

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

"CONTROLE DA EXCITAÇÃO DE GERADORES DE
USINAS HIDRELÉTRICAS: MODELAGEM, IDENTIFICAÇÃO, AJUSTES
E ENSAIOS DE CAMPO"

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

NELSON ZENI JUNIOR

FLORIANÓPOLIS, OUTUBRO DE 1987

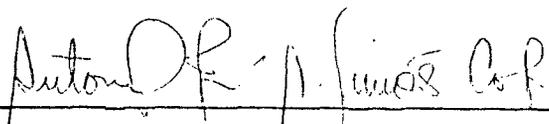
"CONTROLE DA EXCITAÇÃO DE GERADORES DE
USINAS HIDRELÉTRICAS: MODELAGEM, IDENTIFICAÇÃO, AJUSTES
E ENSAIOS DE CAMPO"

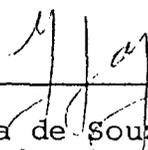
NELSON ZENI JUNIOR

Esta dissertação foi julgada para a obtenção do
título de

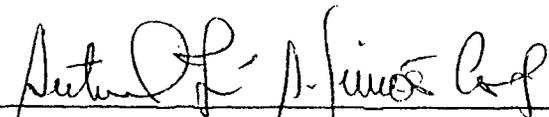
MESTRE EM ENGENHARIA

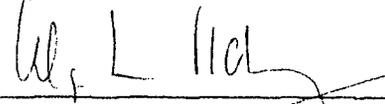
Especialidade Engenharia Elétrica e aprovada em
sua forma final pelo Curso de Pós-Graduação.

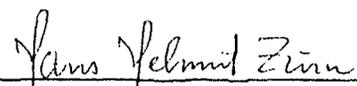

Antonio José Alves Simões Costa, Ph.D
Orientador


Luiz Gonzaga de Souza Fonseca, D.Sc.
Coordenador do Curso de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora


Antonio José Alves Simões Costa, Ph.D


Alquindar de Souza Pedroso, M.Sc.


Hans Helmut Zörn, Ph.D.


Augusto Humberto Bruciapaglia, Dr.Ing.

À minha esposa, Clau e minha
filha, Bárbara

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Antônio José Alves Simões Costa, pelo incentivo e valiosa colaboração na elaboração deste trabalho.

Aos professores do curso de pós-graduação que contribuíram, direta ou indiretamente, para o seu desenvolvimento.

Aos meus colegas que, sob diversas formas, contribuíram para o desenvolvimento do trabalho: Vasco Emilio Souza Moraes, Aires Resing Filho, Luiz Salcedo Goulart da Silva, Renato Rosales, Maria Cristina Silveira, José Lazzari, Carla Castelano da Silva, Marisa Borba Araújo e Carlos Spelmeier.

À Companhia Estadual de Energia Elétrica que me propiciou participar do curso de pós-graduação.

À minha esposa, pelo carinho, paciência e incentivo.

RESUMO

A presente dissertação de mestrado trata de sistemas de excitação estática em usinas hidrelétricas.

Os aspectos mais relevantes do problema são tratados: a modelagem e a identificação, através de ensaios de campo, de geradores síncronos; a modelagem, o ajuste e o acompanhamento do desempenho dos sistemas de excitação.

Uma introdução à análise discreta é apresentada em duas etapas: a utilização da transformada Z e de algoritmo de controle adaptativo, para identificação de geradores, e o controle baseado em microprocessadores, envolvendo os aspectos dos algoritmos de transdução, controle e limitação.

Ênfase é dada à utilização dos estabilizadores de sistema de potência.

O instrumental matemático básico utilizado é o da teoria clássica de sistemas de controle. A teoria moderna de controle é utilizada na solução de problemas nos quais a aplicação da teoria clássica não se mostra eficiente.

Ensaio de campo, envolvendo identificação de geradores e sistemas de excitação e os ajustes destes sistemas, servem para validar os procedimentos propostos. Enfatiza-se, também, o aspecto prático de tais métodos.

Muito contribuíram para a realização deste trabalho, as atividades do autor na CEEE, no Departamento de Engenharia de Sistemas e no Centro de Recursos de Eletrônica e Instrumentação.

ABSTRACT

The present dissertation deals with static excitation systems in hydroelectric power plants.

The most relevant aspects concerning the problem are treated: modeling of synchronous generators, field tests for identification of generators and exciter control systems, excitation systems modeling, parameter settings and procedures for supporting the excitation system performance in the course of time.

An introduction to the use of discrete analysis is presented in two steps: the use of Z-transform and adaptive control algorithms for generators identification, and microprocessor-based control related to the aspects of transduction, control and limitation algorithms.

The use of power system stabilizers is emphasized.

The classical theory of control systems is the main mathematical tool used. Modern control theory is used in the solution of problems for which the application of classical control theory is not efficient.

Field tests for generators identification and for excitation system tuning are used to validate the proposed methodologies. Practical aspects of the proposed methods are also emphasized.

The author's activities with the CEEE Company, in the Systems Engineering Department and in the Instrumentation and Control Resources Center, have been relevant for the realization of this work.

SUMÁRIO

	Página
RESUMO	v
ABSTRACT	vi
LISTA DE TABELAS	xii
LISTA DE FIGURAS	xiii
SIMBOLOGIA	xviii
SIGLAS	xxi
CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO	1
1.1 - Considerações iniciais	1
1.2 - Organização do trabalho	3
1.2.1 - Observações iniciais	3
1.2.2 - Revisão bibliográfica	4
1.2.3 - Contribuições da dissertação	7
1.3 - Usinas ensaiadas	8
CAPÍTULO 2 - MODELAGEM DE GERADORES	10
2.1 - Considerações sobre a complexidade dos modelos ...	10
2.2 - Modelos não-lineares	12
2.2.1 - Operação a vazio	12
2.2.2 - Operação sob carga	13
2.3 - Modelos linearizados	17
2.3.1 - Heffron-Phillips expandido	17
2.3.2 - Linearização do modelo IV	20
2.4 - Utilização dos modelos	26
CAPÍTULO 3 - IDENTIFICAÇÃO DE GERADORES SÍNCRONOS	29
3.1 - Introdução	29
3.2 - Procedimentos clássicos de identificação	29
3.3 - Ensaio para a identificação de parâmetros de geradores	32
3.3.1 - Considerações iniciais	32
3.3.2 - Ensaio de curto-circuito brusco	33

	Página
3.3.3 - Ensaio de recuperação de tensão	35
3.3.4 - Ensaio para determinar x_q	38
3.3.5 - Rejeição de carga	41
3.3.6 - Métodos freqüenciais com o gerador estacionário	49
3.3.7 - Ensaio de campo	52
3.4 - Influência da temperatura	58
3.5 - O enfoque discreto	60
3.5.1 - Considerações iniciais	60
3.5.2 - Discretização do processo	61
3.5.3 - O enfoque do modelo de referência	66
3.6 - Conclusões	72
 CAPÍTULO 4 - SISTEMAS DE EXCITAÇÃO ESTÁTICA	 75
4.1 - Introdução	75
4.2 - Funções de um sistema de excitação	75
4.3 - Dispositivos componentes do sistema de excitação	78
4.4 - Modelagem de sistemas de excitação	83
4.4.1 - Aspectos gerais	83
4.4.2 - Ponte retificadora controlada	84
4.4.3 - Compensador da malha principal e compensador de corrente reativa	87
4.4.4 - Limitador de corrente de campo	88
4.4.5 - Limitador de sub-excitação	89
4.4.6 - Estabilizador do sistema de potência	91
4.4.7 - Sistema de excitação	92
4.5 - Considerações sobre a identificação	92
4.6 - Conclusões	96
 CAPÍTULO 5 - AJUSTES DO SISTEMA DE EXCITAÇÃO	 99
5.1 - Introdução	99
5.2 - Modos de operação	100
5.2.1 - Operação a vazio	100
5.2.2 - Operação sob carga	101
5.3 - Ajuste do regulador de tensão	101
5.4 - Ajuste do compensador de corrente reativa	103

	Página
5.5 - Ajuste do estabilizador de sistema de potência ...	104
5.5.1 - Considerações gerais	104
5.5.2 - Sinal estabilizador derivado da potência de aceleração	107
5.5.3 - Ajuste de sinais estabilizadores	111
5.5.4 - Ajuste dos blocos não-lineares: limitado- res do sinal e bloqueio do estabilizador .	114
5.6 - Ajuste do limitador de sub-excitação.....	118
5.7 - Ajuste do limitador de corrente de campo	120
5.8 - Introdução à abordagem multi-máquinas	122
5.9 - Ensaio de campo: descrição de um caso prático ..	125
5.9.1 - Considerações gerais	125
5.9.2 - Regulador de tensão	127
5.9.3 - Compensador de corrente reativa	129
5.9.4 - Limitador de sub-excitação	131
5.9.5 - Limitador de corrente de campo	137
5.9.6 - Síntese da potência de aceleração do ESP .	141
5.9.7 - Função de transferência do sistema de exci- tação	143
5.9.8 - Ajustes do sinal estabilizador	144
5.9.9 - Esquema de bloqueio e reconexão	151
5.10 - Conclusões	155
 CAPÍTULO 6 - CONTROLE BASEADO EM MICROPROCESSADORES	 158
6.1 - Introdução	158
6.2 - Configuração básica	159
6.3 - Algoritmos de transdução	162
6.3.1 - Considerações preliminares	162
6.3.2 - Tensão terminal	163
6.3.3 - Potência elétrica e corrente ativa	164
6.3.4 - Potência e corrente reativas.....	165
6.3.5 - Desvio de frequência	165
6.4 - Algoritmos de controle	167
6.4.1 - Considerações preliminares	167
6.4.2 - Tensão e corrente reativa	167
6.4.3 - Estabilizador discreto	169

	Página
6.5 - Algoritmos de limitação	171
6.5.1 - Considerações preliminares	171
6.5.2 - Corrente de campo	171
6.5.3 - Sub-excitação	173
6.6 - Perspectivas do controle adaptativo	174
6.7 - Recursos tecnológicos e confiabilidade	176
6.8 - Conclusões	179
CAPÍTULO 7 - ACOMPANHAMENTO DO DESEMPENHO DOS SISTEMAS DE EXCITAÇÃO	181
7.1 - Introdução	181
7.2 - Diagnóstico utilizando modelagem linear	182
7.3 - Acompanhamento através de simulações	184
7.3.1 - Considerações básicas	184
7.3.2 - Aspectos da modelagem	185
7.3.3 - Aspectos da análise	187
7.4 - Conclusões	189
CAPÍTULO 8 - CONSIDERAÇÕES FINAIS	191
APÊNDICE A - MODELOS II E IV - EQUAÇÕES E LINEARIZAÇÃO .	197
A.1 - Modelos não-lineares	197
A.1.1 - Modelo II	197
A.1.2 - Modelo IV	198
A.2 - Modelos linearizados	199
A.2.1 - Heffron-Phillips expandido	199
A.2.2 - Linearização do modelo IV	200
APÊNDICE B - ALGORITMO DE FADEEV-LEVERRIER	202
APÊNDICE C - DESCRIÇÃO FUNCIONAL DO SISTEMA DE EXCITAÇÃO	204
C.1 - Estágio de potência	204
C.2 - Estágio de medição de tensão	208
C.3 - Transdutores de corrente ativa e reativa	210
C.4 - Filtros, somadores e compensadores	212
C.5 - Dispositivos não-lineares	212
C.6 - Transdução de corrente de campo	213

	Página
C.7 - Estabilizador de sistema de potência	214
APÊNDICE D - ALGORITMOS DE TRANSDUÇÃO	217
D.1 - Tensões e correntes	217
D.2 - Tensão terminal	217
D.3 - Potência elétrica	218
D.4 - Potência reativa	219
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	221

LISTA DE TABELAS

TABELA 5.1 - Parâmetros dos geradores de Itaúba

TABELA 5.2 - Reatâncias dos transformadores elevadores de Itaú-
ba

TABELA 6.1 - Tempos de execução de instruções

LISTA DE FIGURAS

- FIGURA 2.1 - Diagrama de blocos do modelo II - máquina a vazio
- FIGURA 2.2 - Diagrama de blocos do modelo IV - máquina a vazio
- FIGURA 2.3 - Diagrama fasorial com a máquina representada pelo modelo II
- FIGURA 2.4 - Diagrama de blocos com a máquina, sob carga, representada pelo modelo II
- FIGURA 2.5 - Diagrama fasorial com a máquina representada pelo modelo IV
- FIGURA 2.6 - Diagrama de blocos com a máquina, sob carga, representada pelo modelo IV
- FIGURA 3.1 - Aplicação do algoritmo de Levy para a identificação de um gerador da usina de Jacuí
- FIGURA 3.2 - Corrente de estator no ensaio de curto-circuito
- FIGURA 3.3 - Tensão terminal e corrente de campo no ensaio de recuperação de tensão
- FIGURA 3.4 - Ensaio de escorregamento
- FIGURA 3.5 - Esquema de medição de ângulo de carga
- FIGURA 3.6 - Tensão terminal e corrente de campo no ensaio de rejeição de carga puramente reativa
- FIGURA 3.7 - Retificador de doze fases para transdução de tensão
- FIGURA 3.8 - Diagrama fasorial para o ensaio de rejeição de carga segundo o eixo em quadratura
- FIGURA 3.9 - Tensão terminal no ensaio de rejeição de carga segundo o eixo em quadratura
- FIGURA 3.10 - Diagrama de Bode da função $L_d(s)$

- FIGURA 3.11 - Oscilograma do ensaio de rejeição de carga reativa na usina do Jacuí
- FIGURA 3.12 - Simulação do ensaio de rejeição de carga reativa na usina do Jacuí
- FIGURA 3.13 - Oscilograma do ensaio de rejeição de carga reativa na usina de Passo Real
- FIGURA 3.14 - Simulação do ensaio de rejeição de carga reativa na usina de Passo Real
- FIGURA 3.15 - Oscilograma de rejeição de carga reativa na usina de Itaúba com o regulador de tensão em automático
- FIGURA 3.16 - Curva EIpico versus X(%) obtida de várias rejeições de carga na usina de Jacuí
- FIGURA 3.17 - Simulação do ensaio de rejeição de carga segundo eixo arbitrário na usina de Jacuí
- FIGURA 3.18 - Simulação do ensaio de rejeição de carga segundo o eixo em quadratura na usina de Passo Real
- FIGURA 3.19 - Oscilograma do ensaio de rejeição de carga segundo eixo arbitrário na usina de Jacuí
- FIGURA 3.20 - Oscilograma do ensaio de rejeição de carga segundo o eixo em quadratura na usina de Passo Real
- FIGURA 4.1 - Malha principal de controle de tensão
- FIGURA 4.2 - Diagrama de blocos do RT incluindo o CCR
- FIGURA 4.3 - Diagrama de blocos do LSE agregado ao SE
- FIGURA 4.4 - Curva de capacidade mostrando a linha de atuação do LSE
- FIGURA 4.5 - Diagrama de blocos do SE incluindo o LSE
- FIGURA 4.6 - Diagrama do ESP já agregado ao SE
- FIGURA 4.7 - Diagrama de blocos de ponte retificadora controlada

- FIGURA 4.8 - Diagrama de blocos simplificado da ponte retificadora
- FIGURA 4.9 - Diagrama de blocos do RT
- FIGURA 4.10 - Diagrama de blocos do CCR
- FIGURA 4.11 - Diagrama de blocos do LCC
- FIGURA 4.12 - Diagrama de blocos do LSE
- FIGURA 4.13 - Linha de atuação do LSE
- FIGURA 4.14 - Diagrama de blocos do ESP
- FIGURA 4.15 - Alternativas para derivação do sinal do ESP
- FIGURA 4.16 - Diagrama de blocos do SE
- FIGURA 4.17 - Ganho KA versus posição do potenciômetro de ajuste
- FIGURA 4.18 - Resposta freqüencial do transdutor de tensão do RT da usina de Itaúba
- FIGURA 4.19 - Ensaio do LSE do SE da usina de Itaúba
- FIGURA 5.1 - Regulação nas barras de baixa e alta tensão
- FIGURA 5.2 - Derivação do sinal de potência de aceleração
- FIGURA 5.3 - Modelo linearizado do SE sob carga
- FIGURA 5.4 - Modelo linearizado do SE após manipulação
- FIGURA 5.5 - Simplificação do modelo do sistema de excitação
- FIGURA 5.6 - Esquema de bloqueio e reconexão
- FIGURA 5.7 - Linha de atuação do LSE
- FIGURA 5.8 - Diagrama para análise do LSE
- FIGURA 5.9 - Diagrama para análise do LCC
- FIGURA 5.10 - Diagrama do SE de Itaúba
- FIGURA 5.11 - Lugar das raízes para o SE
- FIGURA 5.12 - Sobrelevação versus ganho KA
- FIGURA 5.13 - Oscilogramas de resposta ao degrau
- FIGURA 5.14 - Linha de atuação do LSE

- FIGURA 5.15 - Oscilograma de intervenção rápida do LSE
- FIGURA 5.16 - Simulação do ensaio de intervenção rápida do LSE
- FIGURA 5.17 - Oscilograma de intervenção lenta do LSE
- FIGURA 5.18 - Simulação do ensaio de intervenção lenta do LSE
- FIGURA 5.19 - Oscilograma do ensaio de intervenção rápida do LCC
- FIGURA 5.20 - Simulação do ensaio de intervenção rápida do LCC
- FIGURA 5.21 - Oscilograma do ensaio de intervenção lenta do LCC
- FIGURA 5.22 - Simulação do ensaio de intervenção lenta do LCC
- FIGURA 5.23 - Tomada de carga ativa
- FIGURA 5.24 - Tensão terminal e potência elétrica com e sem filtro
- FIGURA 5.25 - Diagrama de Bode sob carga
- FIGURA 5.26 - Resposta ao degrau em várias condições de despacho
- FIGURA 5.27 - Diagrama de Bode sob carga com ESP
- FIGURA 5.28 - Fluxo de potência para teste
- FIGURA 5.29 - Ângulo de carga: (a) sem ESP, (b) com ESP
- FIGURA 5.30 - Saída do ESP, tensão de campo e tensão terminal
- FIGURA 5.31 - Tensão terminal, desvio de frequência e potência de aceleração
- FIGURA 5.32 - Variáveis lógicas do esquema de bloqueio e reconexão
- FIGURA 6.1 - Configuração básica para o controle da excitação
- FIGURA 6.2 - Derivação do sinal de potência de aceleração
- FIGURA 6.3 - Derivação discreta do sinal
- FIGURA 6.4 - Diagrama de blocos do LCC
- FIGURA 6.5 - Diagrama de blocos do LSE
- FIGURA C.1 - Esquema elétrico de excitação estática
- FIGURA C.2 - Tensão de saída da ponte retificadora

- FIGURA C.3 - Tensões de sincronismo para o tiristor 1 e tensão AB
- FIGURA C.4 - Arranjo de transformadores para medição de tensão
- FIGURA C.5 - Diagrama fasorial das tensões de saída
- FIGURA C.6 - Diagrama do transdutor de tensão
- FIGURA C.7 - Diagrama do compensador de corrente reativa
- FIGURA C.8 - Saída do somador para vários fatores de potência
- FIGURA C.9 - Dispositivo não-linear
- FIGURA C.10 - Transdutor magnético de corrente de campo
- FIGURA C.11 - Esquema de bloqueio e reconexão

SIMBOLOGIA

- V_t : Tensão terminal em p.u. ou KV
 P_e : Potência elétrica em p.u. ou MW
 Q : Potência reativa em p.u. ou MVAR
 P_m : Potência mecânica em p.u.
 P_a : Potência de aceleração em p.u. ou MW
 I_t : Corrente terminal em p.u.
 E_∞ : Tensão da barra infinita em p.u.
 I_r : Corrente ativa em p.u.
 I_x : Corrente reativa em p.u.
 i_d : Corrente segundo o eixo direto em p.u.
 i_q : Corrente segundo o eixo em quadratura em p.u.
 E_q : Tensão atrás da reatância síncrona de eixo em quadratura em p.u.
 $E'q$: Tensão proporcional ao enlace de fluxo do campo em p.u.
 E_I : Corrente de campo em p.u.
 E_{fd} : Tensão de campo em p.u.
 $E''q$: Tensão proporcional ao fluxo subtransitório de eixo direto em p.u.
 E'' : Tensão subtransitória em p.u.
 Δw : Desvio de velocidade em p.u.
 δ : Ângulo de carga em rad
 $\Psi''d$: Fluxo subtransitório de eixo direto em p.u.
 Ψ_{kd} : Fluxo do enrolamento amortecedor segundo o eixo direto em p.u.
 $\Psi''q$: Fluxo subtransitório de eixo em quadratura em p.u.
 V_d : Tensão terminal segundo o eixo direto em p.u.

- V_q : Tensão terminal segundo o eixo em quadratura em p.u.
 x_d : Reatância síncrona de eixo direto em p.u.
 x'_d : Reatância subtransitória de eixo direto em p.u.
 x''_d : Reatância subtransitória de eixo direto em p.u.
 x_l : Reatância de dispersão.
 x_q : Reatância síncrona de eixo em quadratura em p.u.
 x'_q : Reatância transitória de eixo em quadratura em p.u.
 x''_q : Reatância subtransitória de eixo em quadratura em p.u.
 x_e : Reatância equivalente do sistema em p.u.
 x_t : Reatância do transformador elevador em p.u.
 x_s : Reatância equivalente do sistema vista da barra de alta tensão em p.u.
 T'_{do} : Constante de tempo transitória de circuito aberto segundo o eixo direto em s.
 T'_{qo} : Constante de tempo transitória de circuito aberto segundo o eixo em quadratura em s.
 T''_{qo} : Constante de tempo subtransitória de circuito aberto segundo o eixo em quadratura em s.
 H : Constante de inércia em s. ($M = 2H$)
 D : Constante de amortecimento em p.u.
 A_g : Parâmetro para representação da saturação em p.u.
 B_g : Parâmetro para representação da saturação em p.u.
 V_{ref} : Tensão de referência em p.u.
 $Erro$: Diferença entre tensão de referência e tensão terminal em p.u.
 V_{reg} : Tensão de saída do regulador de tensão em p.u.
 V_c : Tensão de saída do compensador de corrente reativa em p.u.
 K_A : Ganho permanente do regulador de tensão em p.u./p.u.

- Kt : Ganho transitório do regulador de tensão em p.u./p.u.
- Kc : Ganho do compensador de corrente reativa em p.u./p.u.
- Kl : Ganho do limitador de corrente de campo em p.u./p.u.
- Ku : Ganho do limitador de sub-excitação em p.u./p.u.
- Ke : Ganho do estabilizador de sistema de potência em p.u./p.u.
- kv : Ganho do canal de tensão do limitador de sub-excitação em p.u./p.u.
- kx : Ganho do canal de corrente reativa do limitador de sub-excitação em p.u./p.u.
- kr : Ganho do canal de corrente ativo do limitador de sub-excitação em p.u./p.u.
- Kp : Ganho da ponte retificadora em V/V

Outros símbolos são definidos no próprio texto na medida em que surgem.

SIGLAS

CEEE	: Companhia Estadual de Energia Elétrica
ELETROSUL	: Centrais Elétricas do Sul do Brasil S/A
CSMP	: Continuous System Modeling Program
IBM	: International Business Machine Corporation
TRANSDIR	: Programa de Estabilidade <u>TRANS</u> itória por Simulação com Solução <u>DIR</u> eta da Rede
AUTOVAL	: Programa de Estabilidade que Utiliza Cálculo de Autovalores e Autovetores do Processo Linearizado
FTMA	: Função de Transferência de Malha Aberta
SE	: Sistema de Excitação
SEE	: Sistema de Excitação Estática
RT	: Regulador de Tensão
CCR	: Compensador de Corrente Reativa
LCC	: Limitador de Corrente de Campo
LSE	: Limitador de Sub-excitação
ESP	: Estabilizador de Sistema de Potência
PID	: Controlador Proporcional Integral Derivativo
CCF	: Controle de Carga e Frequência
NAI	: Núcleo de Articulação com a Indústria

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 - Considerações iniciais

A energia elétrica constitui-se um requisito básico e primordial para o desenvolvimento de um país. É uma das condições necessárias para a viabilização de indústrias, e, de maneira geral, para a melhoria da qualidade de vida da população.

A medida que o mercado consumidor de energia elétrica cresce, investimentos no parque gerador e nas capacidades de transmissão, transformação e distribuição devem ser realizados.

A energia elétrica é uma forma ordenada de energia. Pode ser manipulada de maneira conveniente e, ainda, com a interligação de várias áreas, pode ser obtida da fonte primária mais conveniente para dado momento e circunstância.

É indispensável efetuar o controle adequado da geração, tanto no que se refere ao controle de velocidade quanto ao controle da excitação. Isto se reflete em vários benefícios dos quais os mais relevantes são: melhoria da qualidade da energia posta a disposição do consumidor; aumento de confiabilidade, pelo fato de se ter maior garantia de integridade do sistema elétrico de potência em condições de distúrbios severos. Por outro lado, a operação adequada dos equipamentos de controle da geração ajuda a preservar a própria geração por evitar a operação em zonas proibitivas de trabalho.

Este trabalho versa sobre o controle da excitação de geradores de usinas hidrelétricas, enfocando sistemas de excita

ção estática. Neste enfoque, aborda vários aspectos relacionados ao tema, tais como: as questões da modelagem e identificação paramétrica de geradores; a questão de representação, para estudos, dos sistemas de excitação; o problema dos ajustes de tais sistemas e o necessário acompanhamento da operação. Aborda-se, também, em caráter introdutório, a perspectiva do controle da excitação baseado em técnicas digitais.

No Brasil, a preocupação com o desempenho dos sistemas de excitação é razoavelmente recente. Com a implantação das interligações alguns problemas surgiram. Na usina do Jacuí, por exemplo, oscilações sustentadas de tensão, potência e velocidade em determinadas condições operativas, implicaram na necessidade de se efetuar estudos sobre os equipamentos de controle. Técnicos italianos do CESI (6) foram contratados para efetuar levantamento das funções de transferência e ajuste das malhas de controle. Trabalho semelhante foi realizado na CESP. As empresas de energia elétrica compreenderam, então, que havia necessidade de formar pessoal com qualificação para tal tipo de trabalho, tendo surgido, daí, núcleos, em várias empresas, formados por pessoas especializadas em controle e instrumentação.

No entanto ainda se observa, no Brasil, um certo distanciamento entre o pessoal de campo e o pessoal de escritório. No pessoal de campo, nota-se o desconhecimento dos benefícios agregados ao equipamento de controle e um desconhecimento parcial do funcionamento do sistema elétrico de potência. No pessoal de escritório, nota-se falta de conhecimento do equipamento em si e suas limitações. Desta forma, o pessoal de campo pode inadvertidamente tomar decisões sobre a operação que não são as mais adequadas, assim como o pessoal de escritório pode estar traba-

lhando com modelos matemáticos que nem de perto descrevem o comportamento físico dos sistemas de controle e do processo ao qual eles são agregados.

Este trabalho pretende contribuir para o esclarecimento de várias questões relacionadas ao controle da excitação. Com este enfoque, aos pesquisadores de universidades pretende-se apresentar uma visão bastante prática do problema; aos engenheiros de sistemas, envolvidos com estudos dinâmicos, pretende-se apresentar metodologias de identificação e ajustes, que visam facilitar tais tarefas; ao pessoal de campo pretende-se colocar a visão do analista, o que ele persegue e como procura chegar a tais resultados; e, finalmente, ao pessoal de instrumentação pretende-se mostrar o que se busca com os ensaios e as justificativas para tais procedimentos.

1.2 - Organização do trabalho

1.2.1 - Observações iniciais

O autor, há praticamente dez anos, trabalha, em concessionária de energia elétrica, na atividade de engenharia de sistemas, voltado para estudos sobre o controle primário da geração e, nos últimos três anos, no laboratório da mesma empresa realizando atividades que compreendem ensaios de campo e projetos de dispositivos atinentes ao controle da geração. Desta forma, grande parte do material contido nesta dissertação é fruto dos trabalhos já realizados pelo autor, trabalhos estes que compreendem desde a fase de especificação (por exemplo a definição dos sistemas de controle da futura usina de Dona Francisca) até

o projeto (por exemplo, o sistema de excitação do compensador síncrono da subestação de Scharlau, totalmente projetado, construído e implantado pelo autor junto com os colegas de serviço), passando por ensaios de identificação de geradores e sistemas de excitação, estudos de escritório para identificação e ajuste de tais equipamentos.

Desta forma, houve condições do autor adquirir uma razoável bagagem de conhecimentos sobre vários aspectos do problema. Assim sendo, muitas das soluções propostas encontram respaldo prático e, se pecam pela falta de profundo rigorismo, se consubstanciam em resultados que, em grande parte das vezes, foram obtidos à luz do bom senso com metodologias simples, na maior parte dos casos apoiadas em regras elementares da teoria clássica de controle.

1.2.2 - Revisão bibliográfica

O capítulo 2, que versa sobre a modelagem do processo, procura apresentar modelos para os estudos. A modelagem de um gerador síncrono envolve um número razoavelmente grande de não-linearidades. Os modelos utilizados obedecem ao trabalho de Young (77), com a inserção de algumas equações adicionais visando obter variáveis necessárias para a inclusão de alguns dispositivos componentes do sistema de excitação. Para que se possa lançar mão da teoria clássica de sistemas de controle, apresenta-se o modelo de Heffron-Phillips, bastante divulgado pelo trabalho de De Mello e Concordia (61), acrescido de alguns parâmetros, novamente para propiciar a inclusão, na modelagem do sistema de excitação com o gerador, de dispositivos tais como o com

pensador de corrente reativa e os limitadores de corrente de campo e sub-excitação. Apresenta-se, também, a linearização do caso máquina contra barra infinita com a inclusão dos enrolamentos amortecedores, modelo este, derivado do modelo IV de máquina. O tratamento linearizado é construído a partir do tratamento por estado e, para possibilitar o tratamento clássico, por funções de transferência, sugere-se o algoritmo de Fadeev-Leverrier (9).

A identificação de geradores síncronos através de ensaios de campo, tema do capítulo 3, tem por base os procedimentos sugeridos em ensaios de norma (38), (36), (2). Ênfase é dada a métodos que se mostrem de fácil implementação e que propiciem riqueza de informação, e, neste aspecto, o trabalho de De Mello (20), (24), é bastante detalhado. O grau de incerteza nos parâmetros obtidos é também discutido, tendo por base observações feitas em ensaios. Alguns ensaios, como os baseados em métodos frequenciais (10), adotam a busca de um modelo linear como base para a obtenção dos parâmetros de geradores. Tal procedimento poderia ser bastante sistematizado se realizado através de resposta transitória com o uso de equipamento digital e, assim, sugere-se o tratamento do problema com o uso da transformada Z (62), propondo-se um procedimento de cálculo para tanto.

No capítulo 4, definem-se as funções que um sistema de excitação executa. Neste aspecto utiliza-se o trabalho realizado pelo NAI com as empresas do setor elétrico (52). Utilizam-se manuais de fabricantes para o detalhamento dos dispositivos mais importantes do sistema de excitação (4), (5). Um modelo global, que servirá para os estudos apresentados no capítulo 5, é apresentado. O modelo é baseado no sistema de excitação estáti

ca mais comum 37 : o campo sendo alimentado pelo próprio barramento do gerador através de transformador e ponte retificadora a seis pulsos.

Os ajustes do sistema de excitação são o tema do capítulo 5. Neste particular, ênfase é dada ao problema do estabilizador de sistema de potência. Vários trabalhos serviram de base, sendo relevantes os trabalhos de De Mello (16), Soares (67) e Larsen (47). A experiência do autor (81), (82), (86), na concepção e ajuste de tais dispositivos é também descrita. Lança-se mão da teoria clássica de sistemas de controle para sugerir metodologias de ajuste dos vários dispositivos componentes do sistema de excitação, novamente com base na experiência do autor (82), (83), (80), já que o ajuste do compensador de corrente reativa e dos limitadores, não é muito focado na literatura.

O capítulo 6 apresenta uma introdução ao controle da excitação baseado em microprocessadores. O trabalho de De Mello (17), com o estabilizador de sistema de potência amostrado é um dos pioneiros. Preve-se que, em futuro próximo, tais equipamentos venham a substituir o controle analógico da excitação. Enfocam-se os aspectos de algoritmos de transdução, controle e limitação. Os algoritmos de transdução são desenvolvidos pelo autor com uma demonstração rigorosa das leis propostas. Os algoritmos de controle utilizam a analogia com o controle contínuo, sendo as técnicas de controle digital direto propostas com base em trabalho de Takahashi (70). Os algoritmos de limitação baseiam-se, novamente, no controle contínuo, com alternativa, no caso do limitador de corrente, baseada em trabalho do autor (85).

O acompanhamento do desempenho do sistema de excitação,

uma proposta de "manutenção" dos ajustes, é o tema do capítulo 7. As sugestões apresentadas têm por base a experiência do autor na participação em estudos de estabilidade utilizando o programa TRANSDIR (32).

1.2.3 - Contribuições da dissertação

As contribuições mais relevantes da dissertação são as seguintes:

- a) A introdução de variáveis adicionais no modelo de Heffron-Phillips, para propiciar a inclusão da modelagem de outros dispositivos do sistema de excitação pouco enfocados na literatura;
- b) O desenvolvimento de um modelo linearizado, a partir do modelo IV, para análise de fenômenos nos quais o modelo de Heffron-Phillips não se mostra capaz de fornecer informação;
- c) O tratamento da modelagem por estado com a posterior adaptação para uso das técnicas do controle clássico, através do algoritmo de Fadeev-Leverrier;
- d) O desenvolvimento de uma metodologia sistematizada, para o tratamento dos dados obtidos de ensaios de rejeição de carga, propiciando, assim, a obtenção dos parâmetros com a minimização de esforço computacional nas simulações;
- e) A análise do grau de incerteza dos parâmetros de gerador, no que concerne a variáveis tais como a temperatura e o nível de saturação do ferro;
- f) O detalhamento físico dos sistemas de excitação estática do tipo "bus-fed" e polarização cossenoidal, que são os mais comuns, propiciando, para outras empresas do setor elétrico, e

conomia de tempo para obtenção dos modelos e, para os analistas que trabalham em engenharia de sistemas, informação sobre como os dispositivos são construídos (esclarecendo-se, assim, detalhes importantes, tais como, tetos de tensão de campo, ganho estático, etc.);

- g) A definição de estratégias e metodologia de ajuste de dispositivos pouco enfocados na literatura, tais como o compensador de corrente reativa, o limitador de corrente de campo e o limitador de sub-excitação;
- h) A concepção de um estabilizador de sistema de potência que resolve a maior parte dos problemas colaterais associados ao uso de tais dispositivos em usinas hidrelétricas;
- i) O desenvolvimento de um esquema de bloqueio e reconexão bastante flexível para ser aplicado em vários tipos de instalações, bem como uma estratégia para definição de seus ajustes;
- j) A análise do processo via técnicas de controle amostrado, dando uma base para estudos futuros, quando da implantação de sistemas de excitação amostrados;
- k) O desenvolvimento de técnicas de transdução baseadas na utilização de microprocessadores, que visa contribuir não apenas para projeto dos sistemas de excitação, como para o projeto de transdutores de instrumentação;
- l) A colocação do problema de "manutenção" dos ajustes, pouco tratada, e que necessita de uma sistematização adequada.

1.3 - Usinas ensaiadas

Os resultados de ensaios de campo estão distribuídos ao

longo da dissertação, motivo pelo qual o autor entende como conveniente que dados sobre as usinas sejam apresentados na introdução.

Os resultados apresentados sobre a identificação de geradores, através de ensaios de rejeição de cargas, foram obtidos nas usinas de Jacuí, Itaúba e Passo Real, todas as três da CEEE. Os resultados apresentados no capítulo 5, de ajustes, foram obtidos em ensaios na usina de Itaúba.

A usina do Jacuí é constituída de seis geradores de 27,7 MVA, fator de potência de 0,9, acionados por turbinas Francis.

A usina do Passo Real tem os dois geradores de 70 MVA, fator de potência 0,9, acionados por turbinas Kaplan.

A usina de Itaúba é a mais nova usina hidrelétrica do sistema CEEE, e também a maior. É constituída de quatro geradores de 139 MVA, fator de potência 0,9, acionados por turbinas Francis. É a única usina hidrelétrica do sistema CEEE que possui geradores com sistemas de excitação estática ("bus-fed" com polarização cossenoidal).

CAPÍTULO 2

MODELAGEM DE GERADORES

2.1 - Considerações sobre a complexidade dos modelos

Os geradores de usinas hidrelétricas não diferem muito entre si no aspecto de características construtivas. Diferem, isto sim, em características como potência, fator de potência, número de pólos, etc..

Quando se fala em modelagem, a primeira questão que se coloca diz respeito à topologia do modelo. Tal topologia não difere de gerador para gerador, pelo menos no que diz respeito a geradores de usinas hidrelétricas, aos quais se refere este trabalho. Como exemplo, pode-se citar a questão da conexão ou não dos enroladores amortecedores pólo a pólo. Tal conexão não implicará mudança topológica no modelo mas sim alteração nos valores dos parâmetros do mesmo.

Dependendo do estudo a ser realizado, o gerador será modelado com maior ou menor complexidade. Por exemplo, para definir o limite estático de geração de potência reativa com fator de potência nulo, na tensão nominal, não é necessário conhecer a reatância subtransitória de eixo direto; no entanto, para avaliar a corrente de pico em um curto-circuito nos terminais da máquina, torna-se necessário conhecer tal reatância.

Tornou-se corriqueira a divisão dos modelos de máquina, de acordo com a complexidade, em modelos I, II e IV (77). O modelo I, bastante simplificado, não será enfocado. A partir dos modelos II e IV será estabelecida a base para os futuros estu-

dos e desenvolvimentos. A utilização de um ou outro modelo, bem como dos modelos lineares desenvolvidos a partir deles, será uma função do estudo no qual eles serão aplicados como será visto mais adiante.

Em linhas gerais, o modelo deve representar, da maneira mais fiel possível, o que fisicamente ocorre no processo, tendo os graus de liberdade necessários para representar os fenômenos de interesse e tentando ser, ainda, a representação mais simples possível para tanto.

Nos modelos a serem utilizados, foram feitas algumas simplificações que restringem um pouco as suas aplicações. As simplificações principais são as seguintes: o sistema trifásico é considerado balanceado; as variações de velocidade da máquina são relativamente pequenas de tal forma que torna-se possível igualar a potência mecânica ao torque mecânico no sistema p.u.; a saturação será "concentrada" ou definida apenas pela tensão proporcional ao enlace de fluxo do campo ($E'q$); a permeabilidade magnética do núcleo e a condutividade elétrica dos condutores do rotor e estator não dependem do ponto de operação (influência da temperatura); não será considerado o magnetismo remanente, sendo o laço de histerese também desprezado; não será considerada a presença de harmônicas que não a fundamental nas equações fasoriais; não será considerada a saliência subtransitória ($x^d = x^q$).

2.2 - Modelos não-lineares

2.2.1 - Operação a vazio

Torna-se particularmente importante avaliar os modelos para o caso de operação a vazio pois isto irá permitir o ajuste adequado da malha de controle de tensão para um bom desempenho na partida da unidade e na resposta aos comandos do operador ou sincronizador automático.

A Figura 2.1 apresenta um diagrama de blocos do modelo II para a máquina girando a vazio na velocidade nominal (77). Como se pode notar, o modelo é bastante simplificado, representando a máquina por um pólo simples e considerando o efeito da saturação.

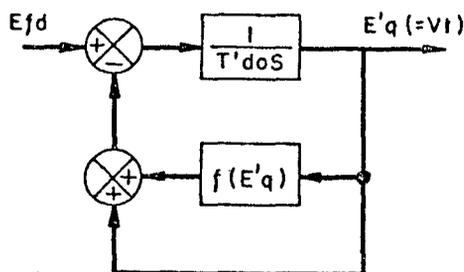


FIGURA 2.1 - Diagrama de blocos do modelo II - máquina a vazio

A Figura 2.2 apresenta o modelo IV para a máquina girando a vazio na velocidade nominal (21). No modelo IV, com a inclusão dos enrolamentos amortecedores, ganha-se em precisão de representação a despeito do aumento de complexidade.

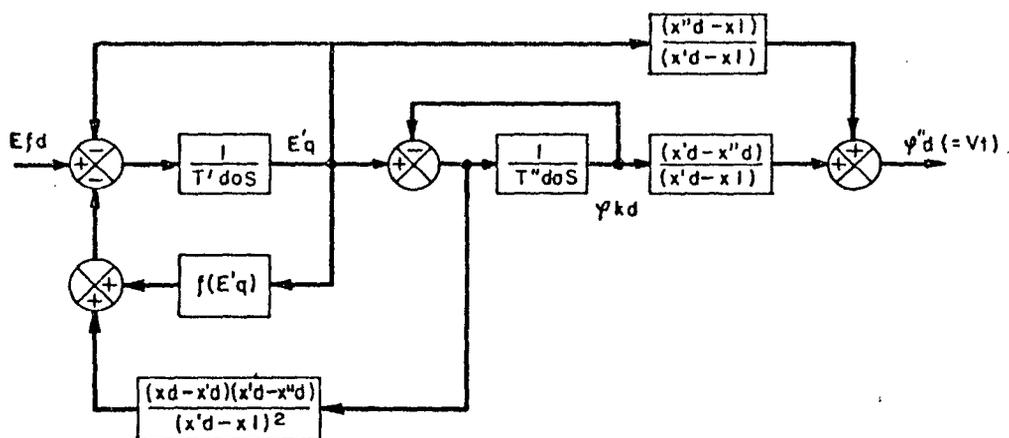


FIGURA 2.2 - Diagrama de blocos do modelo IV - máquina a vazio

2.2.2 - Operação sob carga

Considerar-se-á o sistema representado por uma barra in finita e reatância pura. Nesta situação, com o acoplamento da máquina ao sistema, um número razoável de equações não-lineares aparece, devido, basicamente, ao caráter fasorial das equações da rede. A Figura 2.3 apresenta o diagrama fasorial da atual situação, com a máquina representada pelo modelo II.

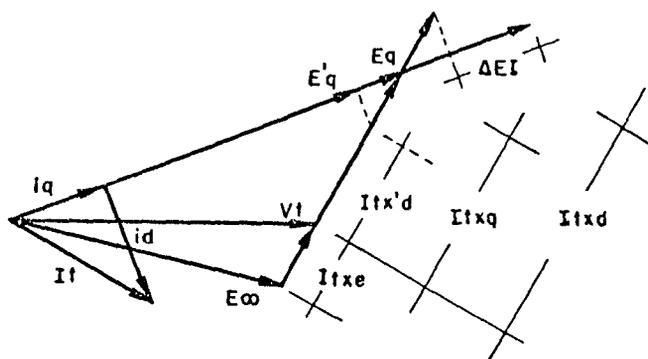


FIGURA 2.3 - Diagrama fasorial com a máquina representada pelo modelo III

A partir do diagrama fasorial apresentado na Figura 2.3, é possível obter o diagrama de blocos da Figura 2.4, onde

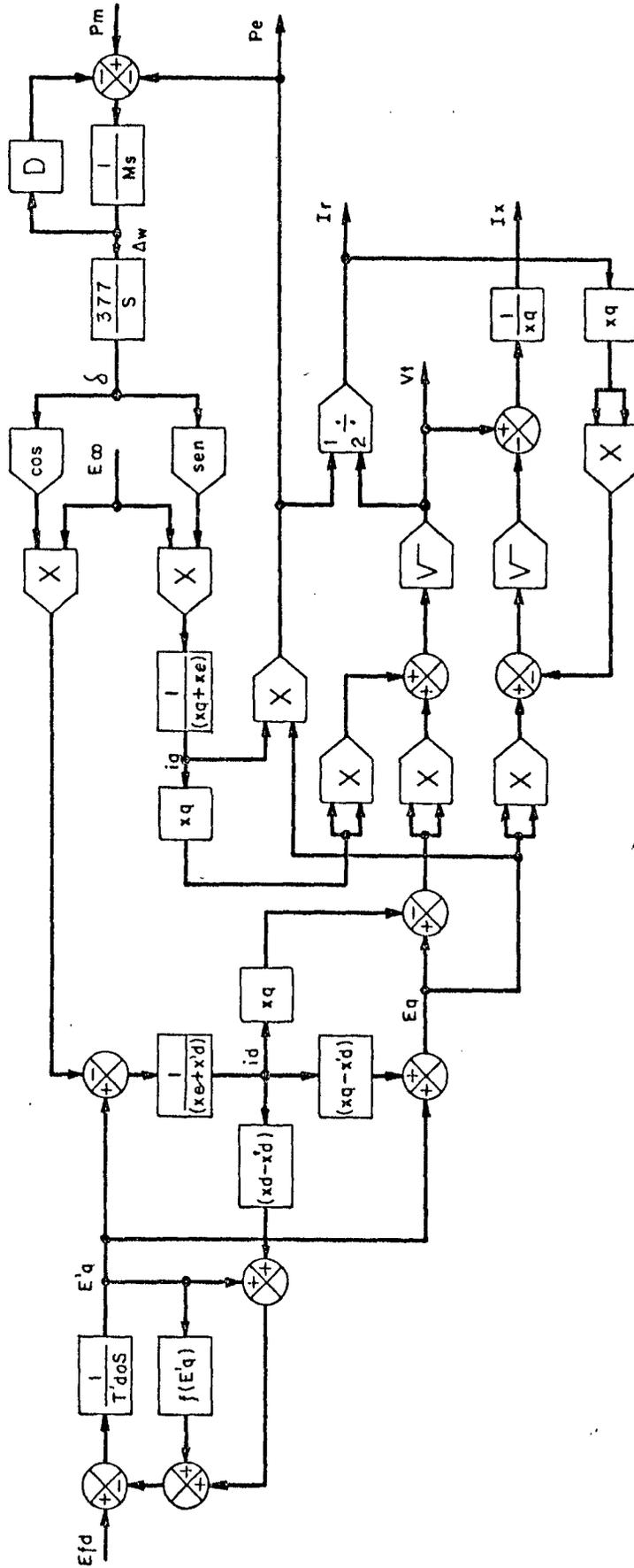


FIGURA 2.4 - Diagrama de blocos, com a máquina sob carga representada pelo modelo II

as variáveis de entrada são P_m e E_{fd} e as variáveis de saída são P_e , V_t , I_r , I_x , Δw e E_I (ver Apêndice A). No modelo estão disponíveis as correntes ativa, reativa e de campo pelo fato de que a maior parte dos sistemas de excitação necessita destas grandezas para executar determinadas tarefas.

O diagrama fasorial para a máquina representada pelo modelo IV, acoplada a uma barra infinita através de uma reatância pura, consta na Figura 2.5.

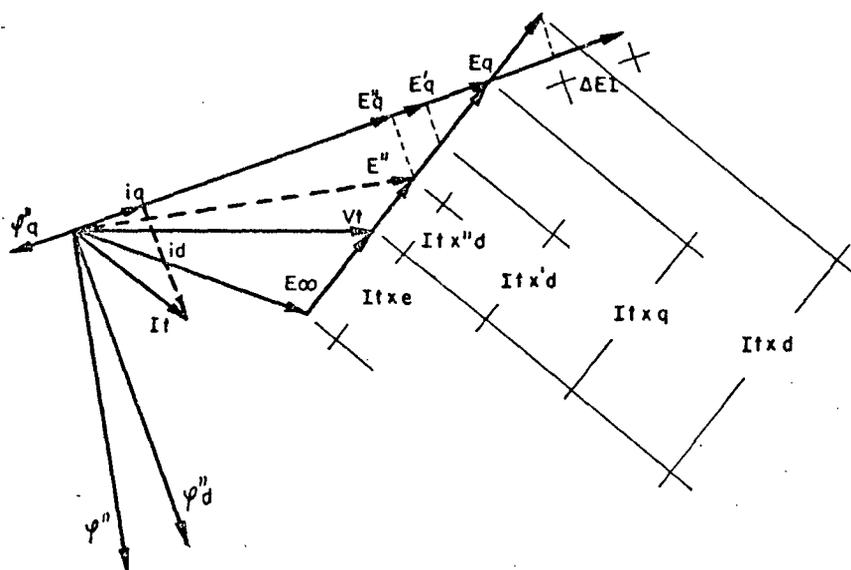


FIGURA 2.5 - Diagrama fasorial com a máquina representada pelo modelo IV

Novamente, utilizando regras de trigonometria, chega-se ao diagrama de blocos da Figura 2.6 (ver Apêndice A). As correntes ativa, reativa e de campo estão novamente disponíveis pelos motivos já expostos.

Os modelos lineares serão derivados destes dois modelos. A aplicação de cada modelo será discutida posteriormente.

2.3 - Modelos linearizados

A linearização dos modelos é de grande valia pois permite, ao analista, a utilização do enorme manancial de métodos já desenvolvido na teoria de sistemas lineares. Torna-se possível utilizar desde os métodos clássicos com Bode, Nyquist, lugar das raízes até métodos ditos modernos como o tratamento por estado. Desta maneira, tem-se um auxílio fundamental para as etapas de identificação e projeto dos dispositivos que atuam no sistema de excitação.

2.3.1 - Heffron-Phillips expandido

Para a condição de máquina operando contra barra infinita, tratada pelo modelo II, obtém-se um modelo de estado como segue.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Delta E'q}{dt} \\ \frac{d\Delta w}{dt} \\ \frac{d\Delta \delta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E'q \\ \Delta w \\ \Delta \delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \\ b_{31} & b_{32} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E_{fd} \\ \Delta P_m \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta V_t \\ \Delta I_r \\ \Delta I_x \\ \Delta P_e \\ \Delta E_I \\ \Delta w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & c_{13} \\ c_{21} & c_{22} & c_{23} \\ c_{31} & c_{32} & c_{33} \\ c_{41} & c_{42} & c_{43} \\ c_{51} & c_{52} & c_{53} \\ c_{61} & c_{62} & c_{63} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E'q \\ \Delta w \\ \Delta \delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} \\ d_{21} & d_{22} \\ d_{31} & d_{32} \\ d_{41} & d_{42} \\ d_{51} & d_{52} \\ d_{61} & d_{62} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E_{fd} \\ \Delta P_m \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Cada coeficiente a_{ij} , b_{ij} , c_{ij} , d_{ij} será obtido pelo cálculo da derivada parcial das variáveis dependentes em relação às variáveis independentes, sendo a derivada parcial avaliada no ponto de operação desejado. Por simplicidade, será omitido o símbolo Δ nas equações. Por exemplo, a_{11} será obtido de:

$$a_{11} = \left. \frac{\frac{\partial dE'q}{dt}}{\partial E'q} \right|_o \quad (2.3)$$

De posse das equações não-lineares do modelo II (ver Apêndice A), os parâmetros do modelo incremental podem ser obtidos, resultando em:

$$a_{11} = \left. \frac{\frac{\partial dE'q}{dt}}{\partial E'q} \right|_o = \frac{-1}{T'do} \left[1 + \frac{(xd-x'd)}{(xe+x'd)} + AgBge^{Bg(E'qo-0,8)} \right] \quad (2.4)$$

$$a_{13} = \left. \frac{\frac{\partial dE'q}{dt}}{\partial \delta} \right|_o = \frac{-E\infty \text{sen}(\delta o) (xd-x'd)}{T'do (xe+x'd)} \quad (2.5)$$

$$b_{11} = \left. \frac{\frac{\partial dE'q}{dt}}{\partial Efd} \right|_o = \frac{1}{T'do} \quad (2.6)$$

$$a_{21} = \left. \frac{\frac{\partial d\Delta w}{dt}}{\partial E'q} \right|_o = \frac{-E\infty \text{sen}(\delta o)}{M(xe+x'd)} \quad (2.7)$$

$$a_{22} = \left. \frac{\frac{\partial d\Delta w}{dt}}{\Delta w} \right|_o = -\frac{D}{M} \quad (2.8)$$

$$a_{23} = \left. \frac{\partial \Delta w}{\partial P_m} \right|_0 = \frac{1}{M} \left[\frac{E' q_0 E^\infty \cos(\delta_0)}{(x_e + x'd)} + \frac{E^\infty{}^2 \cos(2\delta_0) (x_q - x'd)}{(x_q + x_e)(x_e + x'd)} \right] \quad (2.9)$$

$$b_{22} = \left. \frac{\partial \Delta w}{\partial P_m} \right|_0 = \frac{1}{M} \quad (2.10)$$

$$a_{32} = \left. \frac{\partial \delta}{\partial \Delta w} \right|_0 = 377 \quad (2.11)$$

$$c_{11} = \left. \frac{\partial V_t}{\partial E' q} \right|_0 = \frac{x_e (x_e E' q_0 + x'd E^\infty \cos(\delta_0))}{V_t (x_e + x'd)^2} \quad (2.12)$$

$$c_{13} = \left. \frac{\partial V_t}{\partial \delta} \right|_0 = \frac{E^\infty \sin(\delta_0)}{V_t} \left[\frac{x_q^2 E^\infty \cos(\delta_0)}{(x_q + x_e)^2} - \frac{x'd x_e E' q_0 + x'd E^\infty \cos(\delta_0)}{(x_e + x'd)^2} \right] \quad (2.13)$$

$$c_{21} = \left. \frac{\partial I_r}{\partial E' q} \right|_0 = \frac{E^\infty \sin(\delta_0)}{V_t (x_e + x'd)} - \frac{(x_e E' q_0 + x'd E^\infty \cos(\delta_0)) x_e P_{e0}}{V_t^3 (x_e + x'd)^2} \quad (2.14)$$

$$c_{23} = \left. \frac{\partial I_r}{\partial \delta} \right|_0 = \frac{E' q_0 E^\infty \cos(\delta_0)}{V_t (x_e + x'd)} - \frac{(x_q - x'd) E^\infty{}^2 \cos(2\delta_0)}{V_t (x_q + x_e)(x_e + x'd)} - \frac{c_{13} P_{e0}}{V_t^2} \quad (2.15)$$

$$c_{31} = \left. \frac{\partial I_x}{\partial E' q} \right|_0 = \frac{-1}{V_t} \left[\frac{2x_e E' q_0 + (x'd - x_e) E^\infty \cos(\delta_0)}{(x_e + x'd)^2} - \frac{c_{11} Q_0}{V_t} \right] \quad (2.16)$$

$$c_{33} = \left. \frac{\partial I_x}{\partial \delta} \right|_0 = \frac{1}{V_t} \left[\frac{(x'd - x_e) E' q_0 E^\infty \sin(\delta_0) - x'd E^\infty{}^2 \sin(2\delta_0)}{(x_e + x'd)^2} + \frac{x_q E^\infty{}^2 \sin(2\delta_0)}{(x_q + x_e)^2} + \frac{c_{13} Q_0}{V_t} \right] \quad (2.17)$$

$$c_{41} = \frac{\partial P_e}{\partial E'q} \Big|_o = \frac{E^\infty \sin(\delta_o)}{(x_e + x'd)} \quad (2.18)$$

$$c_{41} = \frac{\partial P_e}{\partial \delta} \Big|_o = \frac{E'q_o E^\infty \cos(\delta_o)}{(x_e + x'd)} - \frac{(x_q - x'd) E^\infty^2 \cos(2\delta_o)}{(x_q + x_e)(x_e + x'd)} \quad (2.19)$$

$$c_{51} = \frac{\partial EI}{\partial E'q} \Big|_o = 1 + \frac{(x_d - x'd)}{(x'd + x_e)} + A_g B_g e^{B_g(E'q_o - 0,8)} \quad (2.20)$$

$$c_{53} = \frac{\partial EI}{\partial \delta} \Big|_o = \frac{E^\infty \sin(\delta_o)(x_d - x'd)}{(x'd + x_e)} \quad (2.21)$$

$$c_{62} = \frac{\partial \Delta w}{\partial \Delta w} \Big|_o = 1 \quad (2.22)$$

Os demais parâmetros são todos nulos.

2.3.2 - Linearização do modelo IV

O procedimento adotado é idêntico ao do caso anterior.

A equação de estado será a seguinte.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Delta E'q}{dt} \\ \frac{d\Delta \Psi_{kd}}{dt} \\ \frac{d\Delta \Psi''q}{dt} \\ \frac{d\Delta w}{dt} \\ \frac{d\Delta \delta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} & a_{15} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} & a_{25} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} & a_{35} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} & a_{45} \\ a_{51} & a_{52} & a_{53} & a_{54} & a_{55} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E'q \\ \Delta \Psi_{kd} \\ \Delta \Psi''q \\ \Delta w \\ \Delta \delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \\ b_{31} & b_{32} \\ b_{41} & b_{42} \\ b_{51} & b_{52} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E_f d \\ \Delta P_m \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta Vt \\ \Delta Ir \\ \Delta Ix \\ \Delta Pe \\ \Delta EI \\ \Delta w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c11 & c12 & c13 & c14 & c15 \\ c21 & c22 & c23 & c24 & c25 \\ c31 & c32 & c33 & c34 & c35 \\ c41 & c42 & c43 & c44 & c45 \\ c51 & c52 & c53 & c54 & c55 \\ c61 & c62 & c63 & c64 & c65 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta E'q \\ \Delta \Psi kd \\ \Delta \Psi''q \\ \Delta w \\ \Delta \delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d11 & d12 \\ d21 & d22 \\ d31 & d32 \\ d41 & d42 \\ d51 & d52 \\ d61 & d62 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta Efd \\ \Delta Pm \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Tendo-se as equações do modelo IV (ver Apêndice A), po-
de-se obter os parâmetros do modelo incremental, resultando em:

$$a_{11} = \left. \frac{\partial \frac{dE'q}{dt}}{\partial E'q} \right|_0 = \frac{-1}{T'do} \left[1 + \frac{(xd-x'd)(x''d-xl)^2}{(x''d+xe)(x'd-xl)^2} + \frac{(xd-x'd)(x'd-x''d)}{(x'd-xl)^2} + AgBge^{Bg(E'qo - 0,8)} \right] \quad (2.25)$$

$$a_{12} = \left. \frac{\partial \frac{dE'q}{dt}}{\partial \Psi kd} \right|_0 = \frac{(x'd-x''d)(xd-x'd)(xe+xl)}{T'do(x''d+xe)(x'd-xl)^2} \quad (2.26)$$

$$a_{15} = \left. \frac{\partial \frac{dE'q}{dt}}{\partial \delta} \right|_0 = \frac{(xl-x''d)(xd-x'd)E_{\infty} \sin(\delta o)}{T'do(x'd-xl)(x''d+xe)} \quad (2.27)$$

$$b_{11} = \left. \frac{\partial \frac{dE'q}{dt}}{\partial Efd} \right|_0 = \frac{1}{T'do} \quad (2.28)$$

$$a_{21} = \left. \frac{\partial \frac{d\Psi kd}{dt}}{\partial E'q} \right|_0 = \frac{(xe+xl)}{T''do(x''d+xe)} \quad (2.29)$$

$$a_{22} = \frac{\partial \frac{d\Psi_{kd}}{dt}}{\partial \Psi_{kd}} \bigg|_0 = \frac{-(x_e + x' d)}{T'' d_0 (x'' d + x_e)} \quad (2.30)$$

$$a_{25} = \frac{\partial \frac{d\Psi_{kd}}{dt}}{\partial \delta} \bigg|_0 = \frac{-(x' d - x_l) E^\infty \sin(\delta_0)}{T'' d_0 (x'' d + x_e)} \quad (2.31)$$

$$a_{33} = \frac{\partial \frac{d\Psi''_q}{dt}}{\partial \Psi''_q} \bigg|_0 = \frac{-(x_e + x_q)}{T'' q_0 (x'' d + x_e)} \quad (2.32)$$

$$a_{35} = \frac{\partial \frac{d\Psi''_q}{dt}}{\partial \delta} \bigg|_0 = \frac{-(x_q - x'' d) E^\infty \cos(\delta_0)}{T'' q_0 (x'' d + x_e)} \quad (2.33)$$

$$a_{41} = \frac{\partial \frac{d\Delta w}{dt}}{\partial E''_q} \bigg|_0 = \frac{-(x'' d - x_l) E^\infty \sin(\delta_0)}{M(x'' d + x_e) (x' d - x_l)} \quad (2.34)$$

$$a_{42} = \frac{\partial \frac{d\Delta w}{dt}}{\partial \Psi_{kd}} \bigg|_0 = \frac{-(x' d - x'' d) E^\infty \sin(\delta_0)}{M(x'' d + x_e) (x' d - x_l)} \quad (2.35)$$

$$a_{43} = \frac{\partial \frac{d\Delta w}{dt}}{\partial \Psi''_q} \bigg|_0 = \frac{-E^\infty \cos(\delta_0)}{M(x'' d + x_e)} \quad (2.36)$$

$$a_{44} = \frac{\partial \frac{d\Delta w}{dt}}{\partial \Delta w} \bigg|_0 = -\frac{D}{M} \quad (2.37)$$

$$a_{45} = \left. \frac{\frac{d\Delta w}{dt}}{\partial \delta} \right|_0 = \frac{1}{M} \left\{ \frac{\Psi'' q_0 E^\infty \cos(\delta_0)}{(x''d + xe)} - E^\infty \cos(\delta_0) \left[\frac{\Psi k d_0 (x'd - x''d) + E' q_0 (x''d - x1)}{(x''d + xe)(x'd - x1)} \right] \right\} \quad (2.38)$$

$$b_{42} = \left. \frac{\partial \frac{d\Delta w}{dt}}{\partial P_m} \right|_0 = \frac{1}{M} \quad (2.39)$$

$$a_{54} = \left. \frac{\partial \frac{d\delta}{dt}}{\partial \Delta w} \right|_0 = 377 \quad (2.40)$$

$$c_{11} = \left. \frac{\partial V_t}{\partial E' q} \right|_0 = \frac{xe(x''d - x1)}{(x'd - xe)(x''d + xe)^2 V_{t0}} \left\{ x''d E^\infty \cos(\delta_0) + xe \left[\frac{\Psi k d_0 (x'd - x''d) + E' q_0 (x''d - x1)}{(x'd - x1)} \right] \right\} \quad (2.41)$$

$$c_{12} = \left. \frac{\partial V_t}{\partial \Psi k d} \right|_0 = \frac{c_{11}(x'd - x''d)}{(x''d - x1)} \quad (2.42)$$

$$c_{13} = \left. \frac{\partial V_t}{\partial \Psi'' q} \right|_0 = \frac{xe(xe \Psi'' q_0 - x''d E^\infty \sin(\delta_0))}{V_{t0} (x''d + xe)^2} \quad (2.43)$$

$$c_{15} = \left. \frac{\partial V_t}{\partial \delta} \right|_0 = \frac{-xex''d E^\infty}{V_{t0} (x''d + xe)^2} \left\{ \Psi'' q_0 \cos(\delta_0) + \left[\frac{\Psi k d_0 (x'd - x''d) + E' q_0 (x''d - x1)}{(x'd - x1)} \right] \sin(\delta_0) \right\} \quad (2.44)$$

$$c41 = \left. \frac{\partial Pe}{\partial E'q} \right|_o = \frac{(x''d - x1)E^\infty \text{sen}(\delta o)}{(x'd - x1)(x''d + xe)} \quad (2.45)$$

$$c42 = \left. \frac{\partial Pe}{\partial \Psi kd} \right|_o = \frac{c41(x'd - x''d)}{(x''d - x1)} \quad (2.46)$$

$$c43 = \left. \frac{\partial Pe}{\partial \Psi''q} \right|_o = \frac{E^\infty \cos(\delta o)}{(x''d + xe)} \quad (2.47)$$

$$c45 = \left. \frac{\partial Pe}{\partial \delta} \right|_o = \frac{E^\infty}{(x''d + xe)} \left\{ \left[\frac{\Psi kd o (x'd - x''d) - E'q o (x''d - x1)}{(x'd - x1)} \right] \cos(\delta o) - \Psi''q o \cdot \text{sen}(\delta o) \right\} \quad (2.48)$$

$$c51 = \left. \frac{\partial EI}{\partial E'q} \right|_o = 1 + \frac{(x'd - x''d)(xd - x'd)}{(x'd - x1)^2} + \frac{(xd - x'd)(x''d - x1)^2}{(x''d + xe)(x'd - x1)^2} + \frac{Bg(E'q o - 0,8)}{AgBge} \quad (2.49)$$

$$c52 = \left. \frac{\partial EI}{\partial \Psi kd} \right|_o = \frac{(x'd - x''d)}{(x'd - x1)^2} \left[\frac{(x''d - x1)(xd - x'd)}{(x''d + xe)} - (xd - x'd) \right] \quad (2.50)$$

$$c55 = \left. \frac{\partial EI}{\partial \delta} \right|_o = \frac{E^\infty \text{sen}(\delta o)(x''d - x1)(xd - x'd)}{(x''d + xe)(x'd - x1)} \quad (2.51)$$

$$c64 = \left. \frac{\partial \Delta w}{\partial \Delta w} \right|_o = 1 \quad (2.52)$$

Os coeficientes $c2j$ serão derivados levando em conta que: $Ir = Pe/Vt$ e, portanto:

$$\frac{\partial I_r}{\partial y} = \frac{1}{V_t} \frac{\partial P_e}{\partial y} - \frac{P_e}{V_t^2} \frac{\partial V_t}{\partial y} = \frac{1}{V_t} \frac{\partial P_e}{\partial y} - \frac{I_r}{V_t} \frac{\partial V_t}{\partial y} \quad (2.53)$$

Logo, tem-se:

$$c_{21} = \left. \frac{\partial I_r}{\partial E'q} \right|_o = \frac{c_{41}}{V_{to}} - \frac{P_{eoc11}}{V_{to}^2} \quad (2.54)$$

$$c_{22} = \left. \frac{\partial I_r}{\partial \Psi_{kd}} \right|_o = \frac{c_{42}}{V_{to}} - \frac{P_{eoc12}}{V_{to}^2} \quad (2.55)$$

$$c_{23} = \left. \frac{\partial I_r}{\partial \Psi''q} \right|_o = \frac{c_{43}}{V_{to}} - \frac{P_{eoc13}}{V_{to}^2} \quad (2.56)$$

$$c_{25} = \left. \frac{\partial I_r}{\partial \delta} \right|_o = \frac{c_{45}}{V_{to}} - \frac{P_{eoc15}}{V_{to}^2} \quad (2.57)$$

No caso dos coeficientes c_{3j} , será definida uma variável auxiliar:

$$R = \left\{ \left[\frac{(x'd - x''d)\Psi_{kdo} + (x''d - x_1)E'q_o}{(x'd - x_1)} \right]^2 + \Psi''q_o^2 - \frac{(P_{eox''d})^2}{V_{to}^2} \right\}^{1/2} \quad (2.58)$$

Logo, tem-se:

$$c_{31} = \left. \frac{\partial I_x}{\partial E'q} \right|_o = \frac{c_{11}}{x''d} - \frac{1}{R x''d} \left\{ - \frac{P_{eox''d}^2 c_{21}}{V_{to}} + \left[\frac{((x'd - x''d)\Psi_{kdo} + (x''d - x_1)E'q_o)}{(x'd - x_1)} \right] (x''d - x_1) \right\} \quad (2.59)$$

$$c_{32} = \left. \frac{\partial I_x}{\partial \Psi_{kd}} \right|_o = \frac{c_{12}}{x''d} - \frac{1}{R x''d} \left\{ - \frac{P_{eox''d}^2 c_{22}}{V_{to}} + \left[\frac{((x'd - x''d)\Psi_{kdo} + (x''d - x_1)E'q_o)}{(x'd - x_1)} \right] (x'd - x''d) \right\} \quad (2.60)$$

$$c_{33} = \frac{\partial I_x}{\partial \psi''_q} \quad o = \frac{c_{13}}{x''_d} - \frac{1}{R x''_d} \left[\frac{\psi''_q o - P_{eox}'' d^2 c_{23}}{V_{to}} \right] \quad (2.61)$$

$$c_{35} = \frac{\partial I_x}{\partial \delta} \quad o = \frac{c_{15}}{x''_d} + \frac{P_{eox}'' d c_{25}}{R V_{to}} \quad (2.62)$$

Todos os demais parâmetros são nulos.

2.4 - Utilização dos modelos

O modelo II, em relação ao modelo IV, é mais simples e necessita de um menor número de parâmetros para ser implementado. No entanto, devido às aproximações feitas para o seu desenvolvimento, reproduz, com menor fidelidade, o comportamento dinâmico da máquina síncrona. O seu uso se caracteriza, assim, por fornecer conclusões de caráter qualitativo sobre o desempenho da máquina síncrona, exceção feita a alguns fenômenos, como a frequência natural de oscilação da máquina contra o sistema, na qual, se utilizado o modelo de Heffron-Phillips para o cálculo, se obtém razoável aproximação (81).

Já o modelo IV reproduz com grande fidelidade os fenômenos que ocorrem na máquina em regime transitório, permitindo, assim, análises quantitativas do desempenho em várias condições operacionais (82).

Justifica-se a adoção do modelo II, em estudos de estabilidade, na fase de planejamento para modelagem de novas instalações, já que nesta fase não se dispõe de informação detalhada e minuciosa dos geradores, e os estudos, em si, já apresentam caráter mais qualitativo que quantitativo.

Adota-se o modelo II, em estudos de estabilidade, quan

do não se dispõe de dados completos, ou confiáveis, para determinadas máquinas, pois o seu uso, apesar de ser bem mais simples que o modelo IV, acarreta um incremento do tempo de processamento dos casos, pela necessidade de resolver as equações da rede de maneira iterativa, problema, este, contornado pela utilização do modelo IV (72).

O modelo IV presta-se à utilização em estudo de estabilidade de modo geral, para estudos visando ajustar as malhas de controle do sistema de excitação e como modelo a parâmetros ajustáveis para identificação de geradores por simulação e confronto com ensaios de campo, como será demonstrado no capítulo 3.

O modelo II, por ser mais simples, presta-se à utilização em rápidas verificações no campo, algo difícil de se realizar com o modelo IV devido ao grande volume de dados necessário.

Como os modelos são não-lineares, a maneira mais simples de avaliar desempenho é através da simulação. Dispõe-se, atualmente, de uma razoável quantidade de métodos de simulação como, por exemplo, os disponíveis no CSMP III (68). Há necessidade, contudo, de efetuar uma triagem prévia dos casos a serem simulados, por algum procedimento disponível de análise, de forma a que a simulação não contemple um número excessivamente grande de casos.

A utilização de modelos não-lineares traz como característica básica a dificuldade de avaliar, a nível de causa-efeito, certos fenômenos como, por exemplo, oscilações pouco amortecidas. Torna-se difícil explicar porque tais oscilações variam com a carga ativa e reativa e com a própria configuração do sistema de potência.

Os modelos linearizados, por sua vez, preenchem estas lacunas de maneira efetiva, como tem sido demonstrado na literatura (16).

Todo o manancial de métodos clássicos da teoria de controle pode, então, ser utilizado, tanto em estudos de escritório como em ensaios de campo.

O tratamento por funções de transferência, de tanta valia no controle clássico, pode ser aplicado sobre os modelos linearizados.

O método de Fadeev-Leverrier (9) (ver Apêndice B) pode ser utilizado para o cálculo da transformada de Laplace da matriz de transição de estados. Esta, por sua vez, é usada para gerar a matriz de transferência do sistema conforme segue:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1} B + D \quad (2.63)$$

As malhas de controle que compõem o sistema de excitação podem, então, ser ajustadas a luz destes modelos linearizados. O refinamento dos ajustes pode ser feito por simulação utilizando-se, daí, os modelos não-lineares.

CAPÍTULO 3

IDENTIFICAÇÃO DE GERADORES SÍNCRONOS

3.1 - Introdução

Com o presente capítulo pretende-se fazer uma síntese dos métodos mais usuais para identificação de geradores de usinas hidrelétricas.

Procura-se ressaltar os benefícios inerentes a cada método, suas condições de aplicabilidade, os problemas encontrados na execução e a quantidade da informação obtida.

Ênfase especial é dada aos ensaios de rejeição de carga devido ao grande volume de informações obtidas, aliado à grande praticidade dos ensaios.

A influência da temperatura nos parâmetros é também abordada.

São efetuadas comparações entre os ensaios ressaltando as vantagens e desvantagens de cada um deles.

Uma introdução à identificação através de modelos discretos, pelo enfoque do modelo de referência, é também apresentada.

3.2 - Procedimentos clássicos de identificação

De maneira geral, o processo de identificação consiste em estimular o sistema sob ensaio, coletando informações sobre entrada e saída, normalmente na forma de registros gráficos. Utiliza-se, então, um algoritmo que permite obter um modelo dinâmico

mico do processo, usualmente uma função de transferência. Esta função é refinada até que se apresente como a representação matemática mais fiel possível do processo.

Um dos procedimentos clássicos mais utilizados é o da resposta em frequência. O sistema é excitado com entrada sinusoidal, com o registro simultâneo da entrada e da saída. O ensaio é repetido para várias frequências. Dos registros obtêm-se as curvas de módulo e fase da função de transferência. Através de regras práticas, eminentemente gráficas, pode-se identificar a função de transferência. Os coeficientes, ou pólos e zeros, da função de transferência são refinados por aproximações sucessivas até alcançar-se o resultado desejado. Uma maneira alternativa de se obter a função de transferência é o algoritmo de Levy (8). Este algoritmo, baseado no método dos mínimos quadrados, permite, após a definição dos graus do numerador e denominador, determinar os coeficientes da função de transferência com a melhor aproximação possível. A Figura 3.1 ilustra o método apresentando o resultado de sua aplicação, com o posterior uso do algoritmo de Levy, a um gerador da usina do Jacuí (6).

Outro procedimento de identificação usualmente utilizado, é o da resposta ao degrau. Neste método, o sistema é estimulado com onda quadrada cujo período é bem superior ao tempo de estabilização do sistema. A partir do registro simultâneo de entrada e saída, estima-se a ordem do sistema em termos dos graus do numerador e denominador da função de transferência. Através de simulações sucessivas, ajustam-se os coeficientes do numerador e denominador de tal forma que as curvas obtidas por simulação se assemelhem tanto quanto possível aos resultados obtidos do ensaio (66). Este procedimento é restrito a sistemas de bai

xa ordem. Pode-se obter, deste ensaio, a resposta em frequência do sistema e aplicar os métodos anteriormente sugeridos. Para tanto, utiliza-se a definição da transformada de Laplace e a igualdade de Euler. Para um sistema linear, invariante, relaxado, estimulado por $u(t)$, sendo $u(t)$ um degrau, e, apresentando como saída $y(t)$, tem-se:

$$Y(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} y(t) dt \quad (3.1)$$

Utilizando-se Euler para $s = jw$, vem:

$$Y(jw) = \int_0^{\infty} y(t) \cos(wt) dt - j \int_0^{\infty} y(t) \sen(wt) dt = Y_r(jw) - jY_i(jw) \quad (3.2)$$

O procedimento é efetuado para várias frequências sendo as integrais calculadas numericamente. Tem-se, ainda, em decorrência da aplicação do degrau, que:

$$Y(jw) = \frac{1}{jw} G(jw) \quad (3.3)$$

E, portanto:

$$G(jw) = jwY(jw) = w(Y_i(jw) + jY_r(jw)) \quad (3.4)$$

Sendo $G(jw)$ a função de transferência do sistema avaliada para $s = jw$.

Este método, chamado da correlação (8), necessita que o método de integração numérica utilizado seja razoavelmente preciso e que o sistema seja estável.

Os modelos de geradores apresentados no capítulo anterior, devem ser entendidos, no tocante à identificação, como to

pologicamente definidos com parâmetros a determinar. O esforço de identificação, então, deve ser realizado no sentido de obter os parâmetros dos coeficientes da(s) função(ões) de transferência. Os parâmetros serão constantes de tempo, reatâncias e ganhos incrementais.

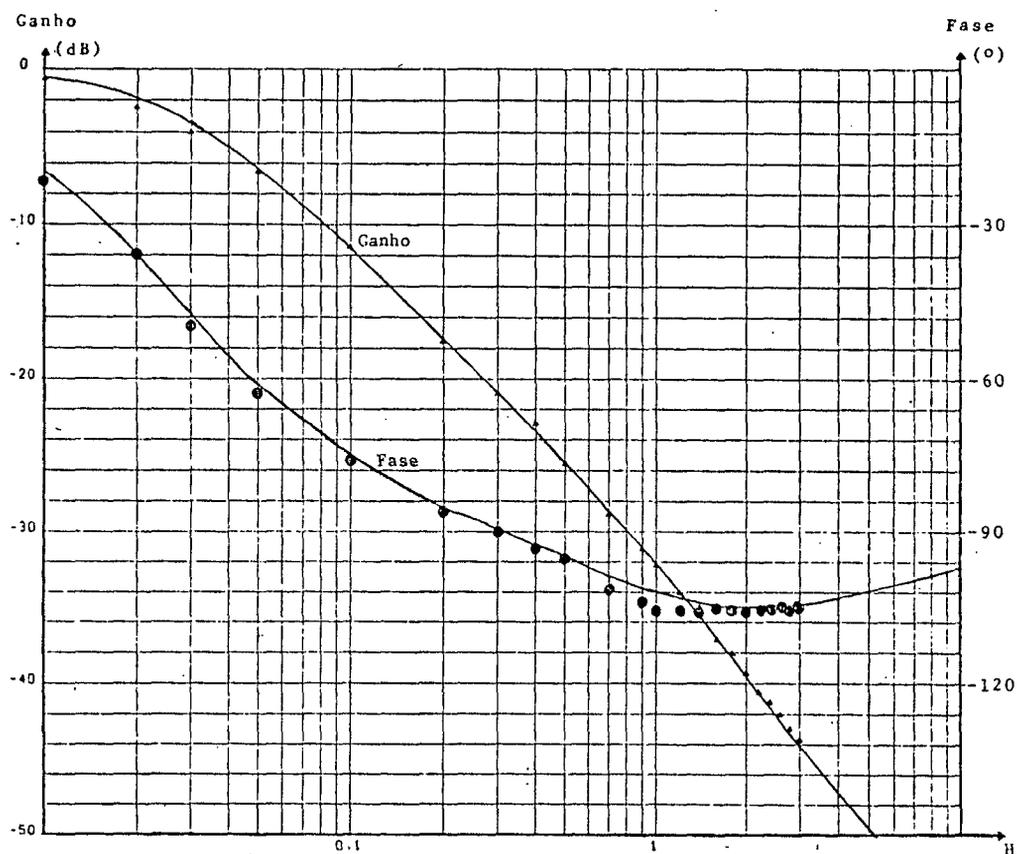


FIGURA 3.1 - Aplicação do algoritmo de Levy para identificação de um gerador da usina de Jacuí

3.3 - Ensaio para a identificação de parâmetros de geradores

3.3.1 - Considerações iniciais

Os ensaios de norma (38), (36), (2) mais utilizados em

período de comissionamento de usinas são os de curto-circuito brusco e de recuperação de tensão. Ambos fornecem informação apenas sobre os parâmetros de eixo direto. Para uma identificação completa do gerador há necessidade de complementá-los com outros ensaios.

Os ensaios de rejeição de carga (20), que permitem obter os parâmetros de eixo direto e em quadratura, são de fácil execução e não implicam na abertura do barramento blindado, como nos ensaios de norma.

Os métodos freqüenciais, com gerador estacionário (10), permitem obter os parâmetros de eixo direto e em quadratura, porém exigem gerador de sinais de razoável potência e posicionamento preciso, do eixo do gerador, segundo os eixos direto e em quadratura. Por este motivo, mostram-se mais adequados para utilização em fábrica.

Seja qual for o método empregado, o procedimento inicial é o de efetuar o levantamento das curvas de saturação a vazio e em curto-circuito. Estas curvas permitem determinar os valores básicos do campo do gerador, a reatância síncrona de eixo direto e os parâmetros A_g e B_g da curva de saturação.

O período mais conveniente para execução dos ensaios é o do comissionamento. A realização dos ensaios, quando da operação dos geradores, é dispendiosa e sujeita à disponibilidade das máquinas por razoáveis períodos de tempo, algo nem sempre possível.

3.3.2 - Ensaio de curto-circuito brusco

O ensaio de curto-circuito brusco, além de servir para

a determinação dos parâmetros segundo o eixo direto, serve, também, como teste do projeto mecânico dos enrolamentos do gerador, devido ao fato de que a máquina fica sujeita a esforços mecânicos durante um período relativamente longo.

Tal ensaio é por demais conhecido (38), (36), (2), não havendo necessidade de aqui detalhá-lo.

Como dificuldade maior de realização de tal ensaio pode-se citar a necessidade de se ter um disjuntor adequado para a sua realização, visto que os geradores atuais são projetados de maneira integrada com os transformadores elevadores, sendo conectados a estes através de barramento blindado com chave seccionadora. Necessita-se, também, de uma pequena obra civil para instalação do disjuntor.

Os sistemas de excitação estática são, quase que na sua totalidade, do tipo "bus-fed", ou seja, retiram a energia para excitar o campo, do próprio barramento do gerador. Como tal barramento será curto-circuitado e é indesejável que haja variação da tensão de campo, alimentação adequada para o controle da excitação deve ser provida. Todas estas dificuldades praticamente inviabilizam a aplicação de tal ensaio em período de operação da máquina.

A Figura 3.2 apresenta um registro gráfico da corrente estatórica neste ensaio (56). Nota-se claramente as duas constantes de tempo.

A metodologia para obtenção dos parâmetros elétricos do gerador consiste em se obter estimativas iniciais para as constantes de tempo e reatâncias, a partir de valores retirados dos registros gráficos, e refinar tais parâmetros através de simulações sucessivas.

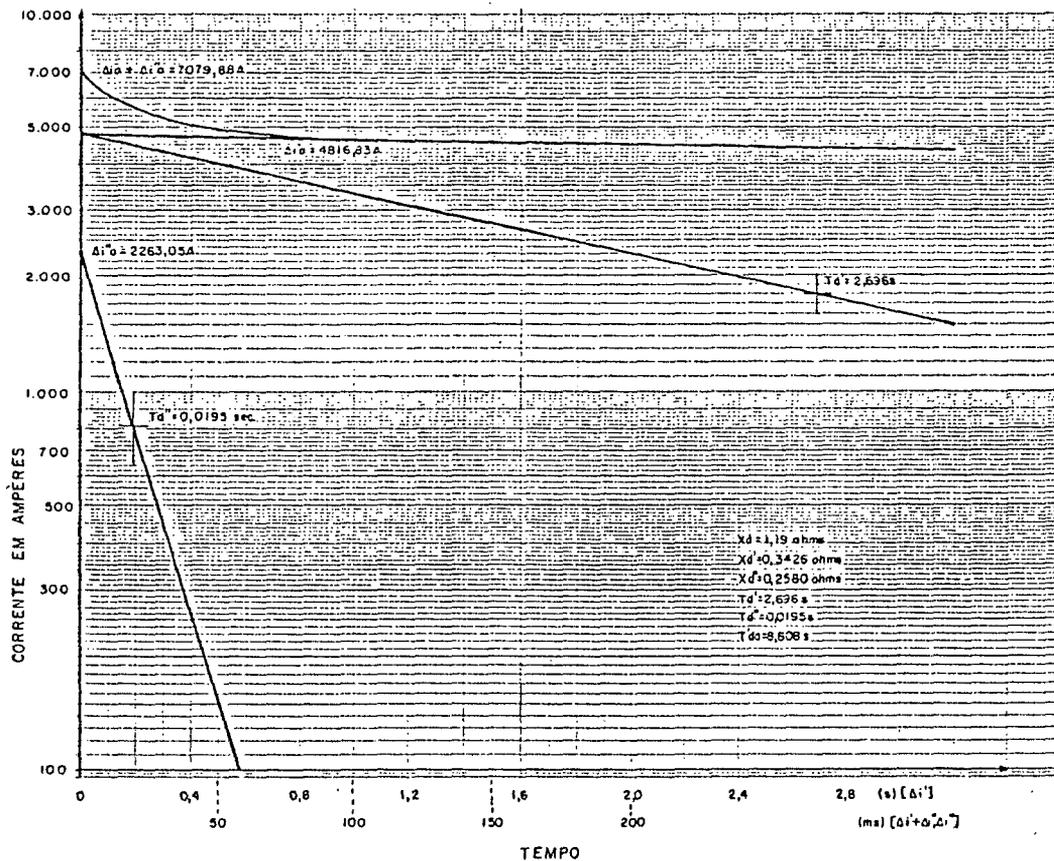


FIGURA 3.2 - Corrente de estator no ensaio de curto-circuito

3.3.3 - Ensaio de recuperação de tensão

Este ensaio pode ser considerado o dual do ensaio de curto-circuito brusco (38). A variável a ser observada, agora, é a tensão terminal.

O ensaio consiste no registro da tensão terminal e corrente de campo após a súbita abertura de um curto-circuito trifásico na armadura. A tensão de campo deve ser mantida constante.

Os problemas de ordem prática que afligem o ensaio anterior estão novamente presentes.

Reportando ao modelo IV, apresentado no capítulo 2, com

a máquina operando em curto-circuito sustentado, na presença de corrente apenas sobre o eixo direto, pode-se escrever:

$$\Psi''_d(0-) = i_d(0-)x''_d \quad (3.5)$$

$$\Psi_{kd}(0-) = i_d(0-)x_l \quad (3.6)$$

$$E'_{q}(0-) = i_d(0-)x'_d \quad (3.7)$$

De (3.5), pode-se determinar x''_d :

$$x''_d = \frac{\Psi''_d(0-)}{i_d(0-)} = \frac{v_t(0+)}{I_t(0-)} \quad (3.8)$$

Pode-se determinar, também, as seguintes relações.

$$\Delta EI = \Delta i_d \frac{(x''_d - x_l)(x_d - x'_d)}{(x'_d - x_l)} \quad (3.9)$$

$$\frac{d\Psi''_d}{dt}(0+) = \frac{dv_t}{dt}(0+) = -\Delta i_d \frac{(x'_d - x''_d)}{T''_{do}} - \Delta EI \frac{(x''_d - x_l)}{T'_{do}(x'_d - x_l)} \quad (3.10)$$

Visto que $T''_{do} \ll T'_{do}$, pode-se aproximar:

$$\frac{dv_t}{dt}(0+) = -\Delta i_d \frac{(x'_d - x''_d)}{T''_{do}} \quad (3.11)$$

Os parâmetros A_g e B_g são determinados da curva de saturação a vazio. A reatância síncrona de eixo direto, x_d , também é obtida das curvas de saturação.

Se este ensaio for realizado com corrente baixa, inferior a 50% da nominal, a saturação deixa de ter importância significativa, podendo-se desprezar A_g e B_g e tomar para x_d o valor não saturado.

A reatância subtransitória de eixo direto, x''_d , é determinada diretamente de (3.8). Resta, ainda, determinar x'_d ,

x_l , T'_{do} e T''_{do} . O procedimento mais conveniente é o de lançar mão das relações (3.9) e (3.11) e, através de simulações sucessivas, refinar tais parâmetros. Os parâmetros inicialmente tomados para o refinamento são definidos da seguinte forma:

Passo 1) Após transcorrido o intervalo de tempo subtransitório, procede-se ao ajuste de $V_t(t)$ por uma função analítica da forma

$$\hat{V}_t(t) = Ae^{-(t/T_1)} + B$$

(um sistema de primeira ordem com constante de tempo T_1);

Passo 2) Da função $\hat{V}_t(t)$ determina-se $\hat{V}(0+)$;

Passo 3) Estipula-se $x'_d = \hat{V}_t(0+)/I_t(0-)$;

Passo 4) Determina-se x_l de (3.9);

Passo 5) Determina-se T''_{do} de (3.11);

Passo 6) Determina-se $T'_{do} = T_1 - T''_{do} \left[1 + \frac{(x'_d - x''_d)(x_d - x'_d)}{(x'_d - x_l)^2} \right]$

Os parâmetros x'_d , x_l , T''_{do} e T'_{do} são refinados através de simulações sucessivas, até que a simulação reproduza, da maneira mais fiel possível, o ensaio.

A Figura 3.3 apresenta o perfil de tensão obtido no ensaio, onde EI é a corrente de campo e V_t a tensão terminal.

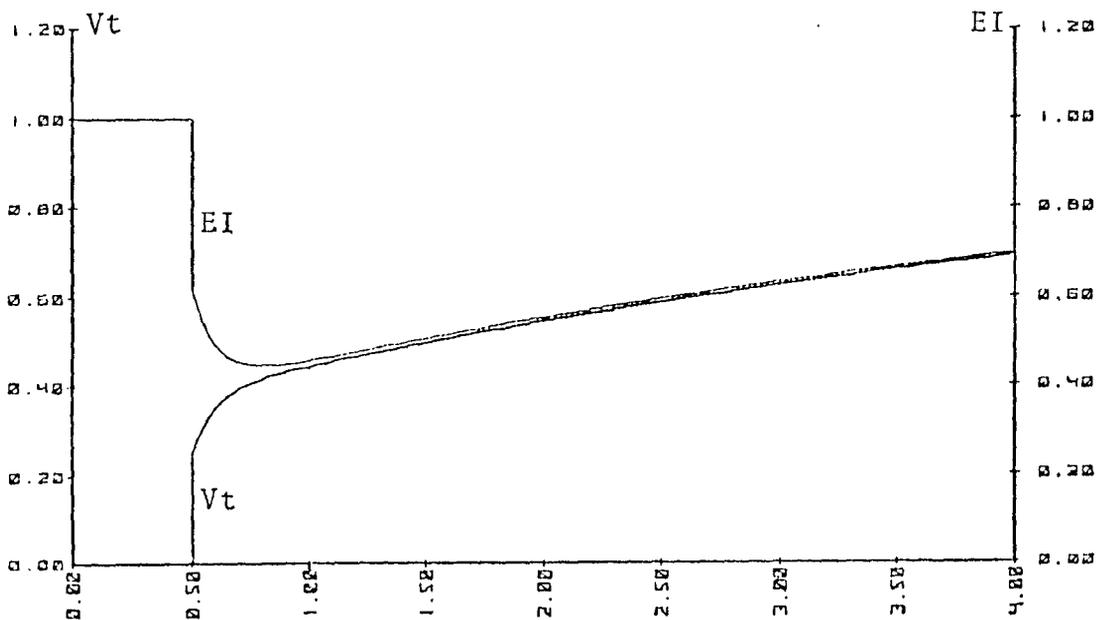


FIGURA 3.3 - Tensão terminal e corrente de campo no ensaio de recuperação de tensão

3.3.4 - Ensaios para determinar x_q

O ensaio mais conhecido é o do escorregamento (38). Neste ensaio a máquina em teste é mantida com o campo aberto, com o rotor a uma velocidade ligeiramente inferior à síncrona. Ao estator é aplicada uma tensão de nível tal que a saturação não esteja presente.

A Figura 3.4 apresenta o resultado do ensaio. Como a reatância x_d é previamente conhecida, determina-se x_q pela relação:

$$\frac{x_q}{x_d} = \frac{V_{\min} I_{\min}}{I_{\max} V_{\max}} \quad (3.12)$$

Onde V_{\min} e V_{\max} representam os valores mínimo e máximo da tensão terminal e I_{\min} e I_{\max} representam os valores mínimo e máximo da corrente terminal.

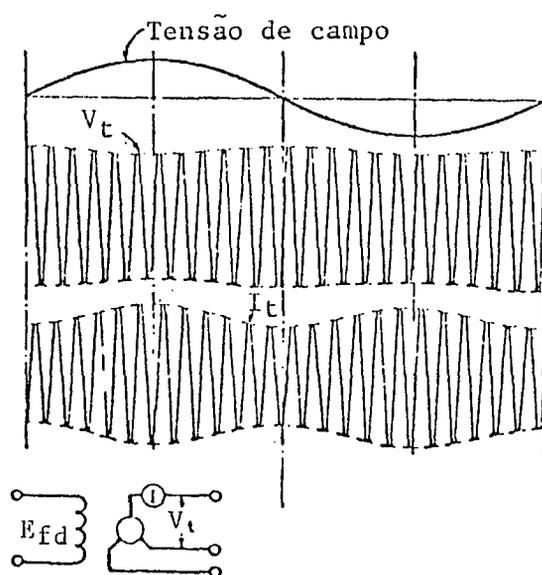


FIGURA 3.4 - Ensaio de escorregamento

Cuidado deve ser tomado de forma que o escorregamento seja extremamente baixo, pois, em caso contrário, a circulação de corrente nos enrolamentos amortecedores pode se tornar significativa e conduzir a erros grosseiros.

Outro ensaio para determinar x_q consiste em determinar a máxima corrente em avanço, na qual a máquina, operando com fator de potência nulo, perde o sincronismo (2). Nesta condição pode-se demonstrar que:

$$x_q = \frac{V_t}{I_t} \quad (3.13)$$

Onde I_t é a corrente de armadura no limite de estabilidade. Note-se que a excitação deve ser invertida para propiciar a circulação de corrente negativa.

Os dois métodos apresentados são de difícil implementação. O segundo ensaio, por exemplo, necessita que haja disponibilidade de excitação negativa. O ensaio de escorregamento, por sua vez, exige uma fonte de potência com tensão ajustável, que

sõ é viável, do ponto de vista prático, se montada com as outras máquinas da usina.

Uma outra forma de obter x_q , consiste em medir o ângulo de carga da máquina (53). Instala-se, no eixo e armadura da máquina, sensores de posição. Um sensor, por exemplo, pode fornecer um pulso a cada passagem da tensão da fase A por zero. O outro sensor, por exemplo, pode ser uma sonda com o número de dentes igual ou múltiplo do número de pares de pólos. O ajuste do zero é feito a vazio. A Figura 3.5 ilustra o método.

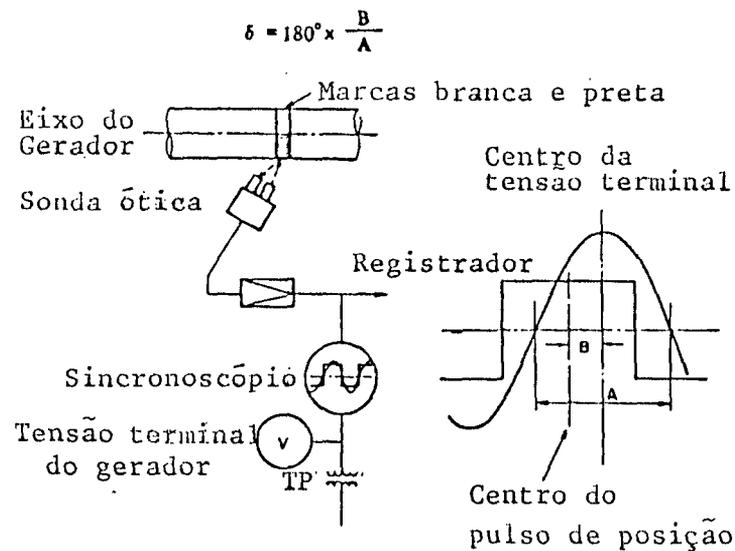


FIGURA 3.5 - Esquema de medição de ângulo de carga

Com a máquina conectada ao sistema, com determinada carga em regime permanente, pode-se, obter a seguinte relação:

$$\operatorname{tg}(\delta) = \frac{P_{\text{exq}}}{Vt^2 + Qx_q} \quad (3.14)$$

Resolvendo (3.14) para x_q , obtém-se:

$$x_q = \frac{Vt^2}{P_{\text{ecotg}}(\delta) - Q} \quad (3.15)$$

Pode-se, desta forma, avaliar x_q para várias condições de carga, podendo-se obter até sua dependência da saturação.

3.3.5 - Rejeição de carga

Este ensaio foi proposto como uma alternativa para identificação paramétrica de geradores, visando eliminar os problemas de ordem prática inerentes aos outros ensaios (20), (24). O autor teve oportunidade de executar tais ensaios nas usinas do Jacuí (84), Itaúba (82) e Passo Real (83).

O ensaio é executado em duas etapas: a primeira visa identificar os parâmetros segundo o eixo direto e a segunda, os parâmetros do eixo em quadratura. No primeiro caso, a máquina é conectada ao sistema de potência e subexcitada de forma a absorver uma considerável carga reativa. Nesta condição só há corrente segundo o eixo direto pois a potência ativa gerada é nula. São anotados os valores da tensão terminal, corrente e tensão de campo e corrente de armadura, procedendo-se, imediatamente, à abertura do disjuntor de grupo. A Figura 3.6 apresenta o comportamento da tensão terminal e da corrente de campo neste ensaio.

A tensão de campo deve ser mantida constante o que implica, em sistemas de excitação alimentados pela própria barra terminal, em se utilizar outra fonte de energia para alimentar o campo que não o próprio gerador. Neste aspecto, sistemas de excitação que tenham o estágio de potência com polarização cosenooidal (58), (3), apresentam vantagem pois são auto-regulados.

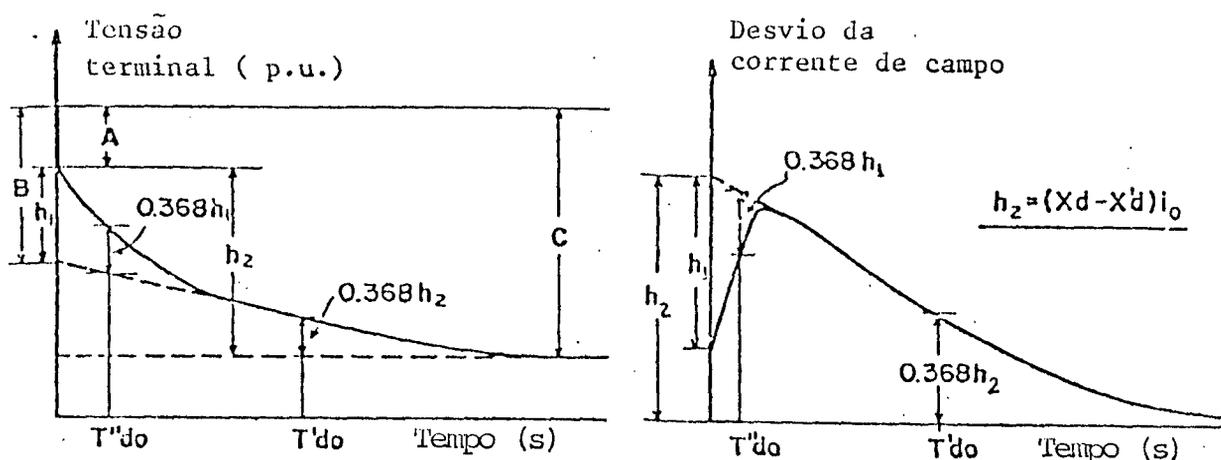


FIGURA 3.6 - Tensão terminal e corrente de campo no ensaio de rejeição de carga puramente reativa

A par da necessidade de se alimentar o campo com outra fonte, o ensaio é de aplicação relativamente fácil, pois não há necessidade de arranjos trabalhosos como nos ensaios de curto-circuito brusco e recuperação de tensão. O problema maior reside na instrumentação. Um oscilógrafo, ou osciloscópio de processo, é imprescindível. Os transdutores, por sua vez, precisam ser extremamente rápidos, sendo que tal problema se agrava quando se pensa no registro da tensão terminal. Um conversor CA/CC rápido é necessário para que os instantes imediatamente posteriores à rejeição não tenham a informação degradada.

Um esquema de transdução, simples e eficaz, consiste no uso da retificação de doze fases conforme apresentado na Figura 3.7. Com este esquema, não há degradação do sinal pois o ruído relativamente baixo ($\approx 2,5\%$) permite o registro com razoável amplificação sem necessidade de filtro.

A segunda etapa do ensaio consiste em rejeitar uma determinada carga tal que não haja componente de corrente segundo o eixo direto. A Figura 3.8 apresenta o diagrama fasorial da

máquina nesta condição. A rejeição de tal carga não provocará alteração no eixo direto, mas apenas no eixo em quadratura. A corrente de campo, por sua vez, não sofrerá alteração alguma com a rejeição visto que só há corrente sobre o eixo em quadratura. A Figura 3.9 apresenta o perfil típico da tensão terminal neste ensaio. Foi suprimido, na Figura 3.9, o efeito da variação da velocidade sobre a tensão.

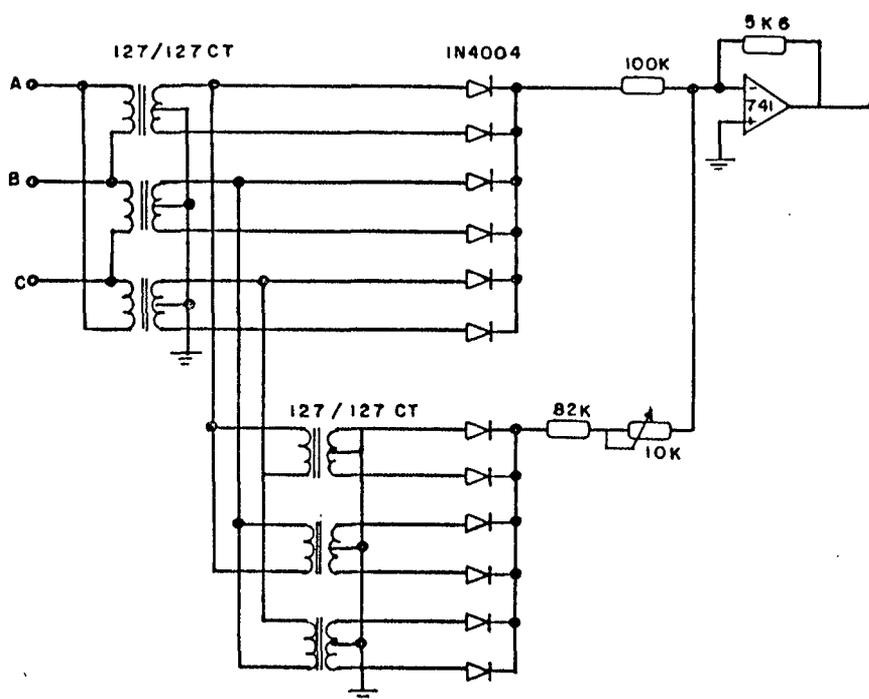


FIGURA 3.7 - Retificador de doze fases para transdução de tensão

O ensaio, a princípio é de fácil execução. O primeiro problema reside na carga a ser rejeitada. Para colocar a corrente sobre o eixo em quadratura é necessário conhecer x_q a priori. Como x_q é resultado da identificação, torna-se necessário estabelecer um procedimento, do tipo tentativa e erro, rejeitando várias cargas até que não se verifique alteração alguma na corrente de campo.

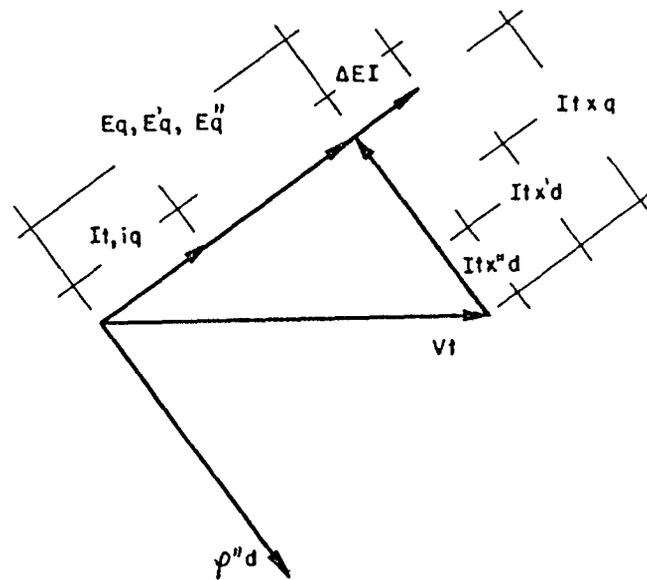


FIGURA 3.8 - Diagrama fasorial para o ensaio de rejeição de carga segundo o eixo em quadratura

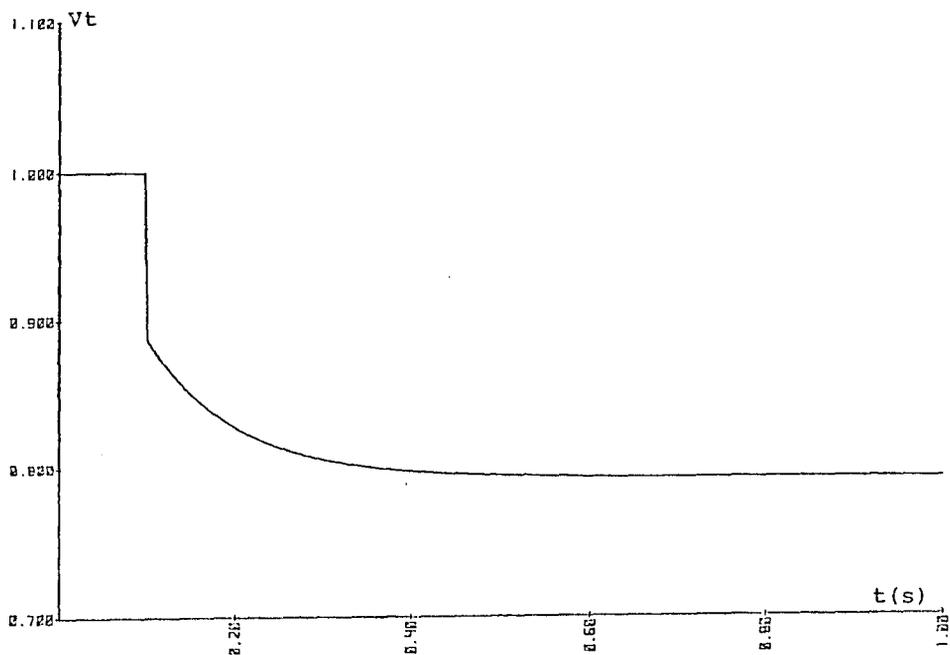


FIGURA 3.9 - Tensão terminal no ensaio de rejeição de carga segundo o eixo em quadratura

A variação inicial observada na corrente de campo é proporcional à corrente de eixo direto rejeitada. Plota-se, então, um gráfico no qual as abscissas representam Q/It^2 e as ordenadas a variação da corrente de campo. Após sucessivas rejeições

aproxima-se a curva por uma reta, derivando-se, assim, o valor de x_q no cruzamento por zero das ordenadas:

$$x_q = \frac{Q}{I_t^2} \quad (3.16)$$

O procedimento, embora trabalhoso quando não se tem uma estimativa inicial de x_q , conduz a bons resultados.

Outro problema a ser considerado é o da fixação da tensão de campo. Há necessidade de usar outra fonte para tanto. Mesmo nos sistemas com polarização cossenoidal, a variação da frequência provoca variações nas tensões de sincronismo da ponte retificadora controlada, devido à utilização de filtros para rejeitar ruídos da comutação dos tiristores e, em consequência, provoca variação da tensão de campo. Há necessidade de compor uma malha de controle com alto ganho, para manter constante a tensão de campo ou usar fonte externa estabilizada e regulável. Em máquinas com excitatriz rotativa isto é ainda mais problemático pois o aumento de velocidade provoca aumento da tensão de armadura e o controle desta tensão necessita, ainda, compensar os atrasos inerentes aos geradores CC na regulação de tensão.

A sobrefrequência causada pela rejeição de carga ativa é proporcional a esta carga. Nos instantes iniciais, após a rejeição, a variação de frequência é pouco significativa e não traz maiores inconvenientes. Em máquinas de pólos salientes, onde há apenas T''_q , praticamente se processa todo o regime subtransitório sem que haja variação apreciável da frequência. Já em máquinas de pólos lisos, tal problema cresce de importância, causando dificuldades na determinação de x'_q e T'_q .

Os ensaios são executados com controle manual de ten-

são.

Um ensaio adicional de rejeição de carga com a máquina sobreexcitada, fator de potência nulo e com regulador automático de tensão, pode ser executado para permitir uma avaliação dos parâmetros com um determinado nível de saturação, além de proporcionar uma verificação global da modelagem do sistema de excitação quando este for, também, motivo da identificação.

Pode ser realizado, também, um ensaio segundo um eixo arbitrário com a máquina subexcitada e controle manual de tensão. Este ensaio se presta para identificação e para análise.

O ajuste dos parâmetros deve seguir um determinado procedimento, de forma a que se chegue a resultados satisfatórios sem um número excessivo de simulações.

Um procedimento que pode ser adotado para os ensaios expostos é constituído das seguintes etapas:

Passo 1) Das curvas de saturação a vazio determina-se E_{fd0} , I_{fd0} e os parâmetros A_g e B_g da saturação;

Passo 2) Anotam-se os valores de V_t , E_I e Q no instante imediatamente anterior à rejeição;

Passo 3) Determina-se x''_d (vide equações do modelo IV):

$$x''_d = \left[\frac{V_t(0-) - V_t(0+)}{Q(0+) - Q(0-)} \right] V_t(0-) \quad (3.17)$$

(tal valor será mais próximo do valor não-saturado quanto maior a carga rejeitada);

Passo 4) Determina-se uma relação entre reatâncias de acordo com as variações de corrente de campo e armadura observadas, de acordo com as equações do modelo IV:

$$\frac{\Delta E_I}{\Delta i_d} = \frac{(x_d - x'_d)(x''_d - x_l)}{(x'_d - x_l)} \quad (3.18)$$

(obtêm-se, então, uma relação de vínculo entre x_d , x'_d e x_l)

Passo 5) Determina-se, a partir do valor de regime permanente de E_{fd} , uma relação de vínculo entre x'_d e x_d :

$$E_{fd}(0-) = V_t(0-) + id(0-)x'_d + A_{ge} B_g (V_t(0-) + id(0-)x'_d - 0,8) \quad (3.19)$$

Passo 6) Extinto o regime subtransitório, ajusta-se a tensão terminal por um sistema de primeira ordem, cuja constante de tempo é T_1 :

$$V_t(t') - V_t(\infty) = A_e e^{-(t-t')/T_1} \quad (3.20)$$

(t' é escolhido de tal forma que, em t' , não se notam resquícios significativos do regime subtransitório)

Passo 7) De (3.20) obtêm-se aproximações iniciais para x'_d e T'_{do} :

$$x'_d = (V_t(0-) - A_e e^{-t'/T_1}) / id(0-); \quad T'_{do} = T_1 \quad (3.21)$$

Passo 8) Obtêm-se uma expressão para o regime subtransitório:

$$V_t(t) - (V_t(0-) - id(0-)x'_d) e^{-t/T_1} = id(0-)(x'_d - x''_d) e^{-t/T_2} \quad (3.22)$$

(onde T_2 é uma aproximação inicial para T''_{do})

Passo 9) Com o valor de x'_d obtido de (3.21), obtêm-se x_d de (3.19) e, com os dois parâmetros, obtêm-se x_l de (3.18);

Passo 10) Com todos os valores iniciais já estipulados procede-se às simulações sucessivas visando o refinamento dos parâmetros.

Deve-se tentar otimizar o ajuste das curvas de tensão terminal e corrente de campo.

Sugerem-se os seguintes passos como procedimento para identificação dos parâmetros segundo o eixo em quadratura:

Passo 1) No ensaio em que não se verificou variação de corrente de campo, anotam-se os valores de V_t , P_e , Q e EI no instante imediatamente anterior à rejeição;

Passo 2) Determina-se x_q :

$$x_q = \frac{-QV_t(0-)^2}{P_e^2 + Q^2} \quad (3.23)$$

Passo 3) Determina-se x''_q a partir de equação obtida do diagrama fasorial para a carga considerada:

$$(P_e^2 + Q^2)x''_q^2 + 2V_t(0-)^2 Qx''_q + V_t(0-)^4 - V_t(0+)^2 V_t(0-)^2 = 0 \quad (3.24)$$

(o valor de x''_q é muito próximo do valor de x''_d)

Passo 4) Ajusta-se a curva de tensão terminal segundo a expressão:

$$V_t(t) = \left(A^2 + \left(B e^{-t/T''_{q0}} \right)^2 \right)^{1/2} \quad (3.25)$$

Onde,

$$A = \left(V_t(0-) + Qx_q/V_t(0-) \right)^2 + \left(P_{exq}/V_t(0-) \right)^2 \quad (3.26)$$

$$B = \left(V_t(0+)^2 - A^2 \right)^{1/2} \quad (3.27)$$

(a expressão nada mais é do que a composição de duas tensões ortogonais, uma sobre o eixo direto e a outra sobre o eixo em quadratura)

Passo 5) Por simulações sucessivas, determina-se T''_{q0} .

Como informação importante, pode-se comentar a necessidade de avaliar o nível de saturação no qual se encontra o gerador. Mesmo no caso de carga reativa em regime de subexcitação,

a saturação se faz presente. A saturação afeta todos os parâmetros (53), inclusive x_l (30), motivo pelo qual ela deve ser considerada nas simulações.

3.3.6 - Métodos freqüenciais com o gerador estacionário

Nestes métodos de ensaio, o enfoque básico é o de se determinar as indutâncias operacionais de eixo direto e de eixo em quadratura, através do levantamento de determinadas funções de transferência com o gerador em repouso (10).

As funções de transferência obtidas por ensaio são:

$$\frac{\Delta E_{fd}(s)}{\Delta i_d(s)} \quad (3.28)$$

$$\frac{\Delta E_I(s)}{\Delta i_d(s)} \quad (3.29)$$

$$\frac{\Delta V_d(s)}{\Delta i_d(s)} \quad (3.30)$$

$$\frac{\Delta V_q(s)}{\Delta i_q(s)} \quad (3.31)$$

A função (3.28) é obtida com o enrolamento de campo aberto e o da armadura sendo excitado. As funções (3.29) e (3.30) são obtidas com o campo em curto-circuito e a armadura sendo excitada. A função (3.31) é obtida com a armadura excitada.

O gerador é deixado estacionário tendo o campo alinhado segundo o eixo direto ou em quadratura, conforme o ensaio, por posicionamento adequado do rotor.

Das funções (3.30) e (3.31) pode-se escrever:

$$Z_d(s) = R_a + sL_d(s) = \frac{V_d(s)}{i_d(s)} \quad (3.32)$$

$$Z_q(s) = R_a + sL_q(s) = \frac{V_q(s)}{i_q(s)} \quad (3.33)$$

Em baixas frequências ($R_a \gg \omega L$) o valor de R_a predomina e, em altas frequências (1 a 100 Hz), $R_a \ll \omega L$, predominando a parte indutiva. A resistência do cobre se altera com a frequência, pois há a tendência da corrente circular pela periferia do condutor (69). Na faixa de frequência de interesse $R_a < \omega L$ e, assim, o erro cometido em considerar $R_a(\omega) = R_a(0)$ não é significativo (39).

As funções (3.28) e (3.29) são também medidas de maneira a compor uma coleção de coeficientes que permitirá montar um sistema de equações, cuja solução é o conjunto de parâmetros de eixo direto e de eixo em quadratura. Na referência 10, o procedimento para tanto é bem descrito.

A título de ilustração é apresentado, na Figura 3.10, um diagrama de Bode da Função (3.30), que bem caracteriza o resultado obtido. Resultados semelhantes são obtidos para o eixo em quadratura.

Neste tipo de ensaio trabalha-se com baixos níveis de estímulo, em ausência de saturação. Tal situação quase não se verifica em operação, motivo pelo qual tal ensaio necessita de complementação.

Testes de resposta em frequência (13), realizados com o gerador em repouso, para identificar parâmetros e efetuar confronto com resultados obtidos por método clássico de resposta frequencial em repouso, observaram que alguns parâmetros, tais

gere-se, ainda, que a corrente de armadura fique confinada a 0,2% do valor nominal (10). Tal valor, aparentemente baixo, torna-se elevado se for observado que deve ser suprido por um gerador de funções sinusoidais.

A adoção deste tipo de ensaio na fábrica, com maiores recursos de instrumentação, seria de aplicação mais fácil. Normalmente já são realizados ensaios em fábrica, tais como a determinação das curvas de saturação, momento de inércia, etc.. Os ensaios de resposta em frequência viriam complementar os ensaios já realizados em fábrica e fornecer subsídios ao comissionamento e estudos de planejamento, a curto e médio prazos.

3.3.7 - Ensaio de campo

Os ensaios aqui apresentados, foram realizados nas usinas de Itaúba, Jacuí e Passo Real, utilizando o método da rejeição de carga.

A Figura 3.11 apresenta o oscilograma correspondente ao ensaio de rejeição de carga reativa na usina do Jacuí. Os resultados da identificação, por simulação, são apresentados na Figura 3.12.

O oscilograma do ensaio de rejeição de carga reativa realizado em gerador da usina de Passo Real é apresentado na Figura 3.13. As curvas simuladas com o ajuste final dos parâmetros, são apresentadas na Figura 3.14.

Na usina de Itaúba o ensaio foi realizado com o regulador de tensão em automático. A Figura 3.15 apresenta o oscilograma com as curvas ajustadas, por simulação, sobrepostas. Neste caso, modelou-se, também, o sistema de excitação.

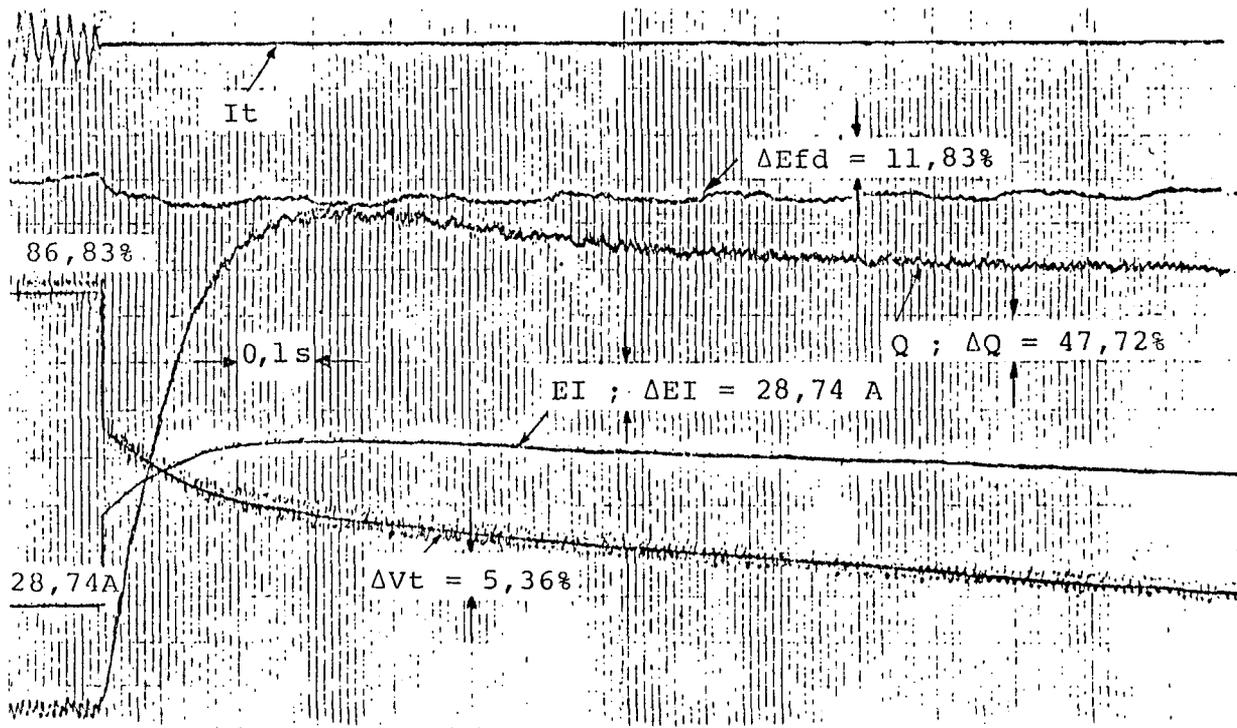


FIGURA 3.11 - Oscilograma do ensaio de rejeição de carga reativa na usina de Jacuí

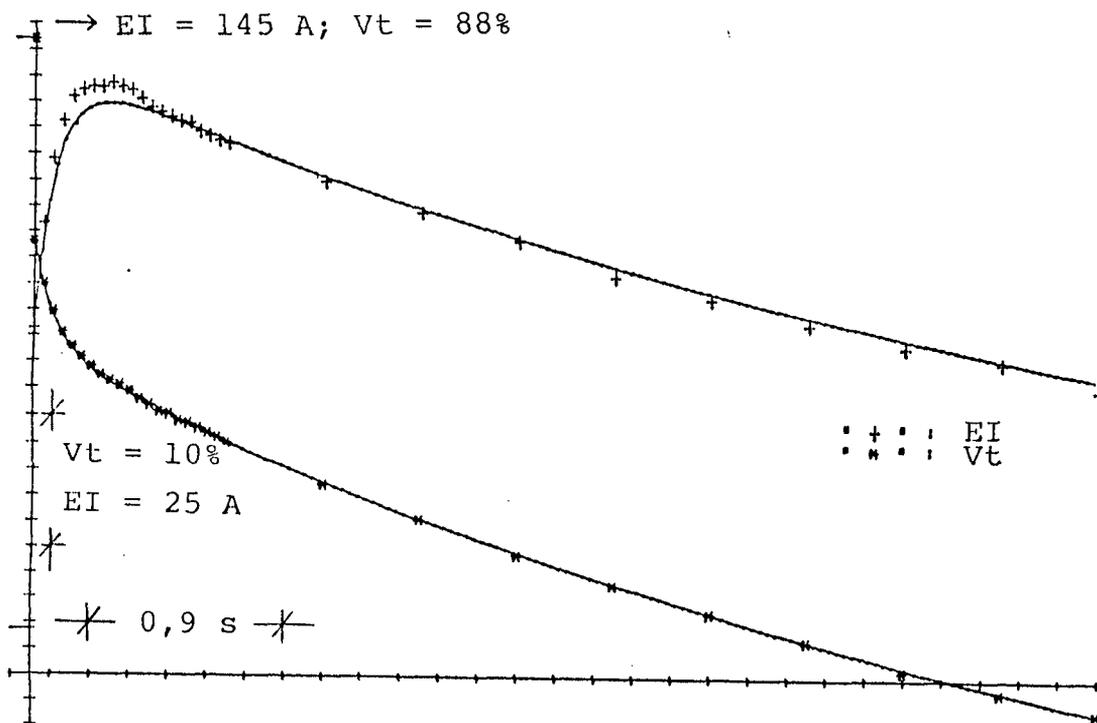


FIGURA 3.12 - Simulação do ensaio de rejeição de carga reativa na usina de Jacuí

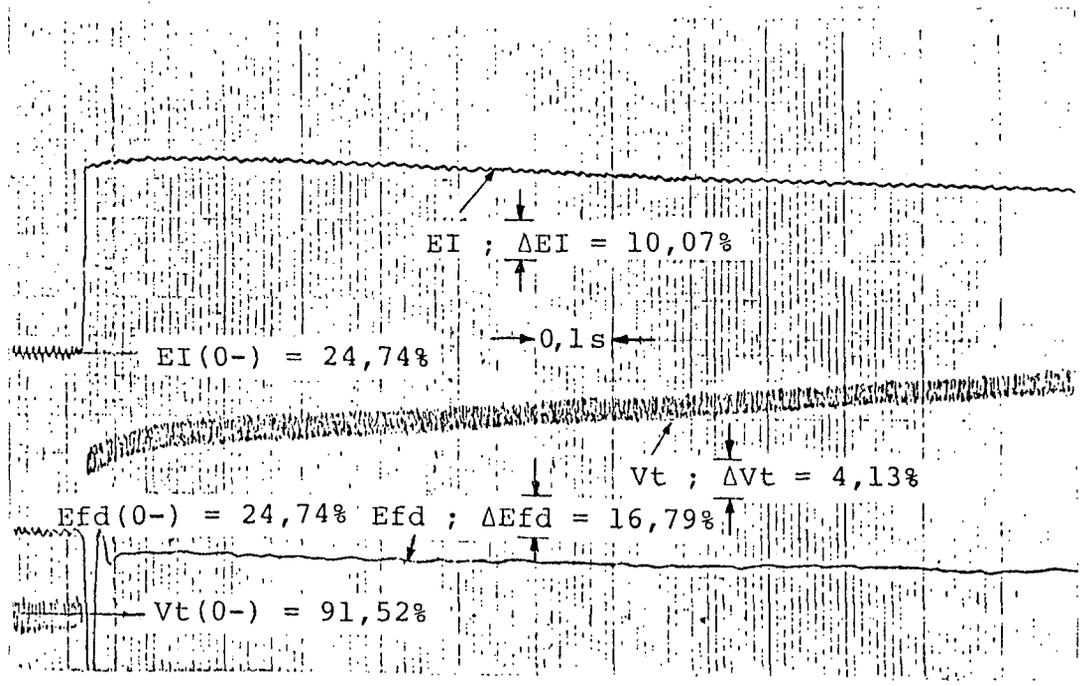


FIGURA 3.13 - Oscilograma do ensaio de rejeição de carga reativa na usina de Passo Real

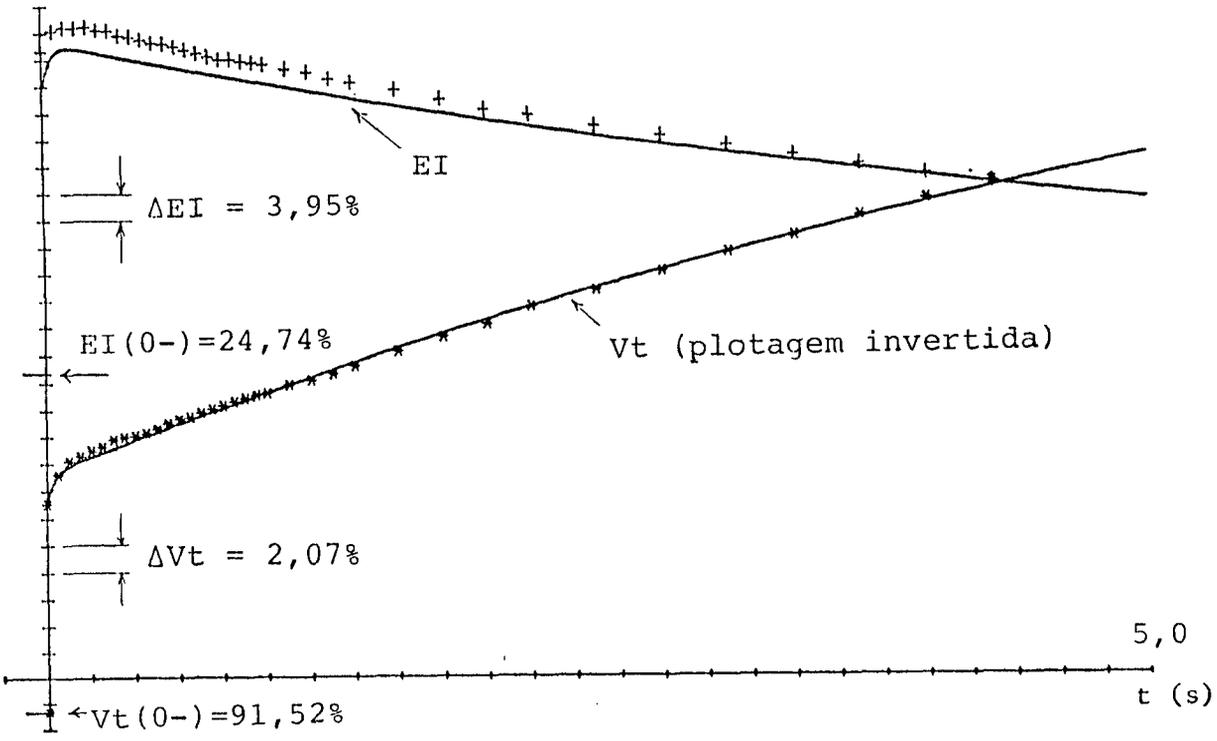


FIGURA 3.14 - Simulação do ensaio de rejeição de carga reativa na usina de Passo Real

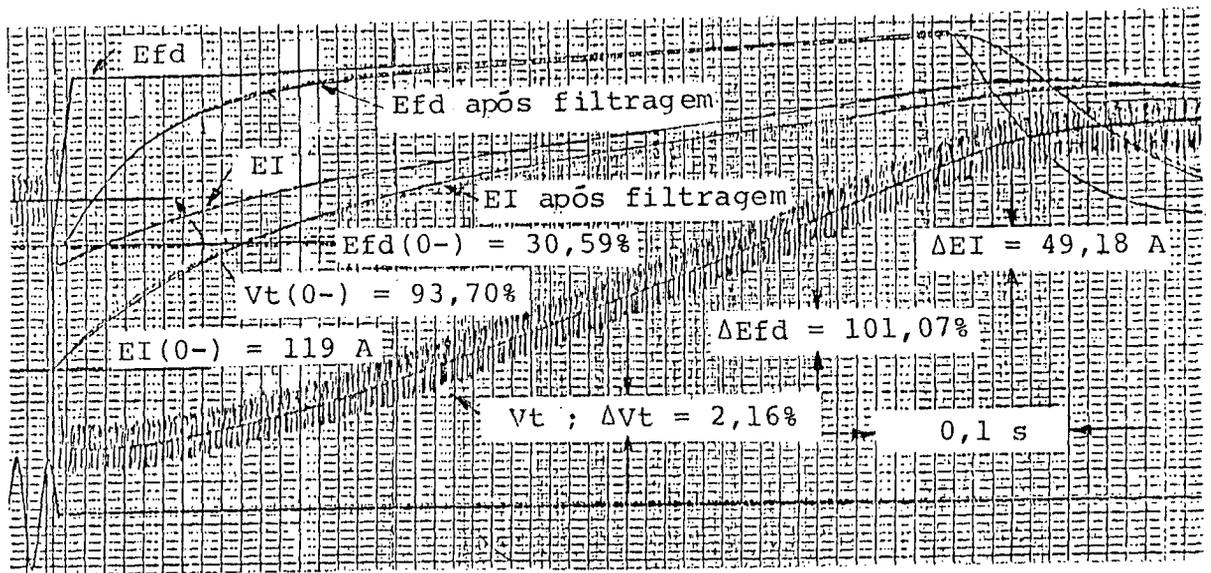


FIGURA 3.15 - Oscilograma de rejeição de carga reativa na usina de Itaúba com regulador de tensão em automático

Os ensaios de rejeição de carga ativa e reativa, visando a determinação de parâmetros segundo o eixo em quadratura foram realizados nas usinas de Jacuí e Passo Real.

A Figura 3.16 apresenta a curva EIpico versus $X(\%)$ obtida através de várias rejeições em gerador da usina de Jacuí.

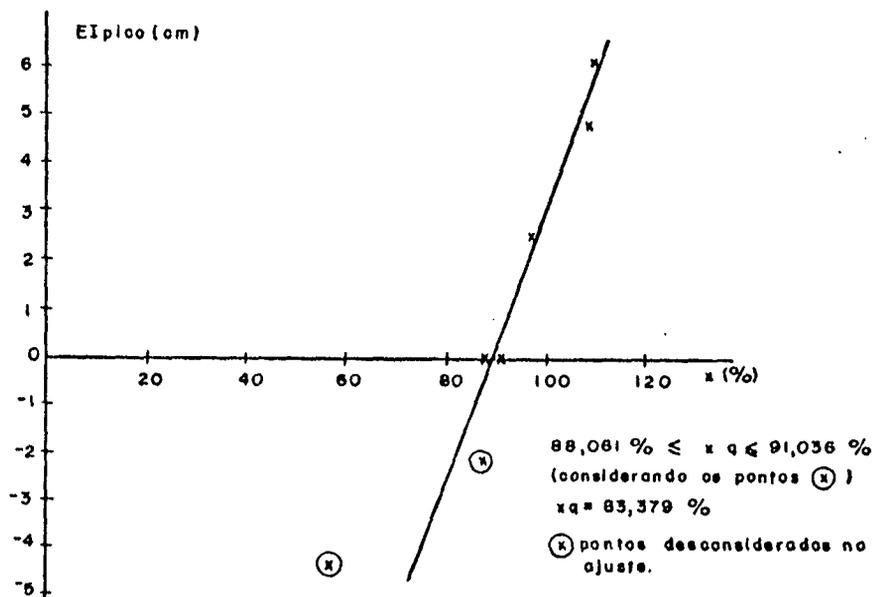


FIGURA 3.16 - Curva EIpico versus $X(\%)$ obtida de várias rejeições de carga na usina de Jacuí

As Figuras 3.17 e 3.18 apresentam os resultados da simulação do ensaio de rejeição de carga ativa em geradores das usinas de Jacuí e Passo Real, respectivamente.

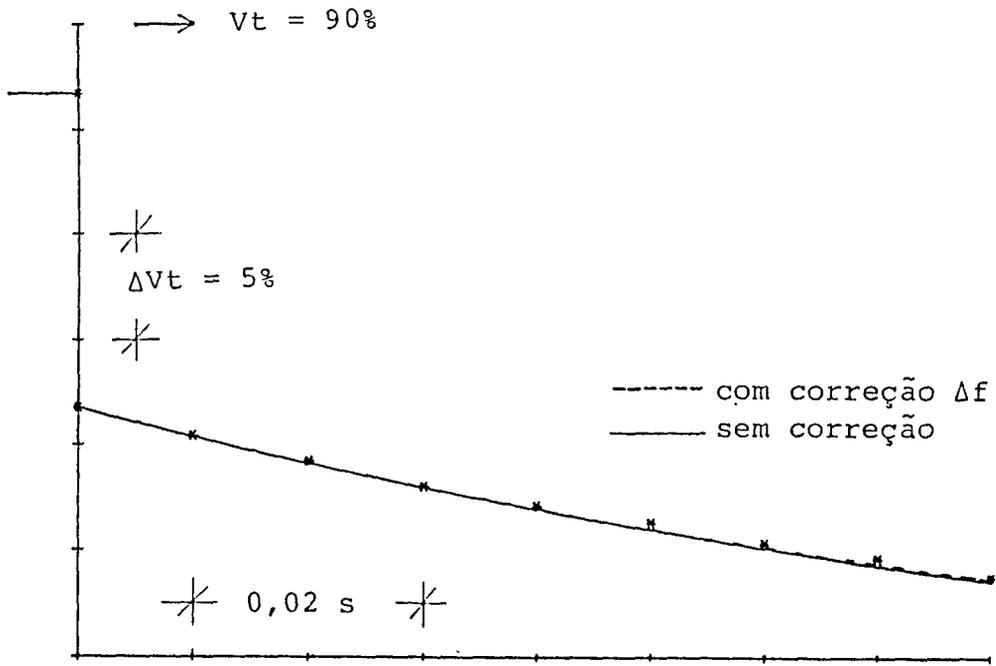


FIGURA 3.17 - Simulação do ensaio de rejeição de carga segundo eixo arbitrário na usina de Jacuí

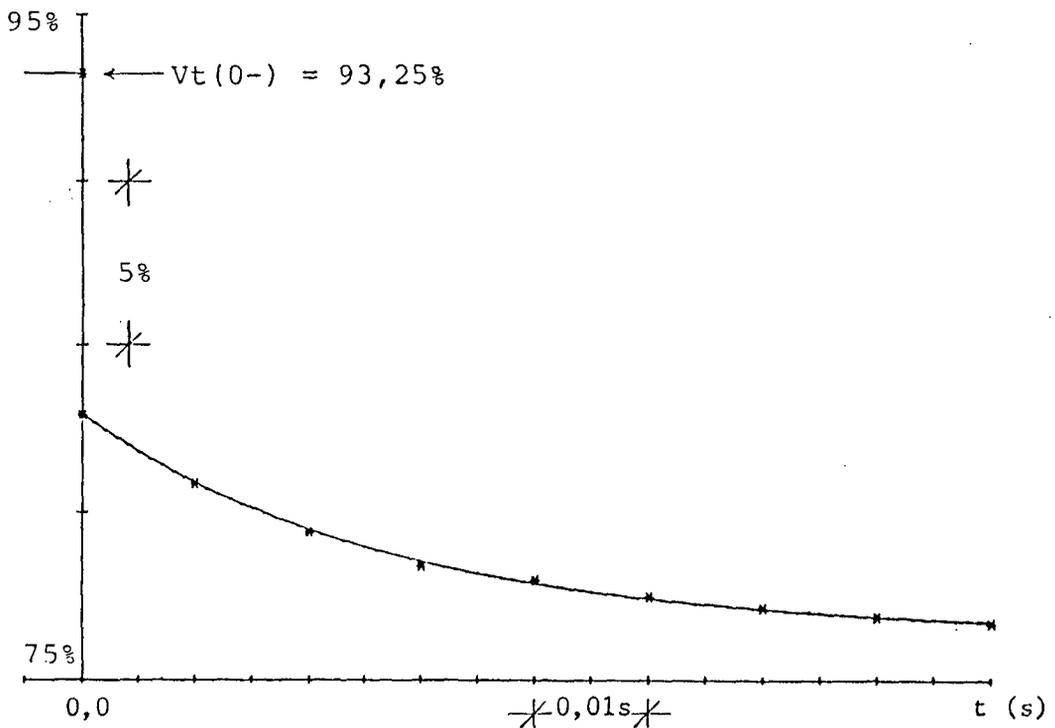


FIGURA 3.18 - Simulação do ensaio de rejeição de carga segundo o eixo em quadratura na usina de Passo Real

Os oscilogramas correspondentes aos ensaios estão apresentados nas Figuras 3.19 e 3.20.

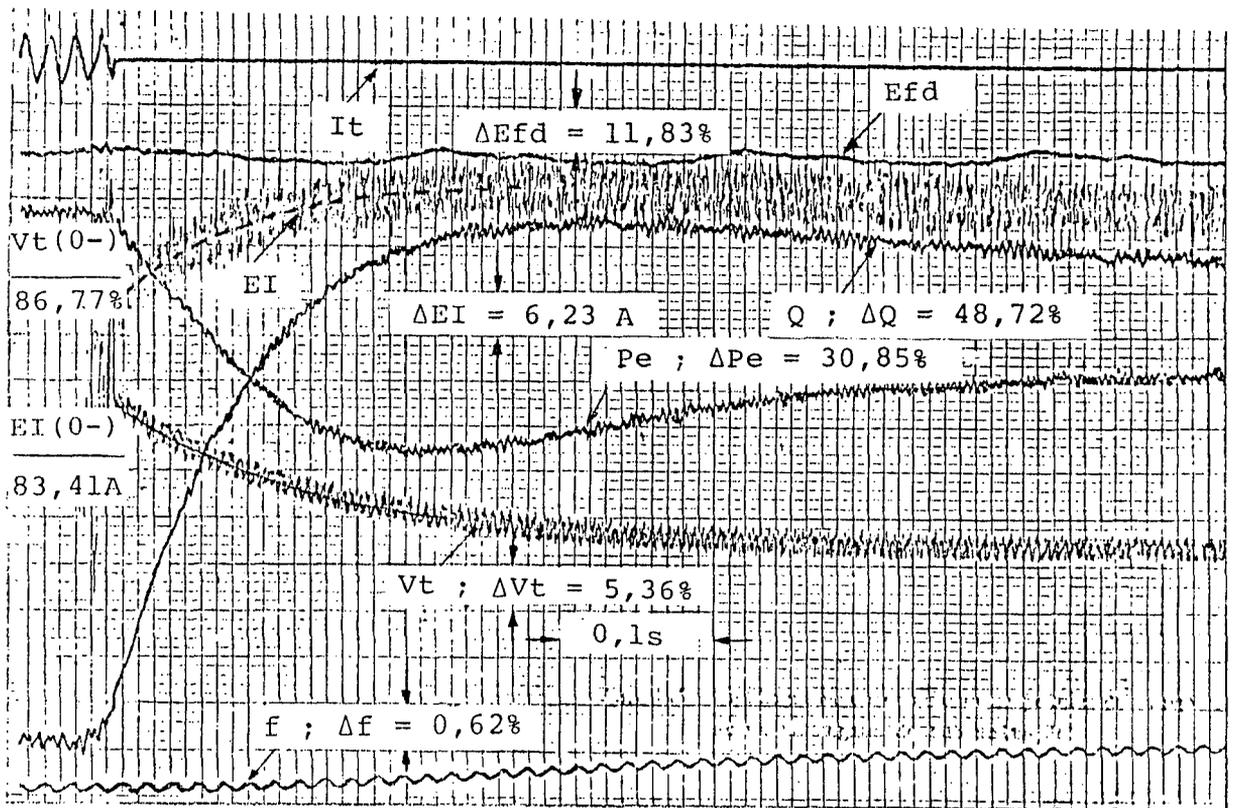


FIGURA 3.19 - Oscilograma do ensaio de rejeição de carga segundo o eixo arbitrário na usina de Jacuí

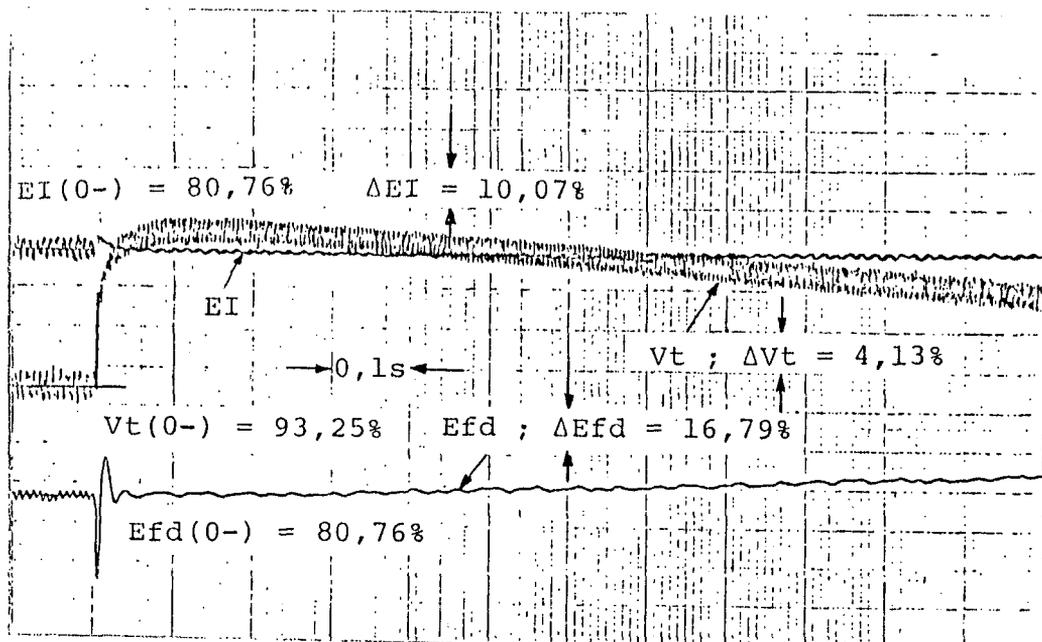


FIGURA 3.20 - Oscilograma do ensaio de rejeição de carga segundo o eixo em quadratura na usina de Passo Real

Para a usina do Jacuí, embora tenha sido possível efetuar duas rejeições com a corrente terminal sobre o eixo em quadratura, houve dificuldade de utilizar os oscilogramas para identificação, devido ao ruído excessivo nos sinais. Optou-se, então, por utilizar, para simulação, outro registro oscilográfico com rejeição segundo um eixo arbitrário, motivo pelo qual no oscilograma apresentado nota-se variação de corrente de campo.

3.4 - Influência da temperatura

Para se analisar a influência da temperatura nos parâmetros de geradores, há necessidade de avaliar as propriedades físicas da resistividade e permeabilidade nos materiais que compõem o núcleo e enrolamentos.

A par do problema de distribuição não-homogênea da temperatura em todo o corpo da máquina, tanto o enrolamento de campo como as barras amortecedoras e os enrolamentos da armadura, são feitos preferencialmente com cobre, cuja resistividade é extremamente dependente da temperatura (38). Para um determinado enrolamento de cobre, de resistência R a 25°C , pode-se escrever (38):

$$R(T) = R(25^{\circ}\text{C}) \frac{(234,5 + T)}{259,5} \quad (3.34)$$

Onde T é a temperatura do enrolamento expressa em graus Celsius.

Pode-se concluir que, para uma variação de apenas 20°C no cobre, constata-se uma variação em torno de 7,7% na resistência efetiva do enrolamento. Para o campo do gerador as perdas por efeito Joule são muito variáveis. A variação da potência

dispendida do regime mínimo de excitação, por exemplo 10% de corrente de campo, ao regime contínuo máximo, por exemplo 200%, resulta em um fator de 400. Apesar da regulação térmica provida pelo sistema de arrefecimento e pela pouca variação de potência dissipada na armadura (neste exemplo), pode-se constatar que a temperatura no enrolamento de campo não permanecerá constante. O aumento das correntes de campo e armadura provocará aumento, também, na massa do núcleo, resultando daí, um aumento na temperatura das barras amortecedoras com a conseqüente variação da resistividade, e uma variação, embora pequena, nas perdas no ferro (material também sensível à temperatura).

Não foi possível encontrar na literatura, material sobre a variação da permeabilidade com a temperatura. Acredita-se que tal variação é pouco significativa, visto que não há menção à tal dependência na literatura pertinente ao assunto. Materiais ferrosos, como o ferrite, por exemplo, apresentam a curva de magnetização bastante sensível à temperatura [71]. Resta pesquisar a influência da temperatura em ferro-silício de grão orientado.

Note-se, porém, que a variação da temperatura, alterando significativamente as resistências de todos os enrolamentos da máquina, provocará mudanças apreciáveis nas constantes de tempo e no valor da tensão básica de campo (que depende da resistência de campo).

Como a temperatura dos enrolamentos da máquina depende da carga suprida pelo gerador, da temperatura ambiente, do sistema de arrefecimento e de seu próprio comportamento dinâmico, fica impraticável incluir o seu efeito nos modelos. O grau de incerteza que se teria nos parâmetros seria muito grande. O pro

cedimento que se mostra mais realista é o de referenciar todos os parâmetros a uma mesma temperatura e utilizá-los assim (38). A própria saturação, que afeta todas as reatâncias e constantes de tempo, já apresenta, ao analista, um razoável grau de incerteza quanto aos parâmetros.

Sugere-se, por fim, que as temperaturas dos enrolamentos, por ocasião dos ensaios e, quando possível, seja anotada. Assim, será possível referenciar todos os parâmetros a uma mesma temperatura.

3.5 - O enfoque discreto

3.5.1 - Considerações iniciais

Pretende-se aqui, focar técnicas de identificação mais modernas, já que a realidade atual, com a crescente utilização de computadores em processos assim impõe.

Não se fará menção ao equipamento utilizado, nem a técnicas de aquisição ou transdução de variáveis. Comentar-se-ão, apenas, alguns algoritmos entendidos como adequados para identificação. Problemas inerentes a tal enfoque, tais como tempos e quantização não serão aqui analisados.

A utilização de computadores em controle de processos não é tão recente, tendo se popularizado, nos últimos anos com o advento dos microprocessadores. Trabalhos há muito publicados (62), já descreviam algoritmos para síntese e sintonia de controladores digitais. Os algoritmos de identificação em tempo real, com convergência garantida, já são mais recentes (46).

No caso específico dos identificadores baseados no mo-

delo de referência (46), há linhas de ação desenvolvidas tanto para processos contínuos como amostrados. Para processos contínuos, contudo, há uma certa dificuldade de implementação física devido ao número excessivo de circuitos analógicos de função (75) necessários para tanto. Tal problema é resolvido para sistemas amostrados pois operações aritméticas complexas passam a ser resolvidas por "software" sem necessidade de agregar circuitos específicos para tanto.

No presente trabalho, a utilização dos algoritmos de identificação será orientada no sentido de se obter os parâmetros do gerador através da determinação de relações de vínculo entre parâmetros e coeficientes da função de transferência amostrada. Não se pretende, neste trabalho, operar com a informação diretamente no campo amostrado, mas sim lançar as sementes para tanto.

Em uma primeira etapa, discutir-se-á a discretização do processo de maneira geral. Em uma segunda etapa, utilizando o enfoque do modelo de referência, se discutirá o problema da identificação.

3.5.2 - Discretização do processo

No capítulo 2 foram apresentados os modelos não-lineares e linearizados para geradores de pólos salientes.

A presente análise se presta para modelos linearizados. Ensaio como o de resposta freqüencial em regime estacionário, por exemplo, apresentam o problema de identificação de geradores dando como solução a obtenção de várias funções de transferência. O problema assim posto, pode ser caracterizado como uma

coleção de sistemas monovariáveis.

Comentar-se-á, então, uma regra geral para discretização de processos com exemplo prático de discretização do modelo do gerador a vazio. Será utilizada a análise no domínio do tempo, lançando-se mão, ainda, da transformada Z. Todas as grandezas aqui expostas serão entendidas como incrementais devido ao fato de que os modelos são linearizados.

Parte-se do pressuposto que todas as grandezas são amostradas no mesmo instante, e que os estímulos não variam em um período de amostragem, sendo este também constante.

O processo contínuo é descrito por:

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t) \quad (3.35)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (3.36)$$

Sendo T o período de amostragem e $k \in I$, a solução geral para o problema será dada por (9):

$$x(t) = e^{A(t-kT)} x(kT) + \int_{kT}^{(k+1)T} e^{A(t-\lambda)} Bu(\lambda) d\lambda \quad (3.37)$$

Tomando $t = (k+1)T$, tem-se:

$$x((k+1)T) = e^{AT} x(kT) + \int_{kT}^{(k+1)T} e^{A((k+1)T-\lambda)} Bu(\lambda) d\lambda \quad (3.38)$$

Como $u(t)$ não varia no intervalo $(kT, (k+1)T)$ e como T é constante e pode ser implícito, fazendo $t = \lambda - kT$, vem:

$$x(k+1) = e^{AT} x(k) + \int_0^T e^{A(T-t)} dt Bu(k) \quad (3.39)$$

Definindo-se:

$$\hat{A} = e^{AT} \quad (3.40)$$

$$\hat{B} = \left[\int_0^T e^{A(T-t)} dt \right] B \quad (3.41)$$

Onde \hat{B} pode ser reescrita resultando na expressão da equação 3.42:

$$\hat{B} = A^{-1} (e^{AT} - I) B = \left[\sum_{n=0}^{\infty} \frac{T^{n+1} A^n}{(n+1)!} \right] B \quad (3.42)$$

A equação de estado discreta pode, então, ser expressa como:

$$x(k+1) = \hat{A}x(k) + \hat{B}u(k) \quad (3.43)$$

$$y(k) = \hat{C}x(k) + \hat{D}u(k) \quad (3.44)$$

Onde:

$$\hat{C} = C \quad (3.45)$$

$$\hat{D} = D \quad (3.46)$$

A relação entre sistema discreto e contínuo não é tão direta como se possa imaginar. No caso da identificação de parâmetros de geradores haverá necessidade de efetuar alguns cálculos para, tendo o processo discreto, passar ao processo contínuo.

Considere-se o caso de um gerador operando a vazio na velocidade nominal. A equação de estado que representa tal situação é dada por:

$$\begin{bmatrix} \frac{dE'd}{dt} \\ \frac{d\psi kd}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(1+k+kl)}{T'do} & \frac{-kl}{T'do} \\ \frac{1}{T''do} & \frac{-1}{T''do} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E'q \\ \psi kd \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{T'do} \\ 0 \end{bmatrix} [Efd] \quad (3.47)$$

$$\begin{bmatrix} V_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_2 & k_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E'q \\ \Psi kd \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

Onde:

$$k = \frac{\partial EI}{\partial E'q} = 1 + AgBge \quad Bg(E'q_0 - 0,8) \quad (3.49)$$

$$k_1 = \frac{(x_d - x''_d)(x'_d - x''_d)}{(x'_d - x_l)} \quad (3.50)$$

$$k_2 = \frac{(x''_d - x_l)}{(x'_d - x_l)} \quad (3.51)$$

$$k_3 = \frac{(x'_d - x''_d)}{(x'_d - x_l)} \quad (3.52)$$

A função de transferência V_t/Efd é dada por:

$$G(s) = \frac{V_t(s)}{Efd(s)} = c(sI - A)^{-1} b \quad (3.53)$$

Procedendo-se aos cálculos chega-se à:

$$G(s) = \frac{(k_2 T''_{dos} + 1)}{k T''_{do} T'_{dos}{}^2 + (k T''_{do} + k_1 T''_{do} + T'_{do})s + k} \quad (3.54)$$

Considerando-se que os pólos são reais, a função de transferência $G(s)$ é, portanto, da forma:

$$G(s) = \frac{K_0(s + a)}{(s + b)(s + c)} \quad (3.55)$$

Onde a , b e c são coeficientes reais.

A função de transferência discreta, por sua vez, é obtida de (9):

$$\hat{G}(z) = \hat{c}(zI - \hat{A})^{-1} \hat{b} \quad (3.56)$$

Procedendo-se ao cálculo da matriz \hat{A} e dos vetores \hat{b} e \hat{c} , resulta:

$$\hat{G}(z) = \frac{m_1 z + m_0}{(z - p_1)(z - p_2)} \quad (3.57)$$

Onde:

$$p_1 = e^{-bT} \quad (3.58)$$

$$p_2 = e^{-cT} \quad (3.59)$$

$$m_1 = \left[\frac{a}{bc} + \frac{(c-a)p_2}{c(b-c)} + \frac{(b-a)p_1}{b(c-b)} \right] K_0 \quad (3.60)$$

$$m_0 = \left[\frac{ap_1 p_2}{bc} + \frac{(a-b)p_2}{b(b-c)} + \frac{(a-c)p_1}{c(c-b)} \right] K_0 \quad (3.61)$$

Do numerador da função de transferência discreta, como se conhece o período de amostragem, determinam-se "b" e "c". Dividindo-se (3.60) por (3.61) obtêm-se uma função apenas de "a". A substituição dos valores de "a", "b" e "c" em (3.60) ou (3.61) permite obter K_0 . A função de transferência contínua, então, está identificada. Como se tem apenas quatro parâmetros, não é possível obter todas as reatâncias e constantes de tempo. De maneira similar ao que ocorre no método de resposta frequencial em repouso, torna-se necessário obter outras funções de transferência para que a identificação se complete.

Embora tal procedimento pareça excessivamente trabalhoso, é conveniente lembrar que a identificação é realizada com um computador provido de programas para manuseio da informação, que permitem a automatização e conseqüente rapidez dos cálculos. Nos procedimentos convencionais, de registro oscilográfico das va-

riáveis, um tempo razoável é dispendido em medidas com régua sobre os oscilogramas, sendo estes, ainda, de caro papel fotosensível. Com o procedimento proposto, até o tempo de execução dos ensaios fica minimizado, pois a função de transferência discreta não é obtida por vários registros oscilográficos de resposta freqüencial para a composição de um diagrama de Bode bem detalhado.

Por outro lado, nos próximos anos, os sistemas de excitação utilizarão microcontroladores com intensidade cada vez maior. Posto isto, o desenvolvimento de metodologias para identificação mais se justifica, visto que o "hardware" básico para o tratamento discreto já estará disponível, no local, com todas as facilidades inerentes de interfaceamento.

3.5.3 - O enfoque do modelo de referência

Para a escolha de um algoritmo de identificação, algumas qualidades devem ser preenchidas: estabilidade, convergência rápida e garantida e facilidade de implementação. Os algoritmos baseados no modelo de referência (46) cumprem estes requisitos.

O modelo de referência apresenta a mesma topologia do processo a ser identificado, e o procedimento de identificação necessita apenas de informações sobre estímulo e saída (46).

Conforme já comentado, os procedimentos de identificação de geradores a pequenos sinais, como o de resposta freqüencial em repouso, enfocam o problema através da obtenção de uma coleção de funções de transferência. A identificação, assim, deve ser tomada como a de um sistema monovariável. Os identifica

dores baseados no modelo de referência tornam o procedimento de obtenção da função de transferência bastante rápido, contornando os morosos passos de obtenção de medidas em oscilogramas e o posterior uso de programas para ajuste de funções.

Não é do escopo deste trabalho estabelecer, de maneira formal, as relações matemáticas que conduzem aos algoritmos de identificação, nem tampouco conceituar a respeito de propriedades básicas, tais como positividade e hiperestabilidade, mas sim apresentar os algoritmos que se entende como os mais adequados para este tipo de aplicação, traçando considerações a respeito da utilização dos mesmos.

Para sistemas monovariáveis, três tipos de identificadores podem ser utilizados: paralelo, série-paralelo e paralelo estendido. O algoritmo paralelo necessita de uma estimação inicial dos parâmetros da função de transferência, apresentando bom desempenho na presença de ruídos. O algoritmo série-paralelo não necessita de estimação inicial dos coeficientes da função de transferência, sendo, porém, pouco preciso na presença de ruído, com a convergência para os coeficientes efetivando-se com erro grosseiro (46). Já o algoritmo paralelo estendido, além de não necessitar de estimador inicial, porta-se bem na presença de ruído, permitindo, inclusive, uma interpretação estocástica do mesmo (46). Como regra geral, os três algoritmos necessitam que o sinal de estímulo seja rico em frequências. A lei de adaptação paramétrica pode ser a ganho constante ou decrescente. A vantagem do ganho decrescente, a despeito do aumento de complexidade, é a convergência muito mais rápida, o que o torna extremamente atrativo (46).

É necessário dar grande peso ao fator ruído na escolha

do algoritmo, visto que uma usina hidrelétrica é um local com nível muito elevado de sinais espúrios (chaveamento de tiristores de grande porte, bombas centrífugas, compressores, etc). O algoritmo série-paralelo, portanto, fica descartado. O algoritmo paralelo estendido, por sua vez, apresenta vantagens em relação ao algoritmo série sendo, assim, o escolhido para estudo.

Algumas definições precisarão ser feitas inicialmente.

A função de transferência, cujos coeficientes serão motivo da identificação, é escrita na forma de equação de diferenças.

Seja $G(z)$:

$$G(z) = \frac{y(z)}{u(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}}{1 - a_1 z^{-1} - \dots - a_n z^{-n}} \quad (3.62)$$

Sob a forma de equação de diferenças (62), tem-se:

$$y(k) = a_1 y(k-1) \dots + a_n y(k-n) + b_0 u(k) \dots + b_n u(k-n) \quad (3.63)$$

Tal equação de diferenças servirá como modelo de referência. O erro de saída é dado por:

$$e(k) = y(k) - \hat{y}(k) \quad (3.64)$$

Onde $\hat{y}(k)$ corresponde à saída do modelo ajustável, dada por:

$$\hat{y}(k) = \hat{a}_1(k) \hat{y}(k-1) \dots + \hat{a}_n(k) \hat{y}(k-n) + \hat{b}_0(k) u(k) \dots + \hat{b}_n(k) u(k-n) + \hat{c}_1(k) e(k-1) \dots + \hat{c}_n(k) e(k-n) \quad (3.65)$$

Onde os coeficientes \hat{a}_i e \hat{b}_i correspondem aos coeficientes do modelo ajustável que devem convergir para a_i e b_i do processo. Os coeficientes \hat{c}_i correspondem a um sistema autônomo cuja variável principal é o erro de identificação, fornecendo, assim,

uma modelagem para o ruído. A medida que o erro tende a zero, tende a se desvanecer a influência dos sinais \hat{c}_i .

Define-se o vetor dos coeficientes do sistema, p , o vetor dos coeficientes do modelo ajustável, \hat{p} , e o vetor das variáveis como segue:

$$p^T = (a_1 \dots a_n \ b_0 \dots b_n \ a_1 \dots a_n) \quad (3.66)$$

$$\hat{p}^T(k) = (\hat{a}_1(k) \dots \hat{a}_n(k) \ \hat{b}_0(k) \dots \hat{b}_n(k) \ \hat{c}_1(k) \dots \hat{c}_n(k)) \quad (3.67)$$

$$V^T(k) = (\hat{y}(k-1) \dots \hat{y}(k-n) \ u(k) \dots u(k-n) \ e(k) \dots e(k-n)) \quad (3.68)$$

A equação dinâmica do erro é obtida das equações anteriores e, utilizando-se os vetores previamente definidos, obtém-se:

$$e(k) = -(\hat{p}^T(k) - p^T)V(k) \text{ ou } e(k) = -V^T(k)(\hat{p}(k) - p) \quad (3.69)$$

Como o cálculo do erro no instante "k" implica em conhecer os coeficientes já no instante "k", há necessidade de definir variáveis auxiliares: a saída a priori, $\hat{y}_o(k)$ e o erro a priori, $e_o(k)$.

$$\hat{y}_o(k) = \hat{p}^T(k-1)V(k) \text{ ou } V^T(k)\hat{p}(k-1) \quad (3.70)$$

$$e_o(k) = y(k) - \hat{y}_o(k) \quad (3.71)$$

Para o algoritmo a ganho constante (46), tem-se:

$$\hat{p}(k) = \hat{p}(k-1) + FV(k)e(k) \quad (3.72)$$

Onde F é uma matriz definida positiva.

Utilizando as equações previamente definidas e as expressões para $\hat{y}_o(k)$ e $e_o(k)$, resulta:

$$e(k) = \frac{e_o(k)}{(1 + V^T(k)FV(k))} \quad (3.73)$$

No caso do algoritmo a ganho decrescente (46), tem-se:

$$\hat{p}(k) = \hat{p}(k-1) + F(k)V(k)e(k) \quad (3.74)$$

Onde $F(0)$ é definida positiva e:

$$F(k+1) = F(k) - \frac{F(k)V(k)V^T(k)F(k)}{(1 + V^T(k)F(k)V(k))} \quad (3.75)$$

Utilizando o mesmo raciocínio, vem:

$$e(k) = \frac{e_0(k)}{(1 + V^T(k)F(k)V(k))} \quad (3.76)$$

Tome-se, como exemplo para identificação de geradores, a função de transferência V_t/E_{fd} para a máquina girando a vazio na velocidade nominal. Neste caso, tem-se:

$$\frac{V_t(z)}{E_{fd}(z)} = G(z) = \frac{m_1z^{-1} + m_0z^{-2}}{1 - (p_1 + p_2)z^{-1} + p_1p_2z^{-2}} \quad (3.77)$$

Ou:

$$G(z) = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}{1 - a_1z^{-1} - a_2z^{-2}} \quad ; \quad b_0 = 0 \quad (3.78)$$

A aplicação do algoritmo a ganho decrescente é feita a través das seguintes equações:

a) modelo de referência

$$y(k) = a_1y(k-1) + a_2y(k-2) + b_1u(k-1) + b_2u(k-2) \quad (3.79)$$

b) modelo ajustável

$$\hat{y}(k) = \hat{a}_1(k)\hat{y}(k-1) + \hat{a}_2(k)\hat{y}(k-2) + \hat{b}_1(k)u(k-1) + \hat{b}_2(k)u(k-2) + \hat{c}_1(k)e(k-1) + \hat{c}_2(k)e(k-2) \quad (3.80)$$

Ou:

$$\hat{y}(k) = V^T(k) \hat{p}(k) \quad (3.81)$$

c) Saída a priori

$$\hat{y}_0(k) = V^T(k) \hat{p}(k-1) \quad (3.82)$$

d) Erro a priori

$$e_0(k) = y(k) - \hat{y}_0(k) \quad (3.83)$$

e) Erro

$$e(k) = \frac{e_0(k)}{(1 + V^T(k) F(k) V(k))} \quad (3.84)$$

f) Lei de adaptação paramétrica

$$\hat{p}(k) = \hat{p}(k-1) + F(k) V(k) e(k) \quad (3.85)$$

$$F(k+1) = F(k) - \frac{F(k) V(k) V^T(k) F(k)}{(1 + V^T(k) F(k) V(k))} \quad (3.86)$$

A matriz definida positiva $F(0)$ pode ser estipulada como:

$$F(0) = (g_0) I \quad (3.87)$$

A convergência é tanto mais rápida quanto maior o escalar g_0

(46).

O sinal de estímulo, $u(k)$, é qualquer sinal rico em frequências, sendo usualmente utilizado o ruído gaussiano.

Há necessidade de se ter transdutores rápidos para as medidas de tensão de campo e de tensão terminal. No caso de sistemas de excitação com ponte retificadora controlada, a tensão

de campo apresenta componentes harmônicas de frequências de 360 Hz e múltiplas de grande intensidade, o que dificulta a transdução pela necessidade do uso de filtros. Tal problema é resolvido para sistemas de excitação com polarização cossenoidal, pela relação linear entre tensão de campo e de controle da ponte, podendo, esta, ser utilizada como estímulo, visto que é um sinal limpo de ruídos.

A existência, devido ao ambiente ruidoso das usinas, de componentes harmônicos de 60 Hz e múltiplas nos sinais medidos pode causar alguma dificuldade na implementação dos ensaios de identificação. Sugere-se a avaliação da possibilidade de incorporar modos de 60 Hz e múltiplos no modelo ajustável.

3.6 - Conclusões

Como metodologia geral de identificação, entende-se a perturbação do sistema e a observação de estímulos e respostas. Como e onde estimular, consistem as diferenças entre os métodos. O importante é que os ensaios forneçam a quantidade suficiente de informações para a modelagem. Neste aspecto, os ensaios de rejeição de carga apresentam resultados muito bons, pois tornam possível a obtenção dos parâmetros de eixo direto e em quadratura para pontos de trabalho onde a máquina efetivamente opera.

A implementação do ensaio é, também, de suma importância. Certo tipo de ensaio, como o de curto-circuito brusco, só é passível de realização durante o período de comissionamento da usina, devido às dificuldades que existem na instalação de disjuntor entre o gerador e o transformador e, ainda, outras dificuldades como a possibilidade da máquina já não se encontrar em

período de garantia, etc.. Os testes de rejeição de carga, por sua vez, não apresentam inconvenientes deste tipo.

Outro dado de importância é a instrumentação utilizada nos ensaios. Ensaio como o de resposta freqüencial em repouso, necessitam de fontes de sinal de alta potência, nem sempre disponíveis. Os transdutores, também, são componentes vitais de instrumentação, pois em ensaios de rejeição de carga, onde a tensão terminal apresenta componentes de freqüência mais elevada, há necessidade de uma reprodução adequada do sinal. Retificadores polifásicos, apresentam-se como uma solução simples e eficiente para este problema.

A saturação, que afeta todos os parâmetros elétricos, deve ser bem avaliada quando da análise dos resultados. Em testes como o de rejeição segundo um eixo arbitrário, onde se procura obter os parâmetros do eixo em quadratura, e há necessidade de modelar o eixo direto, deve-se corrigir as reatâncias e constantes de tempo segundo o nível de saturação apresentado no ensaio.

A influência que a temperatura exerce sobre a resistividade, com a conseqüente variação das constantes de tempo e valores base, deve ser considerada. Aconselha-se a medida da temperatura em vários pontos do gerador em cada teste realizado. Aconselha-se, também, que a temperatura seja levada em conta nas simulações, com a correção das constantes de tempo e valores base.

A introdução ao enfoque discreto evidencia a "potência" dos algoritmos de identificação, algo que, no domínio contínuo, mostrar-se-ia de implementação quase que impossível.

A tendência atual é a de utilização de microprocessado

res em controle e identificação. Algoritmos para desempenhar tais funções aplicadas a sistemas de potência, devem portanto ser desenvolvidos. O enfoque do modelo de referência mostra-se, pelas suas características, bastante atrativo.

CAPÍTULO 4

SISTEMAS DE EXCITAÇÃO ESTÁTICA

4.1 - Introdução

Com este capítulo pretende-se: definir as funções que um sistema de excitação (SE) deve executar; arrolar e detalhar, sob o ponto de vista funcional, os dispositivos que compõem um SE; tecer considerações a respeito da identificação destes sistemas e estabelecer modelos dos diversos dispositivos atuantes de maneira a permitir análises de desempenho.

O enfoque sobre os sistemas de excitação estática (SEE) se justifica visto que, atualmente, não são comercializados SEs com amplificadores rotativos, exceção feita a SEs de geradores de usinas termelétricas de alta potência. Nestes casos, por considerações de alta corrente e velocidade, é usual o emprego de sistemas do tipo sem escovas (brushless). Como as usinas térmicas não são objeto deste trabalho, não se abordará tal tipo de excitação.

4.2 - Funções de um sistema de excitação

Um SE deve ser capaz de executar as seguintes tarefas

(52):

- a) Manter a tensão terminal da máquina no valor definido pelo operador, ou manter uma determinada relação entre tensão e carga reativa em toda região de operação;
- b) Manter a tensão terminal dentro dos limites aceitáveis de tra

- balho mesmo em rejeições de plena carga ou outros distúrbios severos no sistema de potência (considera-se como exceção os instantes imediatamente posteriores ao distúrbio, devido à impossibilidade de se obter resposta instantânea do SE);
- c) Ser capaz de propiciar excitação rápida na partida do grupo sem sobrelevação da tensão terminal;
 - d) Ser capaz de responder, com desempenho adequado, aos comandos do operador ou sincronizador automático quando da sincronização da unidade com o sistema;
 - e) Ser provido de elevada velocidade de resposta de maneira a corrigir as variações de tensão impostas por variação de carga, geração ou por chaveamentos no sistema;
 - f) Poder manter valores de tensão de campo superiores ao valor nominal à plena carga, mesmo na presença de curto-circuito trifásico no barramento de alta tensão da unidade (52);
 - g) Ser capaz de aplicar tensões positivas e negativas ao campo, em valores bem superiores ao valor básico de excitação, visando influenciar o torque de aceleração de maneira a manter a máquina em sincronismo com o sistema de potência, mesmo na presença de distúrbios severos no mesmo;
 - h) Em caso de paralelo de unidades no barramento de alta tensão, o SE deve ser capaz de compensar parte da queda na reatância do transformador elevador, ou deve ser provido de característica adequada da tensão em função da carga reativa, de maneira a propiciar o paralelo de outros geradores no próprio barramento terminal;
 - i) Ser capaz de limitar dinamicamente a corrente de excitação, de acordo com a característica de capacidade do próprio campo, independentemente da eventual necessidade de aumento de

- excitação que a malha de controle da tensão terminal impuser;
- j) Ser capaz de limitar dinamicamente a operação da máquina em regiões próximas ao limite de estabilidade, independentemente da necessidade de decréscimo da excitação que a malha de controle da tensão terminal impuser;
 - k) Ser capaz de contribuir de maneira efetiva para o amortecimento de oscilações eletro-mecânicas que o sistema de potência ou a própria unidade apresentar;
 - l) Opcionalmente, durante a partida da unidade, propiciar a limitação da relação Volts/Hertz;
 - m) Opcionalmente, ser capaz de limitar a corrente de armadura, no tocante à carga reativa, independentemente da necessidade de aumento ou decréscimo de excitação que o controle de tensão impuser;
 - n) Ainda, como requisito opcional, pode-se exigir que o SE seja capaz de manter a tensão no barramento de alta tensão dentro de uma faixa especificada, provendo, ainda, divisão equitativa da carga reativa das unidades em paralelo;
 - o) Para máquinas nas quais haja possibilidade de auto-excitação segundo o eixo direto, o sistema de excitação deve ser capaz de aplicar corrente negativa ao campo do gerador.

Estas funções, sob o ponto de vista de desempenho operacional, são as mais importantes. Outras funções, com as quais o SE deve ser dotado, como proteção, alarme e sinalização, fogem ao escopo deste trabalho.

4.3 - Dispositivos componentes do sistema de excitação

Para executar as tarefas anteriormente mencionadas, o SE é provido de um conjunto de dispositivos. Um detalhamento funcional mais completo dos mesmos pode ser encontrado no Apêndice B. Nesta seção será feita, apenas, uma descrição sucinta de tais dispositivos com comentários sobre seus modos de ação.

A Figura 4.1 apresenta a malha principal de controle de tensão.

No diagrama de blocos, define-se "Vref" como a tensão de referência comandada pelo operador ou sincronizador automático; "Erro" representa a diferença entre a referência e a medida de tensão terminal; "Vreg" representa a tensão de regulação que comandará a ponte retificadora. Ainda na Figura 4.1, $G_{f1}(s)$ representa a função de transferência do transdutor de tensão; $G_{c1}(s)$ representa o compensador série da malha de controle e G_p representa a função de transferência da ponte retificadora controlada.

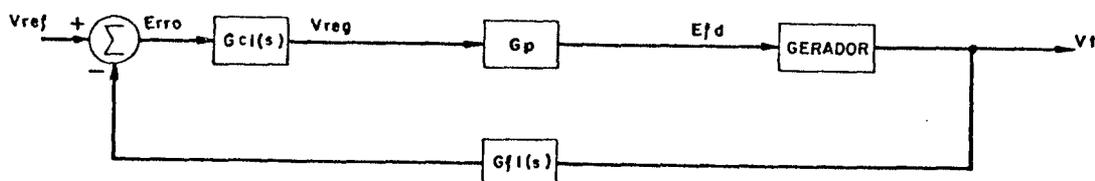


FIGURA 4.1 - Malha principal de controle de tensão

Para que o regulador de tensão (RT) apresente boa regulação estática de tensão, é necessário que tenha um ganho elevado no canal direto, de maneira a minimizar o erro de regulação. A velocidade de resposta elevada é obtida com o estágio de potência, G_p , do tipo estático e o transdutor de tensão, G_{f1} , com

larga banda de passagem.

A modelagem do sistema será discutida na próxima seção, ficando, daí, melhor definidas as funções $Gf1(s)$, $Gc1(s)$ e Gp . O estágio dito de régulação de tensão compreende, usualmente, o transdutor de tensão, o detector de erro e o estágio de compensação.

Para que seja possível a colocação de várias unidades em paralelo no barramento de baixa tensão do transformador elevador, ou para que se possa compensar a queda de tensão no mesmo, no caso de usinas com paralelo em alta tensão, o sistema de excitação deve ser provido de um compensador de corrente (60). O compensador pode ser derivado da corrente ativa e reativa, porém o usual é que se utilize apenas a corrente reativa (78). O compensador de corrente reativa (CCR) consiste, basicamente, de um transdutor de corrente reativa que influencia a referência do regulador de tensão de maneira subtrativa (paralelo em baixa tensão) ou aditiva (paralelo em alta tensão). A Figura 4.2 apresenta o diagrama do SE com a inclusão do CCR. A função $Gf2(s)$ representa a dinâmica do CCR, sendo, usualmente, um filtro passa-baixa com ganho ajustável (5).

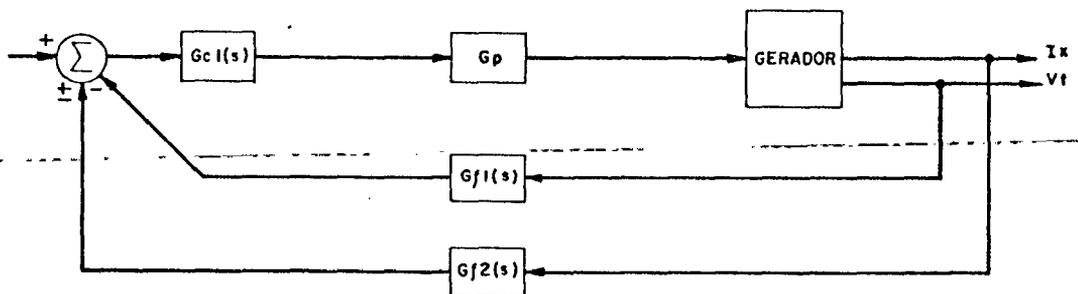


FIGURA 4.2 - Diagrama de blocos do RT incluindo o CCR

O limitador de corrente de campo (LCC) é construído,

usualmente, através de um regulador não-linear de corrente. Tal regulador consiste, basicamente, de um transdutor de corrente, de um comparador linear da corrente com a referência de máxima corrente, de um dispositivo não-linear que amplifica apenas sinais de erro de comparação negativos, de um estágio de compensação e de um somador com o sinal de regulação. A Figura 4.3 apresenta o diagrama do LCC agregado ao diagrama do SE. A função $Gf3(s)$ representa a dinâmica do transdutor de corrente, sendo $Gc2(s)$ a função de transferência do compensador utilizado para estabilização da malha e NLI, um bloco de característica não-linear que amplifica apenas sinais negativos.

O limitador de sub-excitação (LSE) é construído, usualmente da mistura ponderada dos sinais de três transdutores (5): de tensão terminal, corrente reativa e corrente ativa. A variável resultante da soma é filtrada e estimula um bloco não-linear que amplifica apenas sinais positivos. O sinal resultante passa por um compensador e age no sentido de aumentar a tensão, sendo somado à referência do RT.

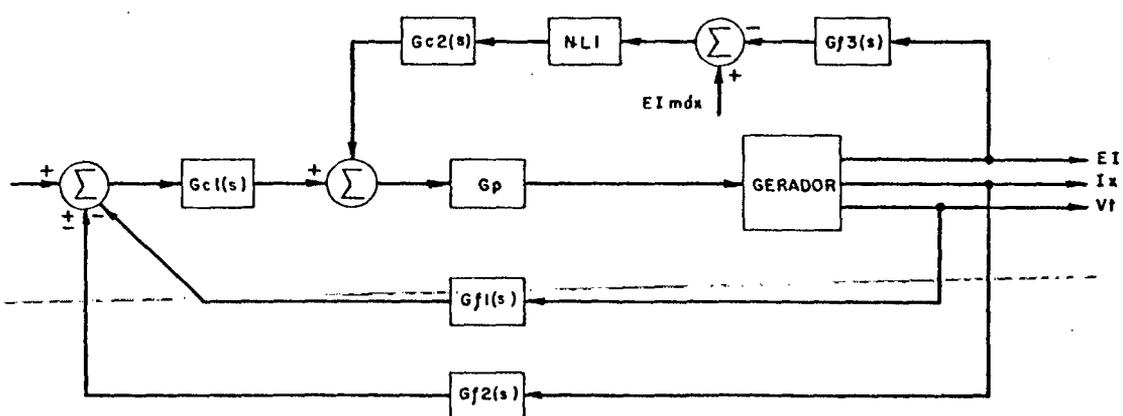


FIGURA 4.3 - Diagrama de blocos do LCC agregado ao SE

A Figura 4.4 apresenta uma curva de capacidade ilus-

trando a linha de atuação do dispositivo. O posicionamento da linha de atuação obedece a um critério conservativo utilizando-se o limite de estabilidade prático da curva de capacidade. A Figura 4.5 apresenta o diagrama de blocos do SE já com a inserção do LSE.

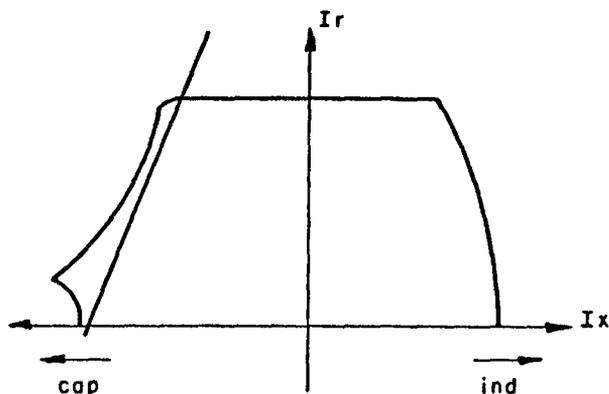


FIGURA 4.4 - Curva de capacidade mostrando a linha de atuação do LSE

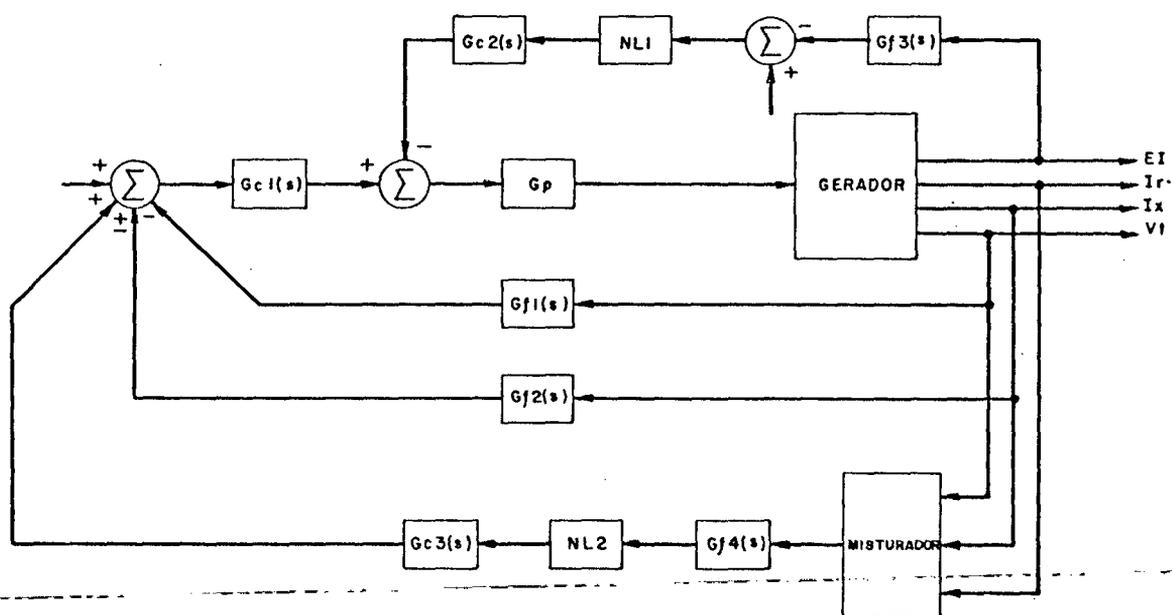


FIGURA 4.5 - Diagrama de blocos do SE incluindo o LSE

A função $GF4(s)$ representa o filtro utilizado para os transdutores. A função $Gc3(s)$ representa o compensador necessã

rio para garantia de estabilidade e NL2 representa a parte não-linear que amplifica apenas sinais positivos. O misturador será posteriormente discutido. Outras configurações de LSE são utilizadas de maneira alternativa, sendo uma delas o limitador de ângulo de carga (4).

Outro dispositivo que atua sobre o sistema de excitação é o estabilizador de sistema de potência (ESP). Para a implementação de tal dispositivo utiliza-se uma grandeza elétrica que esteja associada à parte mecânica do conjunto gerador-turbina, usualmente P_e , Δf , Δw , δ , ou combinação destes sinais (14), (44), (48), (64), (23), (81). O sinal é processado por um compensador de característica derivativa e somado à referência do RT, modulando a tensão terminal no sentido de provocar torque elétrico em fase com o desvio de velocidade, em uma determinada faixa de frequências. O torque em fase com o desvio de velocidade é torque de amortecimento. Desta forma, garante-se o amortecimento de oscilações eletromecânicas (16). A saída do estabilizador é limitada para evitar sobremodulação da tensão terminal. Um esquema de bloqueio e reconexão é usualmente necessário para evitar a atuação do dispositivo em certas condições operacionais. A Figura 4.6 apresenta o diagrama do ESP já agregado ao SE.

Na Figura 4.6, $Gf5(s)$ representa a função de transferência do transdutor, $Gc4(s)$ representa a parte dinâmica do estabilizador, NL3 o seu limitador de saída, estando também representado o esquema de bloqueio e reconexão.

Outros dispositivos associados ao SE não são de utilização geral, motivo pelo qual não serão aqui detalhados.

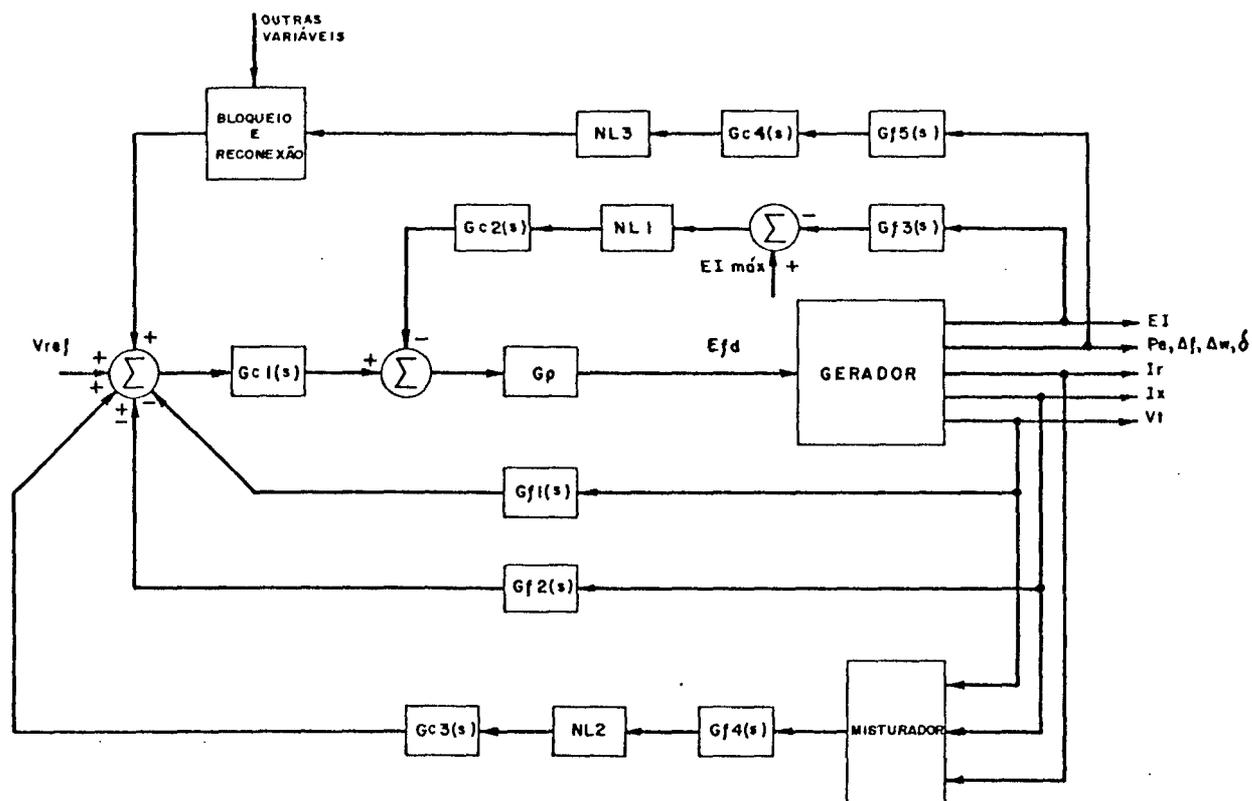


FIGURA 4.6 - Diagrama do ESP já agregado ao SE

4.4 - Modelagem de sistemas de excitação

4.4.1 - Aspectos gerais

A modelagem de SE é executada a partir de dados obtidos do fabricante ou por ensaios de campo através de testes de identificação paramétrica.

A modelagem de reguladores, atualmente, é bem mais precisa do que era há alguns anos. Isto se deve à utilização crescente de circuitos integrados, como amplificadores operacionais, que apresentam desempenho muito próximo ao teórico previsto na síntese. Isto não acontece, por exemplo, com amplificadores magnéticos, nos quais as funções de transferência variam em operação, em decorrência de variações de temperatura, alimentação,

etc. (31).

Os modelos que serão aqui apresentados são referentes aos diagramas de blocos apresentados na seção anterior. Maiores detalhes a respeito do funcionamento dos dispositivos, podem ser encontrados no Apêndice C.

A apresentação dos modelos consistirá no detalhamento de um SEE do tipo ST1 (37), agregando-se os limitadores e o CCR.

4.4.2 - Ponte retificadora controlada

A ponte retificadora controlada compõe o estágio de potência do SEE. Supondo um sistema trifásico, do tipo "bus-fed", com polarização cossenoidal a seis pulsos (58), (3), pode-se es-
crever que:

$$E_{fd} = (k_1 V_t) \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cos(\alpha) \quad (4.1)$$

Onde $(k_1 V_t)$ é a tensão do secundário do transformador de retificação e α é o ângulo de retardo de condução dos tiristores. O ângulo de retardo de condução, α , é estabelecido pela comparação entre a tensão de regulação, V_{reg} , e uma tensão alternada, $(k_2 V_t)$, obtida da tensão do secundário do transformador de retificação e filtrada. Tal tensão CA guarda uma relação-de-fase específica com a tensão secundária do transformador de retificação de tal forma que se obtém a seguinte relação para o ângulo α (ver Apêndice C para maiores detalhes):

$$V_{reg} - (k_2 V_t) \cos(\alpha) = 0 \quad (4.2)$$

Ou,

$$\alpha = \cos^{-1} (V_{reg}/(k_2 V_t)) \quad (4.3)$$

O ângulo α apresenta limites superior e inferior estabelecidos pelos tempos de disparo ("turn-on") e corte ("turn-off") dos tiristores.

Colocando as equações (4.1) e (4.3) na forma de diagrama de blocos resulta a Figura 4.7. Tal diagrama de blocos pode ser manipulado, resultando no diagrama de blocos apresentado na Figura 4.8, em que o ganho K_p é dado por:

$$K_p = \frac{k_1}{k_2} \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \quad (4.4)$$

Para sinais de regulação tais que os limites de disparo e corte não sejam atingidos, a ponte é linear e insensível às variações de V_t .

Chamando de V_{regb} o quociente E_{fd}/K_p , obtém-se o valor base de tensão de regulação e a ponte passa a apresentar um ganho de 1 p.u./p.u..

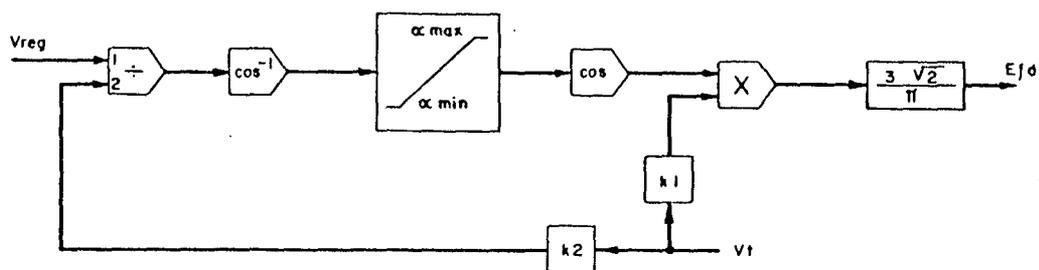


FIGURA 4.7 - Diagrama de blocos da ponte retificadora controlada.

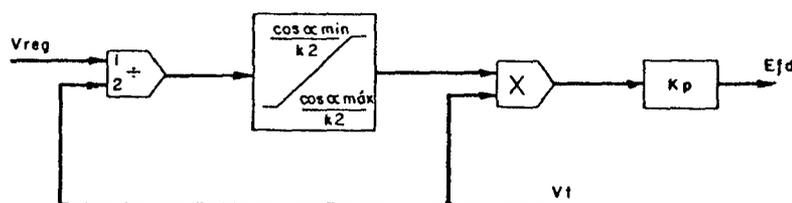


FIGURA 4.8 - Diagrama de blocos simplificado da ponte retificadora

Os tetos de tensão são obtidos pelas relações:

$$V_{\max} = \frac{V_{\text{reg}}(\alpha_{\text{ton}})}{V_{\text{regb}}} - \frac{k_2 V_{\text{tb}} \cos(\alpha_{\text{ton}})}{V_{\text{regb}}} \quad (4.5)$$

$$V_{\min} = \frac{V_{\text{reg}}(\alpha_{\text{toff}})}{V_{\text{regb}}} = \frac{k_2 V_{\text{tb}} \cos(\alpha_{\text{toff}})}{V_{\text{regb}}} \quad (4.6)$$

Onde V_{tb} representa a tensão nominal do gerador, α_{ton} representa o ângulo mínimo de retardo de condução, α_{toff} representa o ângulo máximo de retardo de condução e $V_{\text{reg}}(\alpha_{\text{ti}})$ representa a tensão de regulação necessária para provocar α_{ti} . Como $\alpha_{\text{ton}} < \alpha_{\text{toff}}$, o teto negativo, em valor absoluto é inferior ao teto positivo. A análise é válida para tensões positivas e negativas com a corrente sempre positiva.

Como a ponte consegue variar a tensão de saída, atualizando o ângulo α a cada 1/6 de ciclo de rede, não será representada a sua característica dinâmica.

A tensão terminal é obtida, usualmente, pela retificação da tensão dos transformadores de potencial com posterior filtragem. Para que as constantes de tempo do filtro não influenciem de maneira intensa o desempenho transitório do SE, é comum que a retificação seja tomada de várias fases, como o transdutor apresentado no capítulo anterior. Desta forma, como a primeira harmônica é de frequência elevada (360, 720 Hz), pode-se utilizar filtros com elevada frequência de corte (80 rad/s). Utiliza-se, normalmente, filtros de segunda ordem (5) e terceira ordem (4).

Em valores no sistema p.u., o ganho do transdutor de tensão é considerado unitário, o que significa que a tensão bā-

sica no somador do RT é aquela de saída do filtro quando a máquina se encontra na tensão nominal.

4.4.3 - Compensador da malha principal e compensador de corrente reativa

A Figura 4.9 apresenta a malha principal de controle de tensão evidenciando o filtro de segunda ordem e o compensador. O compensador utilizado na malha principal de controle de tensão é desde um simples proporcional (5) até um compensador do tipo avanço-atraso (4). Compensadores do tipo PID são também utilizados, entendidos, aqui, como um caso particular de avanço-atraso. Os valores base necessários para a conversão do ganho do compensador ao sistema p.u. são a tensão básica do filtro, V_{fb} , e a tensão básica de regulação, V_{regb} .

O CCR é constituído, usualmente, de um transdutor linear independente, cuja saída é filtrada e somada (ou subtraída) no somador do RT (5), ou de um dispositivo trifásico (4) que, através de potenciômetros e transformadores de corrente auxiliares, adiciona-se à tensão dos transformadores de potencial normalmente em quadratura, ou seja: a tensão entre as fases 3 e 1 é somada com a corrente da fase 2.

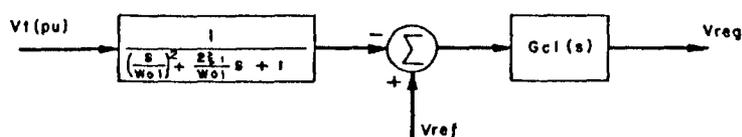


FIGURA 4.9 - Diagrama de blocos do RT

A Figura 4.10 apresenta um modelo para o CCR, onde I_x é a corrente reativa e V_c é a saída do compensador.

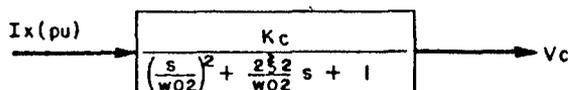


FIGURA 4.10 - Diagrama de blocos do CCR

O ganho K_c , ajustável, tem por base, no sistema p.u., a corrente nominal da máquina e a tensão básica da saída do filtro do transdutor de tensão. Assim, se por exemplo o transdutor de tensão fornece 10 Volts na tensão nominal e o CCR fornece 0,5 do Volt na corrente nominal, sendo esta puramente reativa, tem-se:

$$K_c = \frac{0,5}{1,0} \frac{1,0}{10,0} = 0,05 \text{ p.u.} \quad (4.7)$$

O CCR não necessita de uma malha do tipo avanço-atraso para garantia de estabilidade. O compensador G_{cl} da malha de controle principal tem recursos para tanto.

4.4.4 - Limitador de corrente de campo

O LCC é constituído, usualmente, de um transdutor isolador de corrente, um somador para comparação com o limite de máxima corrente, um circuito não-linear que permite ação apenas em um sentido e um compensador, usualmente de atraso. O LCC age em oposição ao sinal de regulação, com um ganho bem maior que o próprio canal de regulação de maneira a trabalhar com baixo erro de limitação (5). Opcionalmente o LCC é provido de um circuito adicional de temporização para permitir a operação em curtos períodos de sobrecarga (4), (5).

Os valores base para a conversão da malha de excitação ao sistema p.u. são a corrente de excitação para a tensão nominal a vazio na linha do entreferro, I_{fd0} , e a tensão de regulação básica.

O modelo do LCC é apresentado na Figura 4.11. O filtro utilizado na transdução de corrente de campo é, normalmente, de primeira ordem, como o apresentado, e destina-se a eliminar sinais espúrios decorrentes do processo de isolamento do sinal (o campo apresenta massa flutuante em relação ao sistema de excitação).

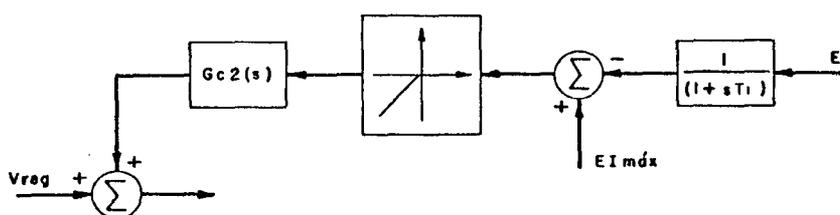


FIGURA 4.11 - Diagrama de blocos do LCC

4.4.5 - Limitador de sub-excitação

O diagrama de blocos do LSE é apresentado na Figura 4.12.

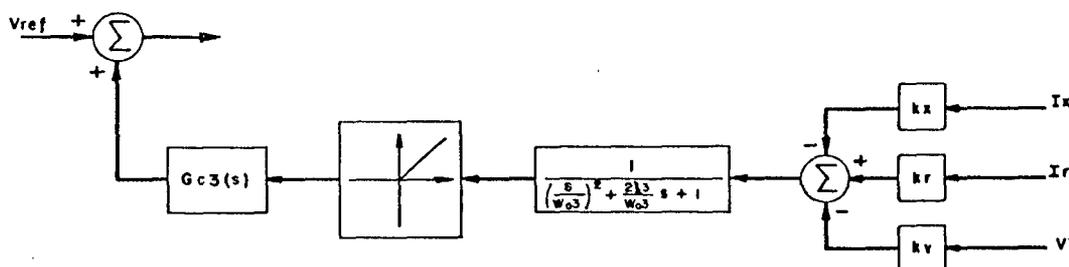


FIGURA 4.12 - Diagrama de blocos do LSE

Utiliza-se um filtro único para os três transdutores,

usualmente de segunda ordem (5).

Pelo diagrama apresentado pode-se concluir que o LSE estará ativo para:

$$-k_v V_t - k_x I_x + k_r I_r > 0 \quad (4.8)$$

Para uma determinada tensão terminal, pode-se construir uma função $I_r = f(I_x)$ que define a linha limiar de atuação do dispositivo, conforme a Figura 4.13.

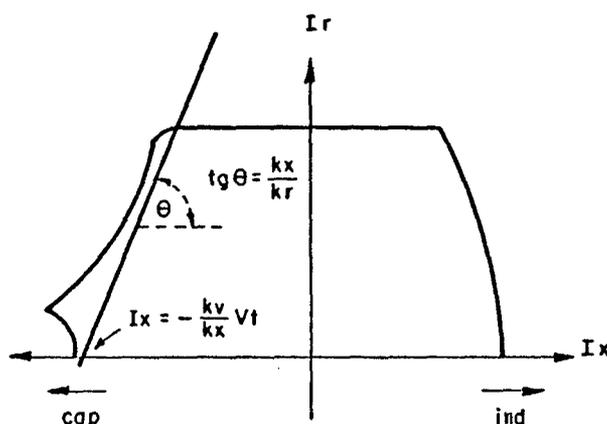


FIGURA 4.13 - Linha de atuação do LSE

Pelo ajuste adequado dos coeficientes k_v , k_x e k_r pode-se posicionar tal linha de maneira a evitar a operação do gerador próxima ao limite de estabilidade e, eventualmente, evitar, também, a operação com a armadura em sobrecarga.

Para se definir os valores dos ganhos do LSE no sistema p.u. utiliza-se como base a tensão e corrente nominais do gerador, a tensão básica de saída do filtro de transdução de tensão, V_{fb} , e uma tensão intermediária, no somador dos transdutores, que pode ser qualquer valor de fácil manipulação.

4.4.6 - Estabilizador do sistema de potência

O ESP é derivado de uma ou mais variáveis (P_e , P_a , δ , Δf , Δw ou combinações). Na saída dos transdutores é comum ter-se filtros corta-faixa para rejeitar modos indesejáveis ao SE. O sinal é, na maior parte dos sistemas, diferenciado através de um circuito "wash-out" de forma a não provocar variação permanente na tensão terminal. Em cascata com o "wash-out" tem-se, normalmente, dois ou mais estágios de compensação de avanço-atraso para permitir ajuste adequado de fase. A saída dos estágios de compensação é amplificada e limitada, sendo o sinal adicionado ao somador principal do SE. Normalmente, por questões operacionais que serão discutidas posteriormente, o ESP apresenta, no estágio de saída, um esquema de bloqueio e reconexão.

A Figura 4.14 apresenta o diagrama de blocos do estabilizador.

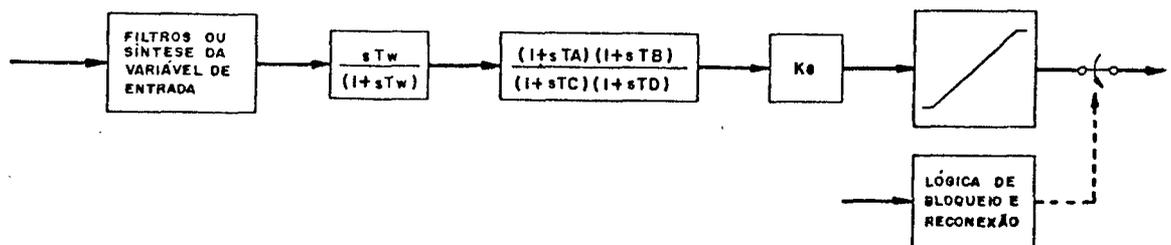


FIGURA 4.14 - Diagrama de blocos do ESP

Na Figura 4.15 são apresentadas algumas maneiras de derivar o sinal de estabilização. Na Figura 4.15(a), o filtro de primeira ordem representa simplesmente o transdutor. Na Figura 4.15(b), "y" representa a abertura do distribuidor e o bloco não-linear representa a curva abertura-potência da unidade (73), (81). Na Figura 4.15(c), é apresentado um esquema para

derivar a potência de aceleração a partir da potência elétrica e do desvio de velocidade (ou frequência) (23). Na Figura 4.15 (d), é apresentado outro esquema para derivação da potência de aceleração (65), (67).

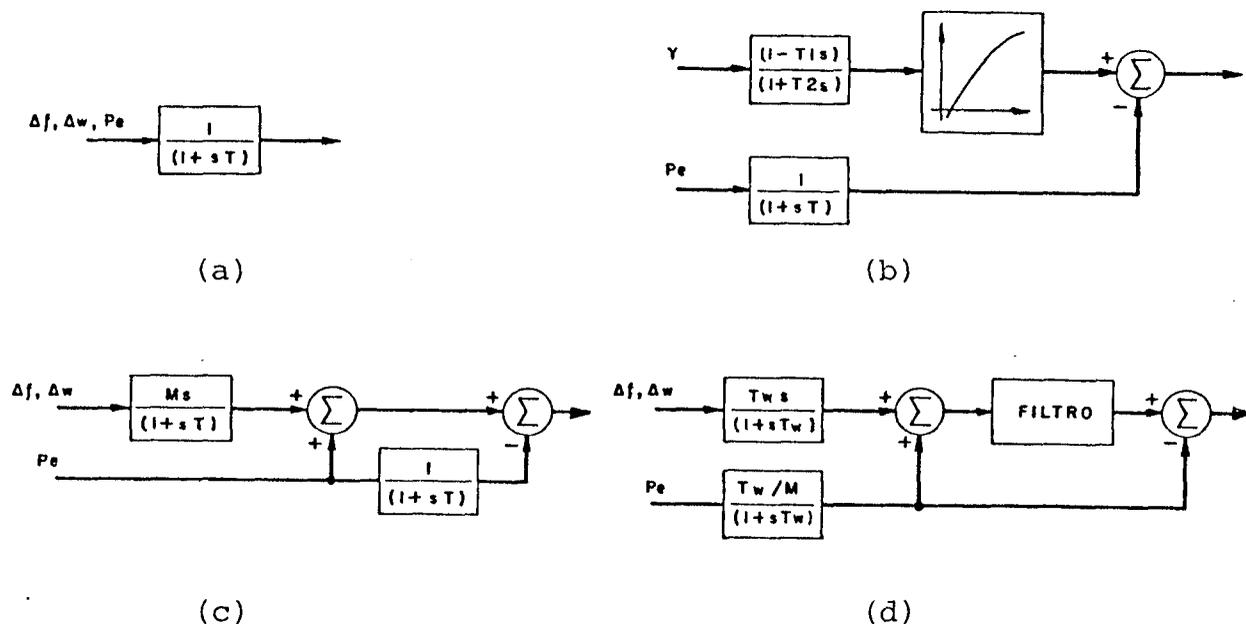


FIGURA 4.15 - Alternativas para derivação do sinal do ESP

4.4.7 - Sistema de excitação

A Figura 4.16 apresenta o diagrama de blocos geral do SE. O ajuste dos dispositivos que o compõe será discutido no capítulo 5.

4.5 - Considerações sobre a identificação

As considerações que se seguem são resultantes da experiência adquirida pelo autor na realização de diversos ensaios de identificação (82), (79), (80). O objetivo é de sugerir procedimentos para a realização de ensaios em sistemas de excita-

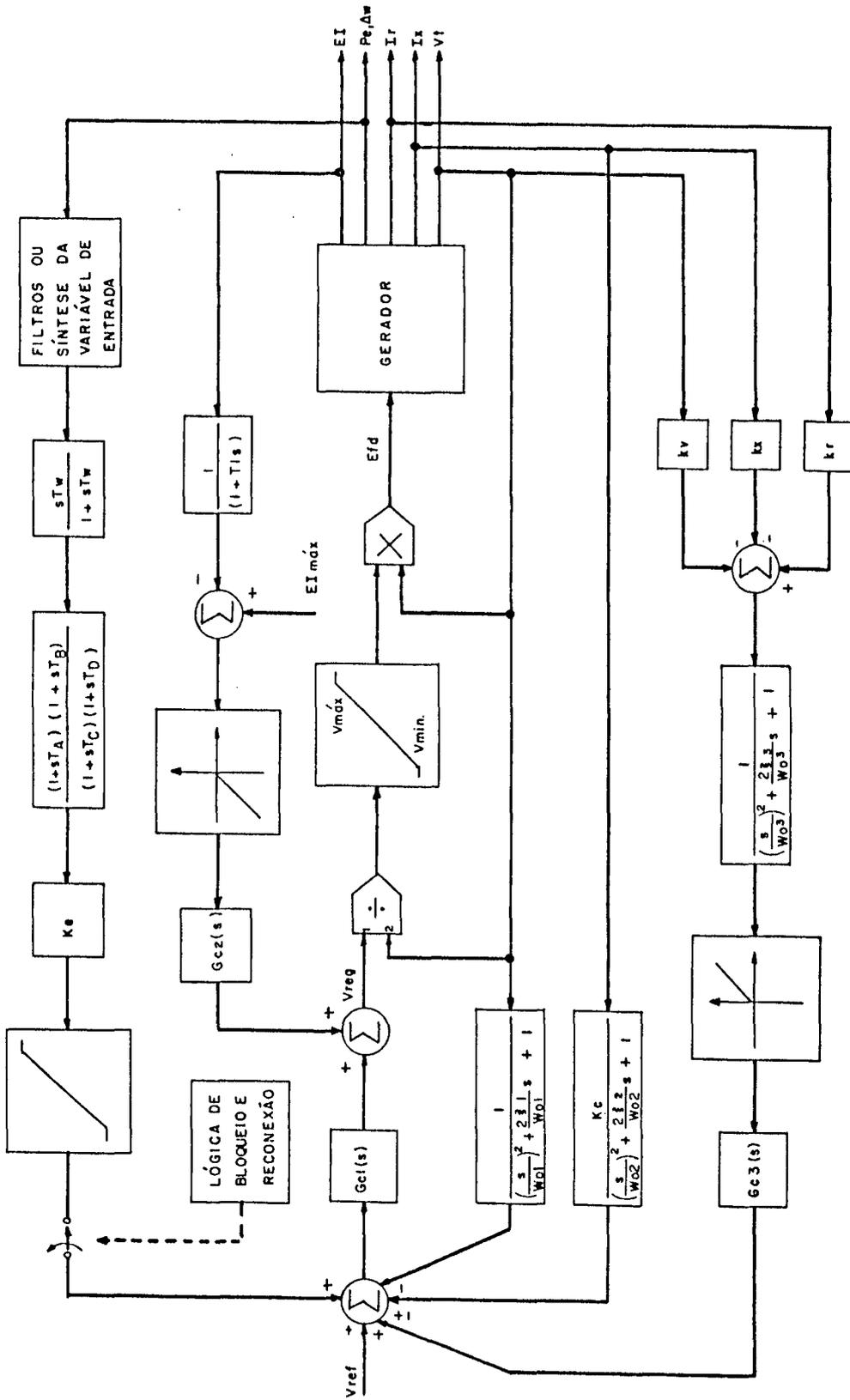


FIGURA 4.16 - Diagrama de blocos do sistema de excitação

ção.

Os ensaios de campo, para identificação paramétrica de SE, podem ser divididos em três grupos: ensaios de determinação de características estáticas; para determinação de características dinâmicas e para avaliação global das malhas de controle para posterior confronto através de simulações (66), (56), (82).

Nos SEE modernos, havendo disponibilidade e confiabilidade de diagramas eletrônicos e sendo estes bem detalhados, grande parte do trabalho de identificação pode ser feito em escritório.

Infelizmente, conforme comprova a experiência do autor, nem sempre é possível sensibilizar os fabricantes a fornecerem informação detalhada de seus equipamentos. Desta forma, um precioso tempo acaba sendo dispendido na realização de ensaios de campo.

As Figuras 4.17, 4.18 e 4.19 ilustram as etapas de ensaio e análise dos resultados. Na Figura 4.17 apresenta-se a curva de ganho em função da posição do potenciômetro que ajusta o ganho do RT da usina hidrelétrica de Itaúba. Na Figura 4.18 apresentam-se os resultados obtidos da resposta freqüencial do transdutor de tensão do RT da mesma usina. Um ensaio do LSE com a simulação efetuada para confronto com o ensaio é apresentada na Figura 4.19, ainda para o SE da usina de Itaúba.

Os ensaios têm, por regra geral, a decomposição em blocos, da maneira mais detalhada possível, do dispositivo em teste. Os blocos devem ser passíveis de separação sem modificação das funções de transferência individuais. A nível de circuitos elétricos, basicamente, os blocos são separados em pontos onde

a relação de impedâncias de entrada por impedâncias de saída é alta, ou seja, se um bloco de baixa impedância de saída estimula um bloco de elevada impedância de entrada, torna-se possível a separação. Efetuando-se a identificação desta forma, a modelagem global do sistema torna-se mais fácil. Blocos de menor porte são fáceis de modelar devido à baixa ordem das funções de transferência e às poucas relações não-lineares que apresentam.

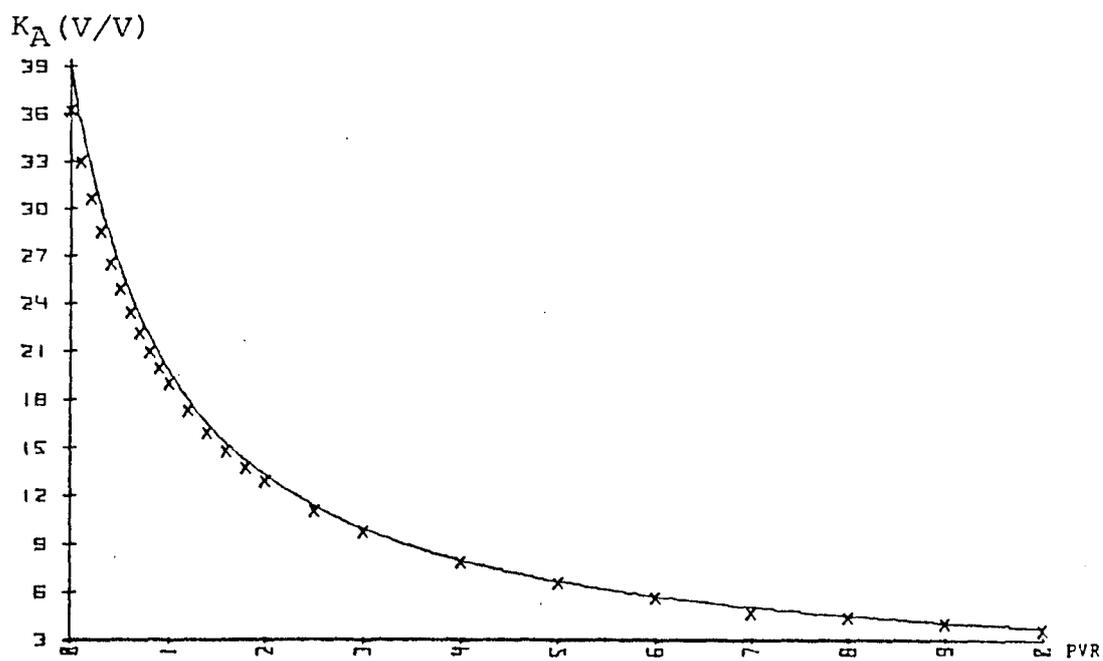


FIGURA 4.17 - Ganho K_A versus posição do potenciômetro de ajuste

A montagem do modelo global é traduzida pela composição topológica dos vários blocos individuais. Neste modelo global, são simulados os ensaios realizados no campo, podendo-se, assim, efetuar verificações da modelagem corrigindo imperfeições que porventura apareçam devido a ensaios mal executados ou incorreções nas análises individuais dos blocos.

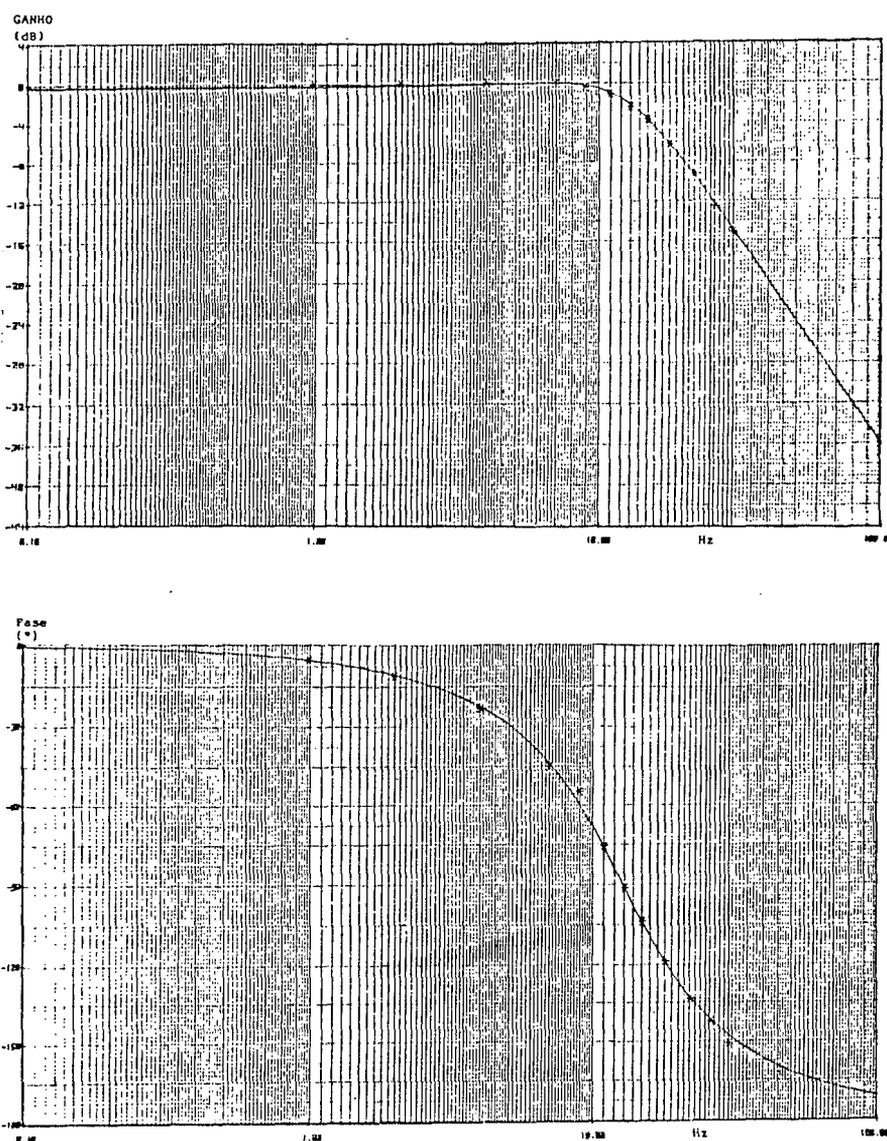


FIGURA 4.18 - Resposta freqüencial do transdutor de tensão do RT da usina de Itaúba

4.6 - Conclusões

Foram apresentadas as funções que um SE deve executar e os dispositivos necessários para tanto. Os modelos matemáticos destes dispositivos foram igualmente objeto deste capítulo. No capítulo seguinte, serão motivo de análise visando o ajuste adequado de seus parâmetros. Obteve-se, assim, um modelo global, que ilustra as funções mínimas com as quais um SEE para hi

drogeradores deve ser provida. Vários SEs foram estudados e modelados (37), porém a análise de todos os modelos existentes tornaria este trabalho excessivamente volumoso sem o acréscimo de informação que poderia se esperar.

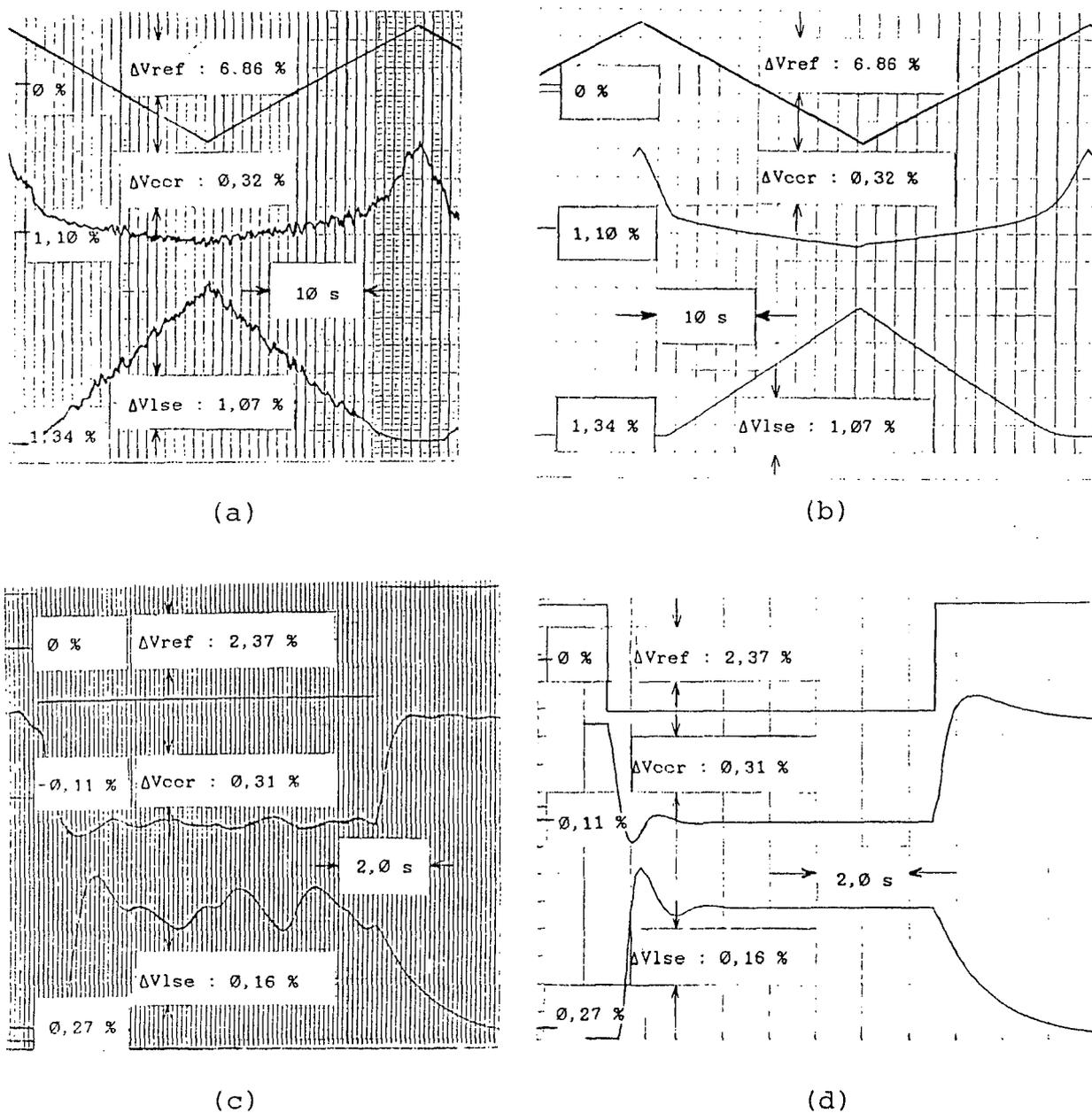


FIGURA 4.19 - Ensaio do LSE do SE da usina de Itaúba

- a) Oscilograma do ensaio de intervenção lenta
- b) Simulação do ensaio de intervenção lenta
- c) Oscilograma do ensaio de intervenção rápida
- d) Simulação do ensaio de intervenção rápida

O modelo apresentado é similar ao do SEE da usina hidrelétrica de Itaúba (82). Tal sistema foi ensaiado várias vezes pelo autor, motivo pelo qual entende-se que o material disponível irá ilustrar, de maneira adequada, as análises que serão feitas no próximo capítulo.

Teceram-se comentários sobre o problema da identificação dos dispositivos que compõem o SEE. Neste particular, a conclusão mais importante que é possível tirar, a par dos critérios utilizados para os ensaios, é de que, nos sistemas modernos, grande parte do trabalho é passível de ser realizado em escritório, utilizando-se técnicas corriqueiras de análise de circuitos elétricos.

CAPÍTULO 5

AJUSTES DO SISTEMA DE EXCITAÇÃO

5.1 - Introdução

Este capítulo visa apresentar uma metodologia para o ajuste dos diversos dispositivos que atuam no SE.

A atuação dos dispositivos que compõem o SE, não se dá de maneira concomitante. Certos dispositivos têm atuação mutuamente exclusiva como, por exemplo, os limitadores de corrente e subexcitação. Desta forma, levando-se em conta, ainda, os modos de operação do conjunto gerador-turbina-transformador, torna-se possível caracterizar várias situações topologicamente distintas, nas quais a intervenção de um ou outro dispositivo implica malhas de controle ou limitação virtualmente diferentes.

Os modos de operação podem ser agrupados, estabelecendo-se, assim, uma seqüência natural para a abordagem do problema de ajuste dos dispositivos.

São utilizados os modelos de gerador apresentados no capítulo 2 e o sistema de excitação apresentado no capítulo 4. O algoritmo de Fadeev-Leverrier é utilizado como ferramenta que possibilita a transposição das equações de estado para a forma das funções de transferência. Utilizando-se regras clássicas de manipulação de diagramas de bloco, chega-se às estruturas de controle necessárias para a análise. Em função dos requisitos de desempenho, são apresentadas as estratégias para ajuste, utilizando, basicamente, os conceitos da teoria clássica de sistemas de controle.

Será igualmente apresentada uma introdução ao problema do controle da excitação em sistemas multimáquinas, enfocando, basicamente, o ESP.

Resultados práticos, obtidos em ensaios de campo, ilustrarão os procedimentos.

5.2 - Modos de operação

Há necessidade de ajustar o SE de modo a que ele possa apresentar um bom desempenho estático e dinâmico para a máquina operando a vazio (partida e sincronismo), e sob carga (compensação de queda no transformador elevador, amortecimento de oscilações eletro-mecânicas, operação em limite de corrente ou sub-excitação).

Nas duas situações, há mudanças substanciais tanto na modelagem do gerador e sistema de potência, quando na modelagem do SE, devido à ação não-linear dos limitadores, à não operação do ESP e do CCR a vazio, etc..

Vários modos de ação ficam assim caracterizados, cabendo, portanto, defini-los topologicamente.

5.2.1 - Operação a vazio

Nesta condição, a análise é necessária para garantir uma boa resposta do SE tanto na partida quanto aos comandos do operador ou sincronizador automático, visando a colocação da máquina em paralelo com o sistema de potência.

A modelagem para tal condição é a do SE apenas com o RT e o gerador representado apenas pelo eixo direto (16).

5.2.2 - Operação sob carga

a) Operação normal

Nesta condição o SE apresenta, além do RT, o CCR e o ESP (se as condições de carga não implicarem o seu desligamento).

b) Operação em limite de sub-excitação

Em relação à situação do item (a), modela-se, adicionalmente, o LSE.

c) Operação em limite de corrente de campo

Em relação à situação do item (a), modela-se, adicionalmente, o LCC.

5.3 - Ajuste do regulador de tensão

Na operação a vazio, deseja-se o cumprimento dos seguintes requisitos (52).

a) Que na partida a sobrelevação (overshoot) verificada não ultrapasse o patamar da máxima tensão permitida no gerador;

b) Que a resposta aos comandos do operador, ou sincronizador automático, seja rápida e com baixa sobrelevação;

c) Que o erro estático aos comandos na referência seja mínimo.

Os ajustes a serem efetuados aqui, são o do ganho transitório e do ganho estático do RT. Em SE de ação puramente proporcional (como na usina de Itaúba da CEEE, por exemplo), há apenas um parâmetro a ajustar. Considera-se que a estrutura do RT é fixa. Tem-se um problema de controle clássico em que se

deseja maximizar o ganho com pouca sobrelevação.

É aconselhável modelar a máquina síncrona através do modelo IV, pois com a utilização do modelo II, a elevação do ganho torna-se extremamente restritiva (49). A inclusão da saturação, que se mostra presente na tensão nominal, conduz a resultados mais próximos aos obtidos no campo (24).

No capítulo 4, $G_{cl}(s)$ representa a função de transferência do compensador da malha principal de controle de tensão. Supondo que $G_{cl}(s)$ seja um compensador de atraso (55), tem-se:

$$G_{cl}(s) = \frac{KA(1 + T_1s)}{(1 + \beta T_1s)} \quad (5.1)$$

Onde β é o fator de atenuação do ganho estático, KA é o ganho estático e T_1 a constante de tempo associada ao compensador. O ganho transitório é dado por:

$$K_t = \frac{KA}{\beta} \quad (5.2)$$

O compensador de atraso quase sempre introduz um modo lento (de elevada constante de tempo) na resposta de malha fechada (55), (15) de tal forma que, a resposta ao degrau da malha fechada, passa a apresentar elevado tempo de estabilização. Para minimizar a amplitude de tal modo, deve-se ter uma constante de tempo, T_1 , elevada.

Definindo a função de transferência do gerador como:

$$G_g(s) = \frac{\Delta V_t}{E_{fd}} (s) \quad \left| \quad V_t = V_{tnominal} \right. \quad (5.3)$$

Com a modelagem incluindo os enrolamentos amortecedores e um ganho

incremental para representar, na tensão nominal, a saturação, ob têm-se a função de transferência de malha aberta, $G(s)$:

$$G(s) = G_{cl}(s)G_pG_g(s)G_{fl}(s) \quad (5.4)$$

Onde G_p representa a função de transferência da ponte retificadora controlada e $G_{fl}(s)$ representa o filtro do transdutor de tensão.

Através de um procedimento clássico (traçado do diagrama de Bode, lugar das raízes, etc.), ajusta-se $G_{cl}(s)$ considerando-se, apenas, o ganho transitório, K_t , do compensador.

O ganho transitório é calculado por um critério de mar gem de fase ou posicionamento do par de pólos complexos dominan tes. Caso o ganho do sistema global esteja excessivamente baixo, ou seja, o erro estacionário seja superior a 1%, por exemplo, há necessidade de se utilizar a compensação de atraso. Pa ra tanto, considera-se T_l elevada para reduzir a influência de fase do compensador ($< 3^\circ$) na frequência de 0 dB ou na posição do par de pólos complexos dominantes (55). Ajusta-se, então, o fator β de maneira a obter o ganho estático desejado. A constante de tempo T_l normalmente é maior do que 1 segundo (16).

É conveniente efetuar uma modelagem completa do RT e gerador (modelo não-linear) e simular a partida do conjunto, con siderando que a excitação é aplicada na velocidade nominal. O refinamento dos ajustes deve ser efetuado através de ensaios de campo.

5.4 - Ajuste do compensador de corrente reativa

O ajuste do CCR é efetuado de forma a compensar uma par

cela da queda de tensão no transformador elevador, já que, em grandes usinas, o paralelo dos grupos é efetuado em alta tensão (78). Em pequenas usinas, onde duas ou mais máquinas podem compartilhar o transformador elevador, o CCR provê uma característica tensão versus corrente reativa descendente, de forma a possibilitar um paralelo estável em baixa tensão (78).

Usualmente ajusta-se o CCR na faixa de $1/2$ a $2/3$ da reatância do transformador elevador (60). Na CEEE costuma-se ajustá-lo em 50% da reatância. O critério utilizado é o de prover a mesma regulação em baixa tensão (aditiva, $x_t/2$) e alta tensão (subtrativa, $x_t/2$), conforme ilustra a Figura 5.1. Não há ajustes dinâmicos a efetuar.

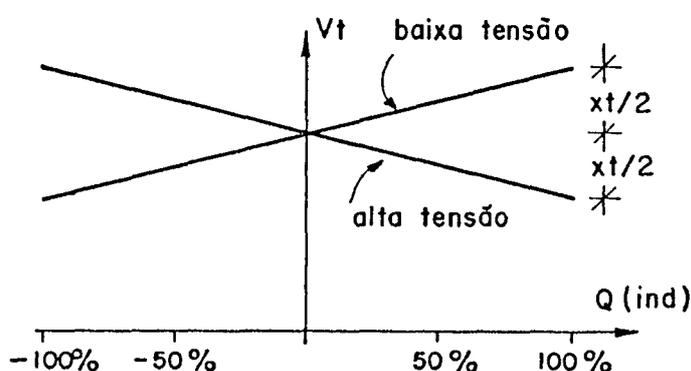


FIGURA 5.1 - Regulação nas barras de baixa e alta tensão

5.5 - Ajuste do estabilizador de sistema de potência

5.5.1 - Considerações gerais

O ESP é um dispositivo que necessita de vários ajustes: ganho, constantes de tempo, faixas e níveis de bloqueio e reconexão automática (67).

A ação do ESP se dá no sentido de prover o amortecimen

to de oscilações eletro-mecânicas locais, inter-máquinas e inter-áreas (47).

Como é sabido (16), os SEE, por possuírem elevada velocidade de resposta, degradam o torque de amortecimento inerente ao modo de oscilação local. O ESP age, então, no sentido de garantir amortecimento, preservando, assim, as características benéficas dos SEE.

O ESP pode ser dividido, em termos estruturais, em três grandes blocos: o da síntese da grandeza a ser utilizada para estabilização; o bloco que conforma a grandeza de estabilização através de filtros e compensadores, de maneira a obter uma característica de ganho e fase adequados para a modulação da tensão terminal; por fim, um bloco não-linear, de bloqueio e reconexão automáticos, que tem por função inibir ou habilitar a ação do limitador de acordo com várias condições lógicas (67), (74). Uma rede adicional, responsável pela supervisão do dispositivo, é também desejável.

O uso adequado do ESP, deve ser baseado nos seguintes estudos: o de definição da variável a ser utilizada para estabilização; a estrutura de compensadores de avanço-atraso e filtros mais adequada e, ainda, a seleção das condições lógicas para bloqueio e reconexão.

Os sinais mais comumente utilizados para estabilização suplementar são os seguintes: velocidade do eixo da máquina (14); frequência nos terminais da máquina (44); potência elétrica (64); potência de aceleração, sendo esta obtida ou da potência elétrica e velocidade (48) ou da potência elétrica e frequência (23) ou da potência elétrica e abertura do distribuidor (73), (81).

É inevitável o surgimento de alguns problemas de caráter operacional ou dinâmico, quando da utilização do ESP. Entre os mais relevantes pode-se citar:

- P1) Amplificação das oscilações de pressão/potência provenientes da cavitação em turbinas Francis (81);
- P2) Variação acentuada da potência reativa quando das tomadas de carga ativa, por ação de reguladores de velocidade pobremente amortecidos, na ação do operador ou do controle de carga e frequência, CCF, (67);
- P3) Interação com modos lentos do regulador de velocidade, devido a ciclos limites provenientes de folgas ou zonas mortas nas válvulas de comando dos servomotores (67), (51);
- P4) Reforço de sobretensões em situações de subfrequência quando do alívio de grandes blocos de carga (74), (26);
- P5) Degradação do amortecimento de modos com frequência bem mais elevada que o modo local, devido às singularidades existentes nas próprias malhas de controle de tensão (65).

A escolha da grandeza a ser utilizada para estabilização deve levar em conta alguns destes problemas.

O problema P1, por exemplo, restringe o uso de sinais derivados puramente da potência elétrica. Torna-se necessário a adoção de um filtro corta-faixa para rejeitar os modos de oscilação da cavitação. No entanto, como tais modos geralmente encontram-se próximos dos modos de oscilação inter-áreas (0,5 Hz), o ESP torna-se ineficaz nesta faixa de frequências se provido de filtro corta-faixa.

O problema P2 também é agravado com o uso de ESPs derivados da potência elétrica, já que esta grandeza reproduz quase que fielmente a potência mecânica em baixas frequências (a ma-

lha que descreve o comportamento eletro-mecânico do conjunto gerador-turbina-sistema de potência age como um filtro passa-baixa na função P_e/P_m), estimulando, de maneira muito intensa, o SE nas tomadas de carga. O uso de filtros de característica derivativa (51) atenua o problema mas não o resolve.

O sinal de potência elétrica, por sua vez, apresenta maiores facilidades de ajuste, pois permite a compensação de grandes atrasos de fase no SE (66).

O problema P3 novamente implica na utilização de sinais com grande rejeição a baixas frequências. Caso a variável a ser utilizada para estabilização não apresente tais características, surge a necessidade de prover o ESP com pesados filtros passa-alta de maneira a provocar grande atenuação em baixas frequências (67).

O problema P4 implica na seleção criteriosa de variáveis e níveis de bloqueio e reconexão.

O problema P5 depende muito do SE e da atenuação de altas frequências que o ESP é provido (65), (67).

5.5.2 - Sinal estabilizador derivado da potência de aceleração

A tendência atual é a da utilização de sinais de potência de aceleração derivados da potência elétrica e velocidade ou frequência.

A construção básica do sinal de potência de aceleração está apresentada na Figura 5.2 (23), (48).

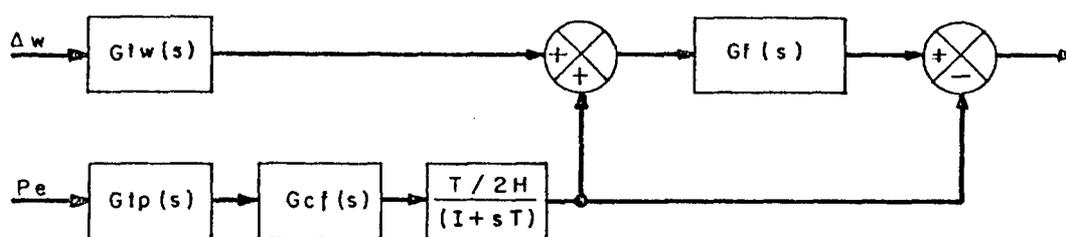


FIGURA 5.2 - Derivação do sinal de potência de aceleração

Na Figura 5.2 as funções apresentadas são as seguintes:

$G_{tw}(s)$: filtro passa-baixa do transdutor de velocidade;

$G_{tp}(s)$: filtro passa-baixa do transdutor de potência elétrica;

$G_{cf}(s)$: filtro corta-faixa para rejeitar modos do regime turbulento da sucção;

T : constante de tempo elevada para simulação de ação integral;

M ($2H$): constante de inércia do conjunto gerador-turbina;

$G_f(s)$: filtro passa-baixa.

Segundo ensaios comparativos entre vários tipos de estabilizador na usina hidrelétrica de Salto Osório (65), observou-se o seguinte para tal tipo de sinal de estímulo:

- a) O aparecimento de modos nas faixas de 12 Hz, instável para o ESP derivado da frequência e velocidade, e 2,5 - 4 Hz (dito da excitatriz), puderam ser amortecidos;
- b) Houve ação efetiva de amortecimento sobre o modo local (1,5 Hz) e o modo inter-área (0,5 Hz);
- c) Não se observou variação da potência reativa nas tomadas de carga ativa, quer sobre os comandos do operador sobre o regulador de velocidade, quer sobre a atuação do controle automático da geração;
- d) Evidenciou-se um ajuste robusto, com ajustes não-críticos, e com possibilidade da utilização de ganhos bem maiores do que

- o ESP derivado do desvio de frequência;
- e) Notou-se pequena redução do amortecimento do RT (modo 0,4 Hz);
- f) Notou-se sensibilidade a distúrbios de origem hidráulica (o sinal implementado não dispunha de filtro corta-faixa).

Os dois problemas verificados (modo em 0,4 Hz e sensibilidade às oscilações de pressão) podem ser minimizados.

O modo em 0,4 Hz pode ser amortecido com a colocação na malha do ESP de um compensador de avanço-atraso orientado para esta faixa de frequências ou com o uso de maior amortecimento na malha principal de controle de tensão.

A sensibilidade aos distúrbios de origem hidráulica pode ser minimizada pelo "casamento" das funções de transferência G_{tw} e G_{tp} de maneira a minimizar os erros de fase, na zona de frequências da cavitação, na geração do sinal de "energia de aceleração" e, ainda, com a utilização de filtro corta-faixa sintonizado nesta faixa de frequências. Outra solução seria a de aumentar a banda passante de $G_f(s)$, porém, desta forma aumenta-se a influência do canal de frequência sobre as frequências mais elevadas.

Resultados muito bons, na insensibilização das tomadas de carga, podem ser obtidos utilizando um filtro, $G_f(s)$, com capacidade de rastreamento de rampa (67). Tal tipo de filtro é capaz de minimizar em aproximadamente 10 vezes a máxima flutuação transitória de tensão durante variações da potência mecânica.

A função de transferência de tal filtro é:

$$G_f(s) = \frac{1 + as}{(1 + (a/2)s + (bs)^2)^2} \quad (5.5)$$

Em altas frequências, o filtro se comporta como um filtro passa-baixa de terceira ordem, propiciando a atenuação de modos pouco amortecidos que poderiam ser, eventualmente, estimulados pelo canal de frequência.

Outra questão que merece estudos é a da robustez do ESP, ou seja, é necessário que a ação do estabilizador seja adequada nas várias condições de despacho, mesmo na presença de variações topológicas no sistema de potência.

A robustez é uma característica observada nos ESPs derivados da potência elétrica ou de aceleração (67). Com estas variáveis, os ajustes tornam-se menos críticos podendo-se obter boas respostas em condições bem variadas de despacho.

A função primordial do ESP, qual seja, o amortecimento de oscilações, deve ser cumprida em uma larga banda de frequências de modo a ter ação efetiva tanto em oscilações inter-área como no modo local (47). Normalmente prevê-se uma banda que compreende frequências de 0,1 Hz a 2 Hz (47). Desta forma, a função de transferência do dispositivo deve ser profundamente estudada e ser provida de grande flexibilidade de ajustes.

Os estudos realizados a nível de planejamento, apesar de serem realizados para novas instalações com uma grande carência de informações, tais como reatâncias, constantes de tempo do gerador, estruturas dos sistemas de controle, etc., devem prover os órgãos de projeto das empresas com informações úteis para a especificação de tais equipamentos, sob pena de ser inviabilizada a operação do ESP logo da entrada da primeira máquina da usina em operação, como já ocorreu no Brasil (59).

A escolha do tipo de sinal, reveste-se, assim, de fundamental importância para a boa operação do sistema de excita-

ção.

5.5.3 - Ajuste de sinais estabilizadores

O ajuste do ESP é executado em duas etapas (27). Na primeira etapa, ajusta-se a fase do dispositivo de maneira a alinhar os desvios de tensão com os desvios de velocidade, em uma larga faixa de frequências, provocando, assim, esforço de amortecimento (16), (47). Em uma segunda etapa, ajusta-se o ganho de modo a garantir uma razão de amortecimento positiva e suficiente para o bom amortecimento de oscilações locais.

Os estudos previamente realizados, normalmente, utilizam modelos linearizados, como aqueles apresentados no capítulo 2, de maneira a obter, com rapidez, informações sobre frequência natural de oscilação, resposta em frequência do RT, etc. (16).

Inicialmente, obtém-se a reatância equivalente do sistema de potência para uma determinada configuração e despacho, preferencialmente para aquela configuração que os estudos rotineiros de estabilidade evidenciarem como a mais crítica. Para a determinação da reatância equivalente utiliza-se, usualmente, um programa computacional de curto-circuito. Com um curto-circuito trifásico na barra de alta tensão da usina, pela contribuição do sistema ao curto, define-se a reatância equivalente na alta tensão. Para o barramento de baixa tensão, efetua-se o paralelo desta reatância com as reatâncias dos transformadores elevadores das outras unidades da usina.

Os ajustes serão refinados através de ensaios de campo, sendo porém, importante, que os estudos forneçam o máximo de informação possível.

Para os estudos é conveniente utilizar, inicialmente, modelos simples como o de Heffron-Phillips para uma primeira aproximação (16). Modelos incrementais mais sofisticados, como aquele apresentado no capítulo 2, podem ser posteriormente utilizados, visto que implicam um maior número de singularidades que podem provocar o surgimento de modos instáveis em frequências mais elevadas, algo quase que impossível de ser detectado com o uso do modelo de Heffron-Phillips.

Os estudos se completam através de simulações de máquina contra barra infinita com modelo completo de máquina e com a análise de casos de estabilidade com o conjunto de ajustes proposto.

O tratamento do problema via métodos clássicos, utilizando modelos lineares, é simplificado pelo tratamento inicial através de variáveis de estado, com a posterior aplicação do algoritmo de Fadeev-Leverrier visando gerar as funções de transferência necessárias para a análise das várias malhas.

Considere que se deseje efetuar os ajustes de um ESP derivado da potência de aceleração. Estipula-se, então, que as variações da potência mecânica são nulas e, portanto:

$$\Delta P_m = 0 \quad (5.6)$$

A Figura 5.3 apresenta o modelo linearizado do SE na condição de operação normal sob carga.

Para o RT e CCR, foi respeitada a simbologia apresentada no capítulo 4.

As funções de transferência $\Delta V_t / \Delta E_{fd} = N_1 / D_1$, $\Delta I_x / \Delta E_{fd} = N_3 / D_1$ e $\Delta P_e / \Delta E_{fd} = N_4 / D_1$ são obtidas através do algoritmo de Fadeev-Leverrier. O denominador, D_1 , é igual para todas as funções,

visto que os autovalores independem das variáveis de saída (9).

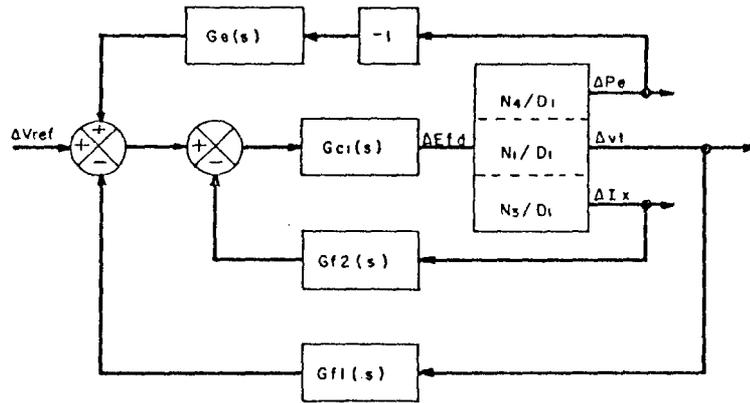


FIGURA 5.3 - Modelo linearizado do SE sob carga

O diagrama de blocos pode ser devidamente arranjado utilizando-se regras elementares de manipulação (15), resultando na Figura 5.4.

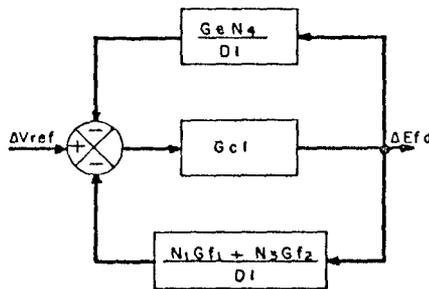


FIGURA 5.4 - Modelo linearizado do SE após manipulação

Utilizando-se, novamente, álgebra de blocos chega-se à Figura 5.5.

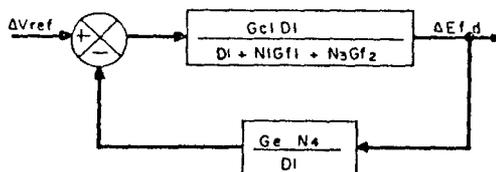


FIGURA 5.5 - Simplificação do modelo do sistema de excitação

Desta forma, obtêm-se a função de transferência de ma-

lha aberta onde a função de transferência do ESP está explícita.

$$F_{TMA}(s) = \frac{G_e(s)N_4(s)G_{cl}(s)}{D_1(s) + N_1(s)G_{f1}(s) + N_3(s)G_{f2}(s)} \quad (5.7)$$

Os métodos clássicos da teoria de controle podem ser, agora, efetivamente utilizados.

A função de transferência de malha aberta pode ser descrita pelo produto da função de transferência do ESP, $G_e(s)$, pela função de transferência da malha fechada do sistema de excitação ($\Delta P_e/\Delta V_{ref}$), incluindo o RT e o CCR (86). Pode-se, também, dividir o ESP em duas parcelas: uma delas, com parâmetros fixos, que pode ser agregada ao SE, e outra composta pelos parâmetros ajustáveis.

Pode-se, assim, posicionar pólos e zeros do ESP de forma a ter um diagrama de Bode de malha aberta com figuras de mérito cujas margens de fase e ganho são aceitáveis. Alternativamente, pode-se posicionar de maneira adequada os pólos dominantes da malha fechada (47).

5.5.4 - Ajuste dos blocos não-lineares: limitadores do sinal e bloqueio do estabilizador

Definidos os ajustes dos ganhos e constantes de tempo, que serão refinados através de ensaios de campo, resta avaliar a parcela não-linear do dispositivo. Tal parcela corresponde ao limitador de saída e ao esquema de bloqueio e reconexão automáticos.

A saída do ESP deve ser limitada de maneira a garantir

que a modulação de tensão não se processe de maneira muito intensa durante distúrbios severos no sistema de potência, evitando assim a possível atuação de dispositivos de proteção.

O esquema de bloqueio e reconexão, por sua vez, evita, a partir de condições lógicas, atuações indesejáveis do dispositivo tais como reforços a sobretensões devidas a variações bruscas de potência elétrica após a atuação de estágios dos esquemas de conservação de cargas (74), (26).

A avaliação dos ajustes do limitador de saída e do esquema de bloqueio e reconexão só é possível de ser realizada através de simulações.

O ajuste do limitador de saída, muito pouco considerado na literatura, é, normalmente, simétrico na faixa de $\pm 5\%$ a $\pm 10\%$ (86). Uma maneira conveniente de ajustá-lo é tomá-lo o máximo possível para que o ESP seja bastante efetivo e tomá-lo o mínimo possível por questões de segurança.

É interessante avaliar os ajustes através de simulações de casos críticos em estudos de estabilidade, onde a ação do ESP se mostra fundamental para garantia de estabilidade. Através de simulações sucessivas vai-se, gradativamente, diminuindo os limites do ESP até que se faça sentir a degradação do torque de amortecimento. Definido tal limite, escolhem-se valores para ajuste em torno de uma vez e meia a duas vezes o valor definido como crítico (67), (86).

O bloqueio do ESP se justifica em duas circunstâncias: quando ele não é efetivo, ou quando sua contribuição à correção da situação anormal do sistema de potência não se mostra positiva. Estas condições são (67), (57), (86):

a) Sobre ou sub-tensão seguida por forte ação do ESP no sentido

- de reforçar o problema;
- b) Operação do gerador como compensador síncrono ou baixa carga ou, ainda, quando a turbina está passando pela zona de cavitação, em uma tomada de carga;
 - c) ESP defeituoso;
 - d) Quando dos ajustes de ganho e constantes de tempo pelo fato de que é possível passar por combinações instáveis.

A reconexão deve ser efetuada o mais rapidamente possível após o desaparecimento das condições de bloqueio e somente após ser atingida uma condição em que a saída do ESP apresentar baixa intensidade para não provocar variações excessivas de tensão. Tal procedimento garante uma histerese natural, prevenindo, assim, ciclos limites de bloqueio e reconexão.

A Figura 5.6 apresenta um esquema de bloqueio e reconexão que é um aperfeiçoamento daquele implementado na usina de Itaúba (81).

Em tal esquema o ESP é desligado quando:

- a) Há sobretensão e a saída do ESP é positiva;
- b) Há subtensão e a saída do ESP é negativa;
- c) O estabilizador está defeituoso;
- d) O nível de potência elétrica é muito baixo;
- e) O disjuntor de grupo está aberto;
- f) Há comando local para bloqueio.

Para a reconexão é necessário que a saída do estabilizador esteja suficientemente baixa (em valor absoluto) para não provocar o retorno da sobretensão (ou subtensão).

De acordo com a experiência do autor, um bom ponto de partida para os estudos de ajuste, consiste em tomar os seguintes valores:

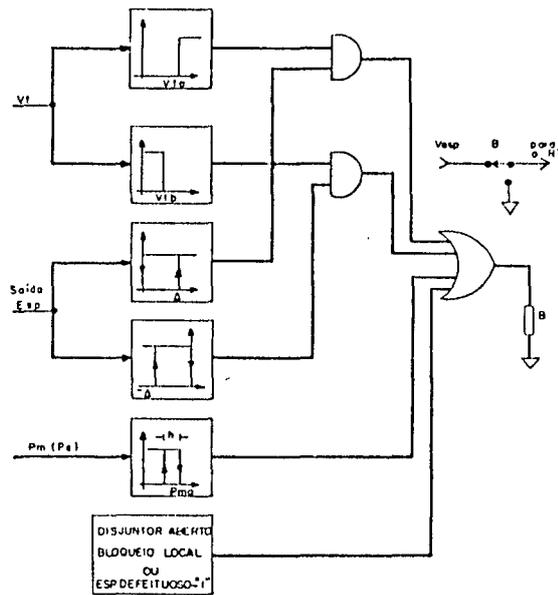


FIGURA 5.6 - Esquema de bloqueio e reconexão

- a) Nível de sobretensão compatível com o ajuste do relé de sobretensão (em torno de 10%);
- b) Nível de subtensão em torno de 10%;
- c) Saída elevada do ESP tomada em metade do ajuste do limitador de saída (com uma faixa de histerese até zero);
- d) Nível de potência mecânica, ou elétrica, de acordo com as peculiaridades do local (zona de cavitação e faixa inefetiva de operação do ESP).

Supervisionar a atuação do ESP não é tarefa simples, devido ao fato de que se torna muito difícil avaliar todas as situações possíveis de defeito.

Na ELETROSUL, um sistema com voltímetro e chave seletora possibilita ao pessoal de manutenção fazer avaliações sobre o bom funcionamento do estabilizador com a máquina em operação (67). Na CEEE, "leds" codificados em cor, associados ao circuito de bloqueio, fornecem meios de avaliar o bom funcionamento do dispositivo (67).

5.6 - Ajuste do limitador de sub-excitação

Encontra-se pouca informação na literatura sobre o ajuste do LSE. Os procedimentos aqui sugeridos advêm da experiência do autor ao ajustar tais dispositivos nas usinas de Itaúba e Passo Real.

Para o LSE há necessidade de efetuar dois tipos de ajuste: o da linha limiar de atuação do dispositivo e o ajuste da malha de compensação e ganho.

O ajuste da linha de atuação é mais simples. Utilizando a simbologia adotada no diagrama de blocos apresentado no capítulo 4, a linha de atuação é definida por:

$$k_r I_r - k_x I_x - k_v V_t = 0 \quad (5.8)$$

Ou:

$$I_r = \frac{k_x I_x + k_v V_t}{k_r} \quad (5.9)$$

Para a curva de capacidade na tensão nominal pode-se substituir P_e e Q por I_r e $-I_x$ respectivamente. Definem-se dois pontos da curva pelos quais deverá passar a reta de definição do limite de atuação do dispositivo.

Um dos parâmetros, k_x , k_v ou k_r , é fixado e os outros dois são ajustados de modo a obter a reta desejada.

A Figura 5.7 ilustra a reta de atuação do dispositivo.

Para o ajuste dinâmico, há necessidade de efetuar dois tipos de estudos: a análise pelo modelo linear visando avaliar a localização dos pólos e zeros, e um estudo de simulação máquina contra barra infinita visando avaliar a atuação dinâmica do

dispositivo. É conveniente que os estudos sejam realizados para, pelo menos, duas cargas: na máxima potência ativa e reativa, que localize o ponto de operação quase sobre a reta de atuação do dispositivo, e com carga ativa nula, também quase sobre a reta de atuação do dispositivo.

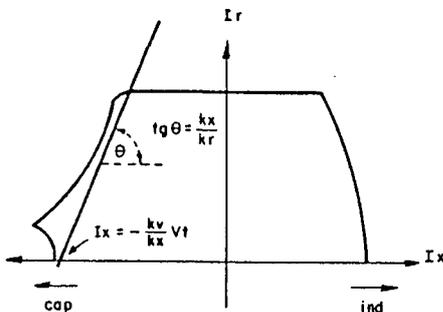


FIGURA 5.7 - Linha de atuação do LSE

O critério sugerido para ajuste é o da maximização do ganho, de forma a minimizar o erro de ultrapassagem da reta de atuação, com bom desempenho transitório.

A Figura 5.8 apresenta o diagrama de blocos para a análise linear do dispositivo.

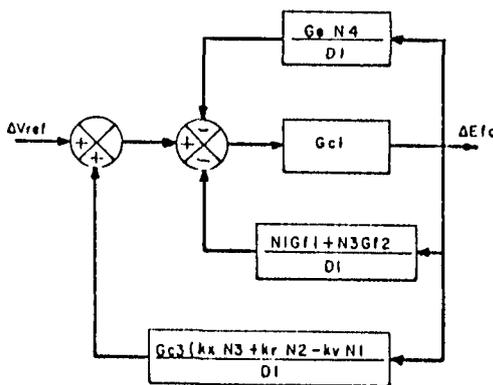


FIGURA 5.8 - Diagrama para análise do LSE

A manipulação do diagrama de blocos da Figura 5.8, visando deixar explícita a função de transferência do LSE, resulta em:

$$FTMA(s) = \frac{Gc3(s) \{-kxN3(s) + kvN1(s) - krN2(s)\} Gc1(s)}{Dl(s) + N1(s)Gf1(s) + N3Gf2(s) + Gc1(s)Ge(s)N4(s)} \quad (5.10)$$

De posse da função de transferência de malha aberta, verifica-se o ganho limite para estabilidade com $Gc3(s)$ sendo considerado apenas como um ganho. Definido, através do critério de Routh-Hurwitz, este ganho, como sendo o mínimo para as duas condições de despacho propostas, estipula-se uma margem de ganho de 6 dB, ou seja, o ganho transitório do dispositivo será, inicialmente, ajustado na metade do valor limite de estabilidade.

Definido o ganho transitório, avalia-se o ganho estático. O acréscimo necessário de ganho deve ser compensado pela relação das constantes de tempo da malha de atraso.

A análise linear deve ser complementada com a simulação da intervenção dinâmica do dispositivo, para as duas condições de despacho propostas.

É conveniente utilizar o modelo IV visto que ele traduz, com maior precisão, o comportamento da máquina síncrona.

O RT deve ser estimulado com degrau na referência no sentido de reduzir a tensão e provocar a atuação do dispositivo. Um refinamento nas constantes de tempo e ganho do compensador previamente calculados, pode então ser efetuado. O refinamento final dos parâmetros é obtido através de ensaios de campo.

5.7 - Ajuste do limitador de corrente de campo

A exemplo do LSE, o ajuste do LCC não é muito comentado na literatura. Desta forma, os procedimentos aqui sugeridos

para ajuste, são baseados na experiência do autor.

O patamar de corrente para atuação do LCC é um dado fornecido pelo fabricante do gerador. O SE sempre possui maior capacidade de corrente que aquela admissível como de operação contínua do gerador.

Definido o patamar de atuação do dispositivo, deve-se ajustar a sua malha de compensação. O critério sugerido para ajuste é, novamente, o de maximizar o ganho do dispositivo para limitar o erro de sobrecorrente com garantia de bom desempenho transitório.

É conveniente realizar dois estudos: a análise do modelo linear, visando a localização adequada dos pólos e zeros, e a simulação da atuação do dispositivo. Sugere-se a realização dos estudos para duas condições de despacho: com a potência ativa nominal e máxima potência reativa e com potência ativa nula e máxima potência reativa, ambas de acordo com a curva de capacidade do gerador.

A Figura 5.9 apresenta o diagrama de blocos para a análise linear do dispositivo.

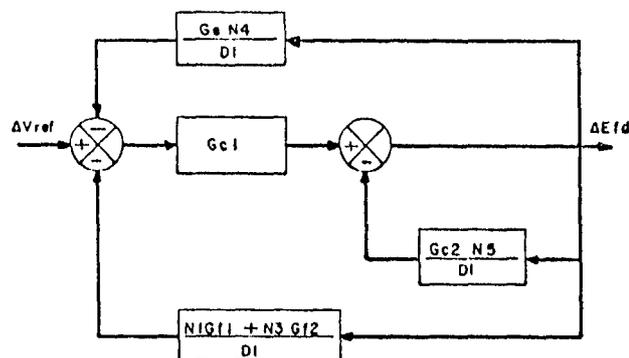


FIGURA 5.9 - Diagrama para análise do limitador de corrente

A manipulação do diagrama de blocos para obter a função de transferência de malha aberta, é efetuada visando obter a

função de transferência do limitador de forma explícita.

$$FTMA(s) = \frac{Gc2(s)N5(s)}{Dl(s) + Gc1(s)(N1(s)Gf1(s) + N3(s)Gf2(s) + Ge(s)N4(s))} \quad (5.11)$$

O procedimento para ajuste do compensador de atraso é similar àquele exposto para o LSE. Há igualmente necessidade de refinar os ajustes através de simulação, de maneira similar ao LSE. Simulam-se, nas duas condições de carga propostas, degraus positivos na referência do RT de maneira a provocar a atuação do dispositivo. Por um processo de tentativa e erro, através de simulações sucessivas, refinam-se os ajustes.

Os ajustes finais são obtidos através de ensaios de campo.

5.8 - Introdução à abordagem multi-máquinas

O problema da coordenação dos ajustes dos sistemas de excitação em sistemas multi-máquinas é complexo.

Os sistemas de excitação são providos de vários dispositivos que atendem às necessidades de desempenho locais. Nestes dispositivos, tais como o RT, o CCR e os limitadores, a exigência do cumprimento de requisitos locais implica, naturalmente, na quase inviabilidade do atendimento de alguns requisitos de estabilidade próprios do sistema de potência tais como o amortecimento de oscilações eletro-mecânicas.

O ESP, por sua vez, é a opção barata e eficiente para o amortecimento de oscilações locais, inter-grupos e inter-áreas. A estrutura do ESP, por ser flexível, pode permitir configura-

ções que propiciam amortecimento em uma larga faixa de frequências.

Porém duas questões de pronto se colocam: em que usinas de um sistema de potência devem ser instalados ESPs e, em uma segunda etapa, como coordenar os ajustes dos ESPs dos vários SEs com ele providos (18).

O custo incremental de agregar um ESP a um gerador é irrisório. Poder-se-ia pensar, então, que a primeira questão estaria respondida pela instalação indiscriminada de ESPs. Os problemas de ordem prática que tal procedimento acarretaria, principalmente em instalações mais antigas, providas de SEs totalmente obsoletos, complicariam este procedimento. Por outro lado, o esforço dispendido para adequar uma instalação antiga com ESP poderia não gerar resultados, ficando o ESP pouco efetivo (57). Para novas instalações, parece ser uma boa política instalar ESPs, ainda mais se for levado em conta o aspecto econômico (custo incremental irrisório).

As questões da localização de ESPs e a coordenação de ajustes têm sido tratados pela análise linear via tratamento modal (18). Vários estudos, apresentando metodologias levemente distintas (29), (34), (1), têm surgido.

O tratamento preferencial para o problema consiste na modelagem linear do sistema de potência com posterior aplicação de técnicas de determinação de autovalores e autovetores.

Algumas premissas básicas devem ser seguidas (18):

- a) Os ESPs são inefetivos se aplicados em barras do sistema de potência nas quais os modos pouco amortecidos apresentam baixas amplitudes. Para serem efetivos, eles devem ser aplicados em máquinas conectadas a barras nas quais os modos pouco

amortecidos apresentam grandes amplitudes e, ainda, conectados através de baixas impedâncias de maneira a produzir forte amortecimento nas máquinas vizinhas;

- b) O exame das curvas de oscilação, em casos de estabilidade, pode não conduzir à fácil identificação dos modos fracamente amortecidos, seja pela falta de estímulo ao modo, que o distúrbio simulado apresentou, seja pelo tempo em que o modo começa a se apresentar dominante. Longos tempos de simulação oneram os estudos;
- c) A análise linear, embora válida apenas para pequenas perturbações, é condição necessária para análise do comportamento do sistema, sendo, portanto, um bom ponto de partida;
- d) De maneira geral, aceita-se que os modos pouco amortecidos e dominantes são aqueles inerentes às equações eletro-mecânicas das máquinas de um sistema;
- e) Assume-se, também, que cada unidade, ou grupo coerente de unidades (7), tem efeito predominante em um ou mais modos de oscilação.

A análise via autovalores tem que ser conduzida de maneira objetiva. Em um sistema de grande porte, a modelagem de todas as variáveis de estado dos conjuntos geradores-turbinas-sistemas de controle, geraria matrizes de estado extremamente grandes, com dificuldades correlatas enormes para o cálculo dos autovalores e autovetores, tanto em precisão como em tempo.

Alguns autores (18), (29), (34), preferem utilizar modelagens aproximadas do processo, incluindo apenas a equação de balanço eletromecânico e, eventualmente, os efeitos da reação da armadura, embora outros (1) utilizem modelos mais completos para representar a máquina síncrona.

De uma maneira geral, a representação mais simplificada do problema, que permite análises mais rápidas e baratas, pode ser um bom ponto de partida para a sua solução. Acresça-se a isto o fato de que a localização de sinais estabilizadores é um problema que aflige as áreas de planejamento, projeto e operação das empresas e que, no caso do planejamento, a massa de dados disponíveis, para novas instalações, é limitada.

No Brasil, atualmente, viabiliza-se a adoção de métodos diretos de análise de estabilidade (50). Encontra-se já disponível, nas empresas de energia elétrica, programa para tratamento do problema via análise linear através do cálculo de autovalores e autovetores (33). Embora na fase atual a utilização de tal programa não tenha se disseminado como os programas clássicos de simulação, espera-se que, em futuro bastante próximo, as empresas já o tenham incorporado aos seus procedimentos rotineiros de estudo.

5.9 - Ensaios de campo: descrição de um caso prático

5.9.1 - Considerações gerais

Os ensaios aqui apresentados, foram realizados na usina hidrelétrica de Itaúba, que apresenta um SEE similar aquele apresentado no capítulo 4.

Os parâmetros do gerador foram obtidos através de ensaios de campo, em testes de rejeição de carga, conforme apresentado no capítulo 3. A Tabela 5.1 apresenta os parâmetros obtidos. Os valores percentuais estão expressos na base da máquina.

TABELA 5.1 - Parâmetros dos geradores de Itaúba

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
xd	106,55 %	T'do	9,55 s.
xq*	81,10 %	T"do	0,095 s.
x'd	25,81 %	T"qo**	0,125 s.
x"d	21,48 %	Ag	0,028
xl	12,44 %	Bg	0,142
D***	0,0	M**	7,318 s.

- * dados fornecidos pelo fabricante
 ** incluindo a turbina
 *** dado não disponível

O SE, teve seus modelos e parâmetros obtidos através de ensaios de campo (82). O ESP, originalmente derivado da potência elétrica, foi convertido para potência de aceleração, devido a problema de excessiva variação da carga reativa quando das tomadas de carga ativa (81). Um filtro corta-faixa teve que ser utilizado, no canal de potência de aceleração, para rejeitar modos de oscilação inerentes à cavitação (turbina Francis). Um circuito de bloqueio e reconexão automáticos foi, também, implementado.

O diagrama de blocos completo para o SE de Itaúba está apresentado na Figura 5.10.

O RT é de ação puramente proporcional, havendo, para ajuste, apenas o ganho KA. O LCC também é de ação proporcional. O LSE é compensado em atraso. O ESP possui ajuste de ganho, duas constantes de tempo, limitadores e os níveis de bloqueio e reconexão.

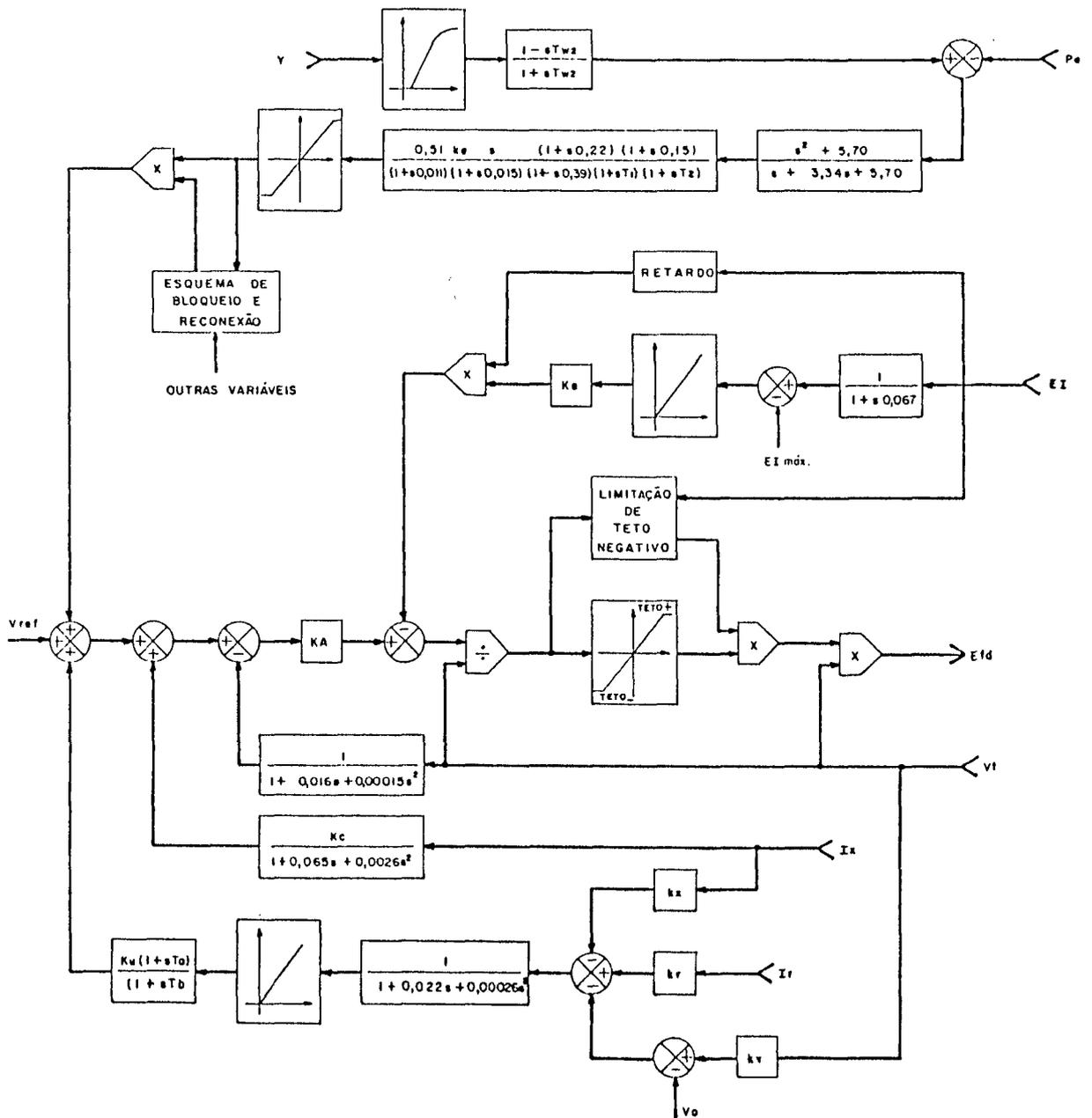


FIGURA 5.10 - Diagrama do SE de Itaúba

5.9.2 - Regulador de tensão

O ajuste do RT foi efetuado de acordo com o procedimento sugerido na sub-seção 5.3. Para o gerador a vazio, na velocidade nominal, a função de transferência $\Delta V_t / \Delta E_{fd}$ é:

$$\frac{\Delta V_t}{\Delta E_f d} (s) \left| \begin{array}{l} V_{\text{nominal}} \end{array} \right. = \frac{0,876 (1 + 0,064s)}{(1 + 8,57s)(1 + 0,093s)} \quad (5.12)$$

Note-se que a saturação foi levada em conta (ganho estático incremental reduzido). O lugar das raízes obtido a partir da função de transferência de malha aberta é apresentado na Figura 5.11.

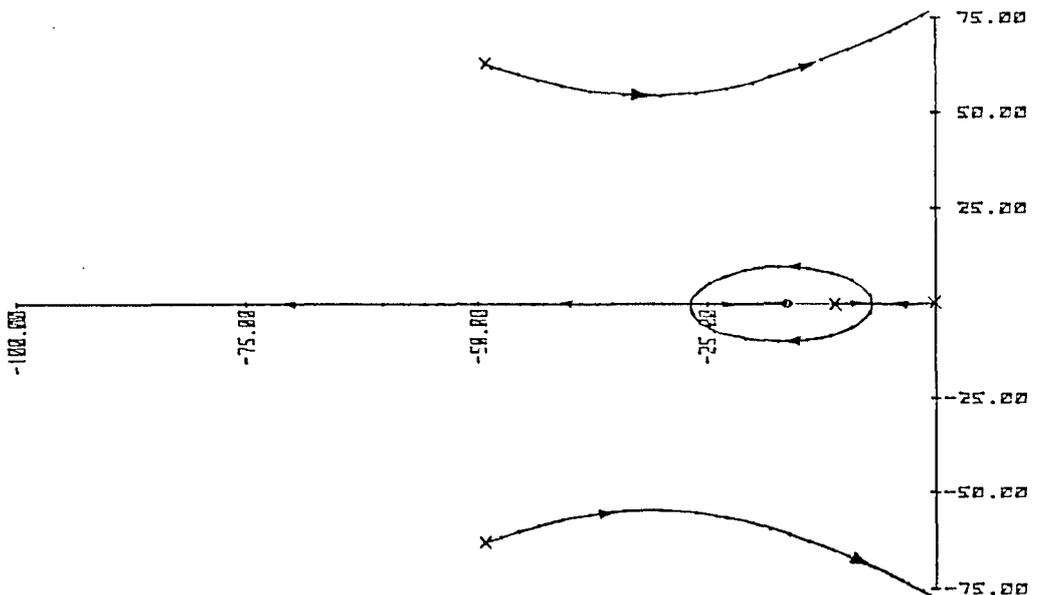


FIGURA 5.11 - Lugar das raízes para o SE

Figura 5.12 apresenta curva que relaciona a sobrelevação na resposta ao degrau versus o ganho KA , a partir de resultados obtidos em ensaios de campo. Note-se que as sobrelevações verificadas não são de grande monta, mesmo para elevados valores de KA .

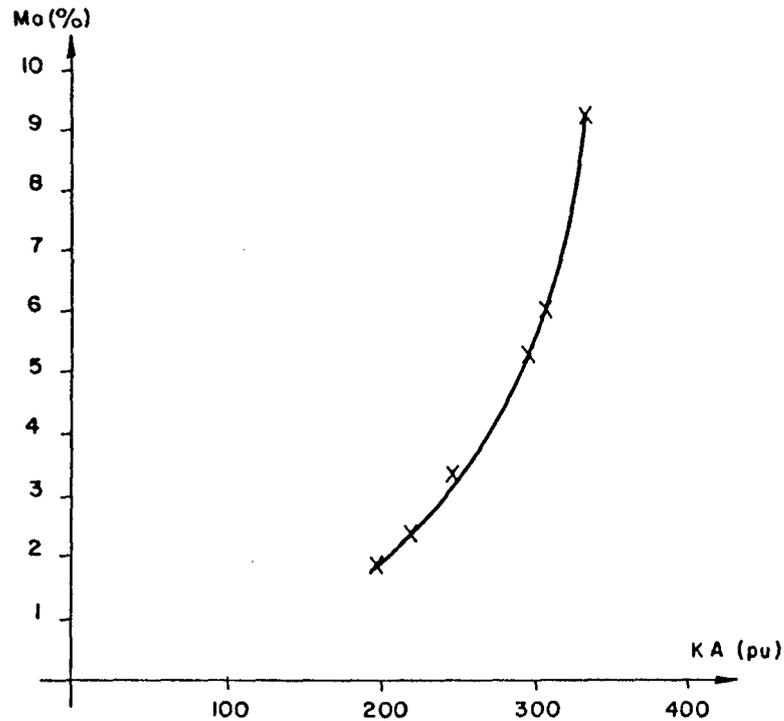


FIGURA 5.12 - Sobrelevação versus ganho KA

Na Figura 5.13 são apresentados oscilogramas de resposta ao degrau na tensão nominal a vazio. O ajuste escolhido para um bom desempenho transitório, $KA = 294$ p.u., com sobrelevação em torno de 5%, evidencia que não há necessidade de compensação, pois o erro estático, $1/(1 + KAK_g)$, é bastante baixo (0,39%).

Deve-se ter em mente, ainda, que a operação com níveis mais elevados de saturação e com reatâncias externas baixas, propicia uma diminuição sensível no ganho estático incremental da função de transferência $\Delta V_t / \Delta E_{fd}$. Com o valor escolhido, 294 p.u., pode-se continuar tendo um ganho incremental de malha aberta ainda elevado com baixo erro de regulação.

5.9.3 - Compensador de corrente reativa

A Tabela 5.2 apresenta as reatâncias dos transformado-

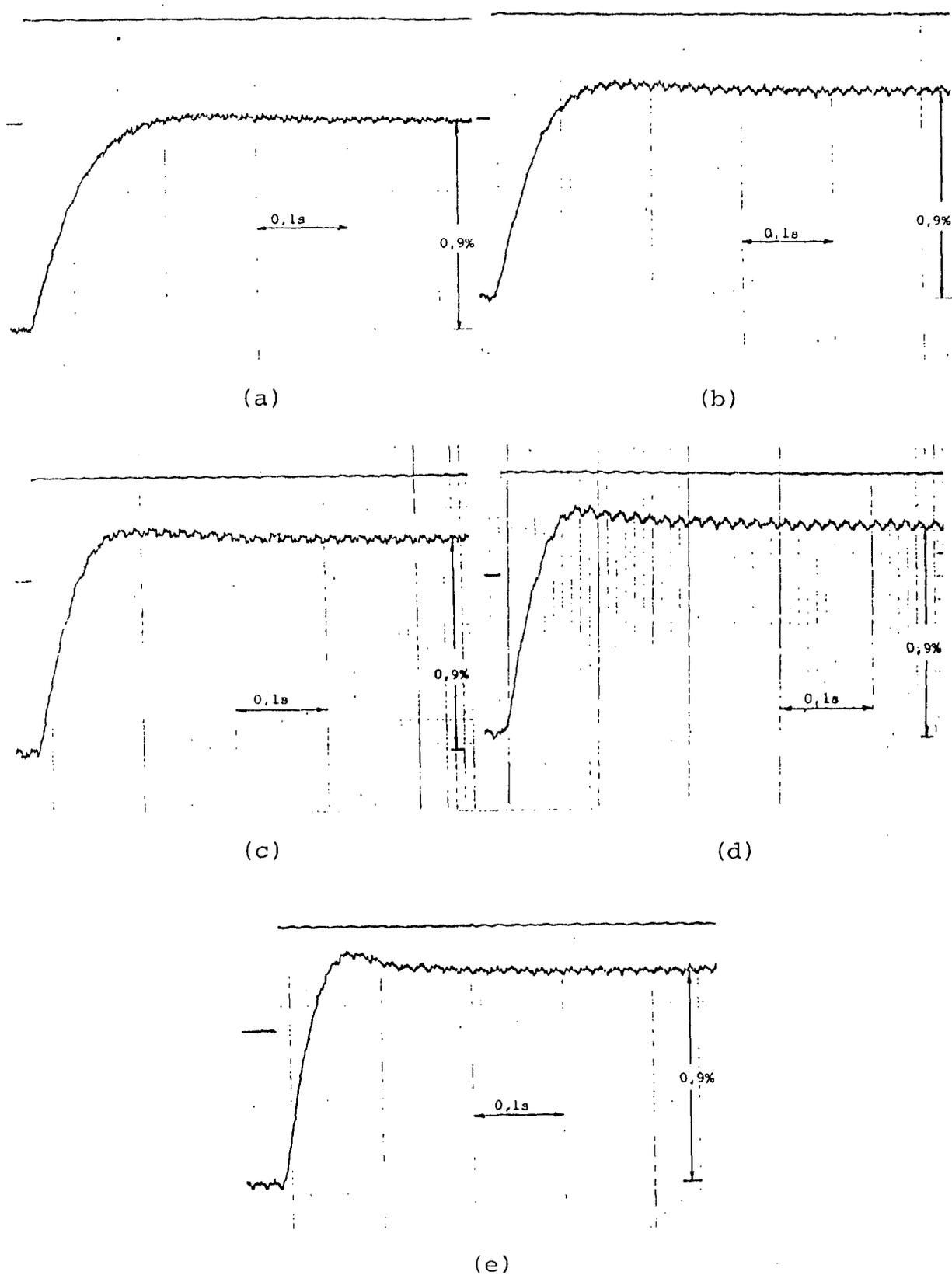


FIGURA 5.13 - Oscilogramas de resposta ao degrau para KA (p.u.):
 a) 195 b) 246 c) 294 d) 334 e) 367

res elevadores para a situação dos "taps" nos valores nominais (13.8 KV/230 KV). A potência de cada transformador é a mesma do gerador, já que os serviços auxiliares e o transformador de excitação não perfazem carga significativa.

TABELA 5.2 - Reatâncias dos transformadores elevadores

Unidade	I	II	III	IV
xt(%)	13,20	13,08	13,00	13,28

A reatância, x_t , média é de 13,14%. O ajuste escolhido para o CCR, em 50% da reatância, 6,57%, foi tomado para prover uma regulação equilibrada tanto em alta como em baixa tensão.

O ajuste efetuado provê características iguais nas barras de baixa tensão e características levemente diferentes na barra de alta tensão. As mudanças de "taps", efetuadas de acordo com requisitos de operação, não provocarão mudanças de monta entre as unidades.

5.9.4 - Limitador de sub-excitação

Para o ajuste do LSE, foi proposta a linha de atuação apresentada sobre a curva de capacidade da Figura 5.14.

Uma combinação de ajustes que propicia tal curva, e que foi adotada é a seguinte:

$$k_v = 5,89 \text{ p.u./p.u.} \quad (5.13)$$

$$k_r = 3,67 \text{ p.u./p.u.} \quad (5.14)$$

$$k_x = 6,03 \text{ p.u./p.u.}$$

(5.15)

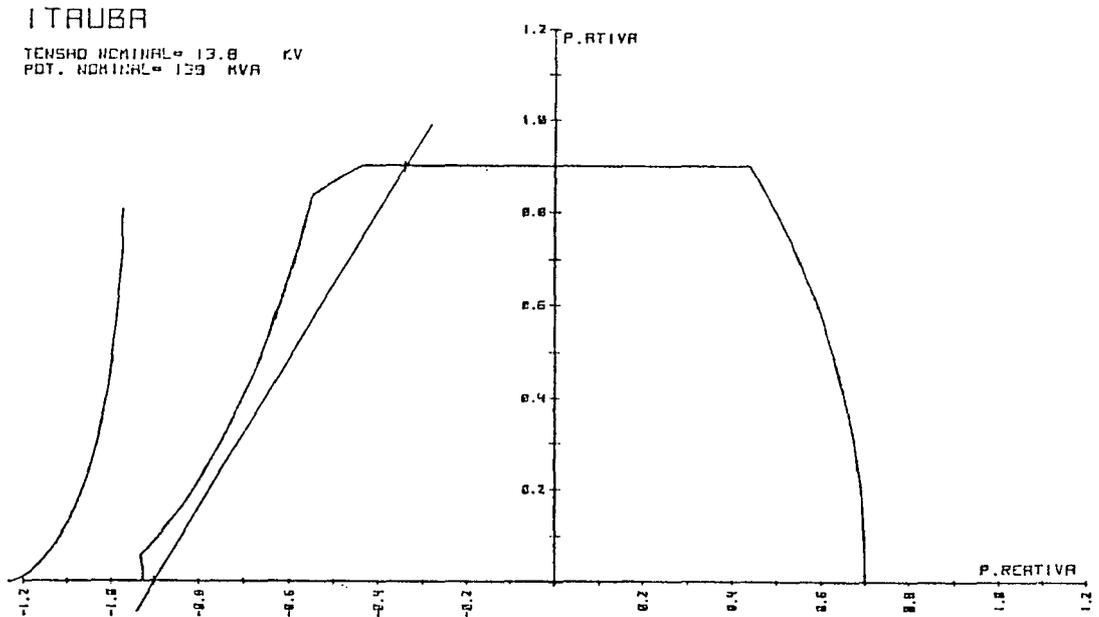


FIGURA 5.14 - Linha de atuação do LSE

Note-se que no modelo apresentada para o LSE, a representação do canal de tensão apresenta um "off-set" de 15% devido à presença da retificação de tensão alternada de baixa amplitude. Com retificação de precisão não se teria tal "off-set". Por outro lado, o ponto de atuação do dispositivo não tem uma definição precisa devido ao fato de que a característica não-linear do dispositivo é construída com diodo o que implica em uma característica suave de entrada em operação.

O ajuste do LSE completa-se com a definição do ganho e da compensação de atraso. Os valores obtidos através de estudos e após refinamento em campo resultaram em:

$$G_{c3}(s) = \frac{0,36(1 + 0,1s)}{(1 + 1,1s)} \quad (5.16)$$

O ganho global para o canal de corrente reativa fica em:

$$k'x = 6,03 \cdot 0,36 = 2,16 \text{ p.u./p.u.} \quad (5.17)$$

Tal valor está na faixa recomendada pelo fabricante.

Considerou-se, nas simulações, a reatância externa, x_e , em torno de 16%, que equivale às quatro unidades em operação com uma reatância equivalente do sistema de potência em torno de 10%. Consideraram-se, assim, três transformadores elevadores em paralelo, em paralelo, ainda, com o sistema de potência, tendo-se, então:

$$x_e = x_t + (x_t/3) // x_s = 13,14 + (13,14/3) // 10 = 16,2\% \quad (5.18)$$

Durante os ensaios de campo, devido às condições de despacho implicarem em tensão muito baixa no barramento de 230 KV, mesmo com a troca dos "taps" do transformador elevador do grupo em teste, não foi possível excitar a máquina para atingir os valores de intervenção do limitador. A solução foi a de alterar a linha de atuação do dispositivo, mudando apenas kv para não alterar a declividade da reta limite.

Por outro lado, também devido a restrições de caráter operacional, não foi possível operar com carga ativa mais elevada. Desta forma, o ESP encontrava-se fora de operação, desconectado por nível baixo de potência mecânica. Apesar de todas estas restrições, não se invalidaram os ensaios. De fato, os resultados obtidos em campo mostraram-se bastante próximos das simulações efetuadas.

Foram realizados dois ensaios. Em um ensaio, dito de intervenção rápida, a máquina era colocada operando quase sobre

a zona limite de operação do dispositivo, com a referência de tensão sendo adicionada com onda quadrada que, nas descidas, forçava a intervenção do dispositivo.

As condições de despacho, durante o ensaio, foram:

$$V_t = 13,2 \text{ KV} \quad (95,7\%) \quad (5.19)$$

$$P_e = 10 \text{ MW} \quad (7,2\%) \quad (5.20)$$

$$Q = -21 \text{ MVar} \quad (-15,1\%) \quad (5.21)$$

O ganho kv foi reduzido para 1,52 p.u./p.u..

O outro ensaio, de intervenção lenta, foi realizado com a máquina quase operando sobre a zona limite de atuação do dispositivo, com a referência de tensão sendo adicionada com uma onda triangular de baixa frequência que, próxima dos picos negativos, forçava a intervenção do dispositivo.

As condições de despacho foram:

$$V_t = 13,2 \text{ KV} \quad (95,7\%) \quad (5.22)$$

$$P_e = 10 \text{ MW} \quad (7,2\%) \quad (5.23)$$

$$Q = -18 \text{ MVar} \quad (-13,0\%) \quad (5.24)$$

O ganho kv foi reduzido para 1,37 p.u./p.u..

O oscilograma de intervenção rápida do limitador é apresentado na Figura 5.15. A simulação da situação de ensaio, efetuada através do programa CSMP III (68), é apresentada na Figura 5.16. Como se pode constatar, há boa fidelidade entre os dois conjuntos de curvas sendo a ação do limitador efetiva.

O oscilograma de intervenção lenta do limitador é apresentado na Figura 5.17. Novamente utilizou-se o CSMP III como ferramenta para efetuar simulação comparativa. A Figura 5.18 apresenta os resultados da simulação notando-se a boa concordân-

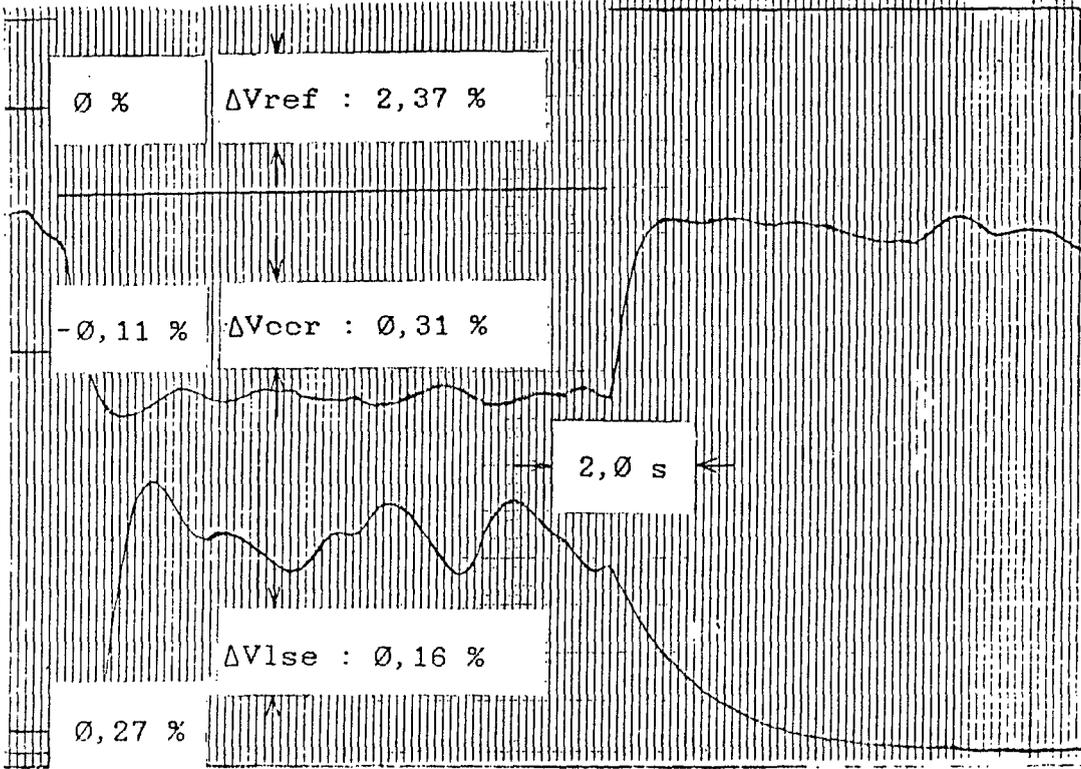


FIGURA 5.15 - Oscilograma de intervenção rápida do LSE

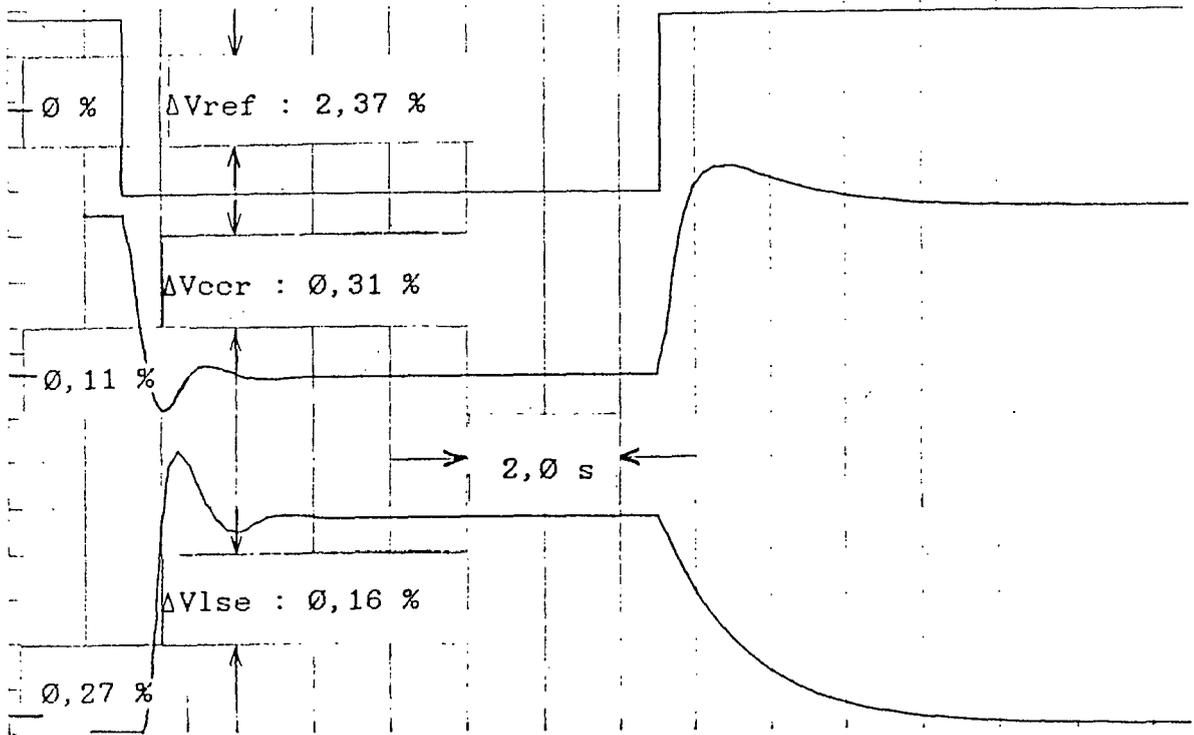


FIGURA 5.16 - Simulação do ensaio de intervenção rápida do LSE

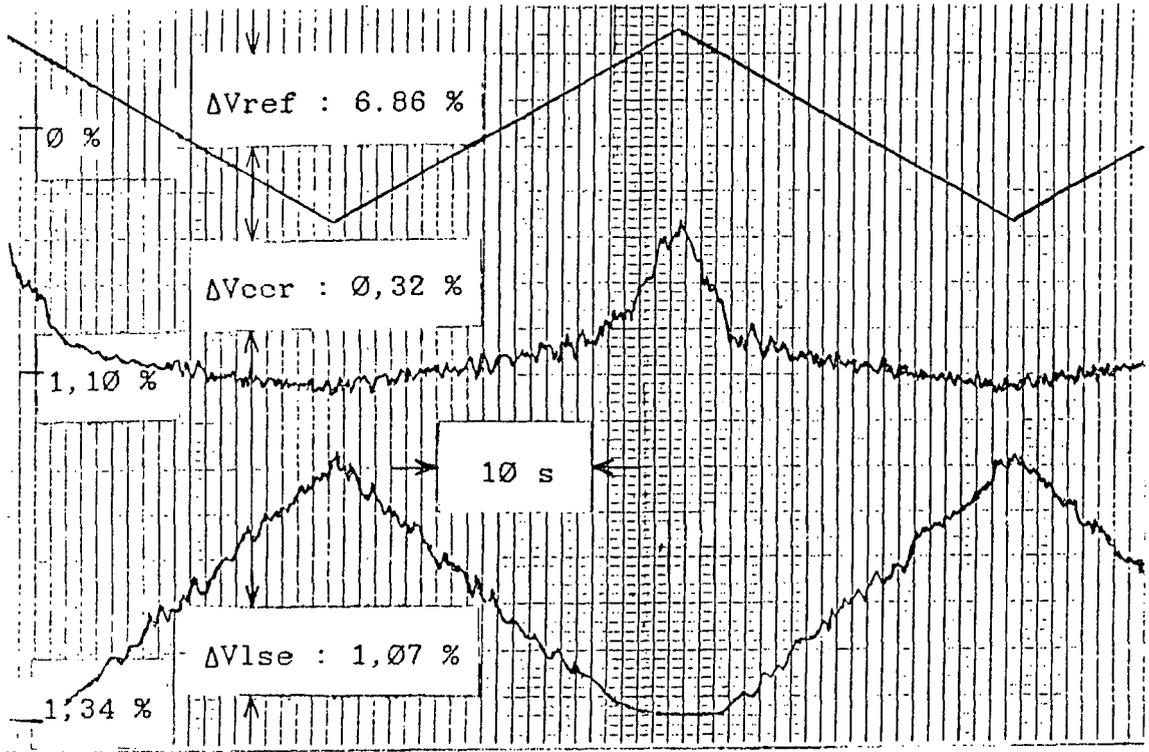


FIGURA 5.17 - Oscilograma de intervenção lenta do LSE

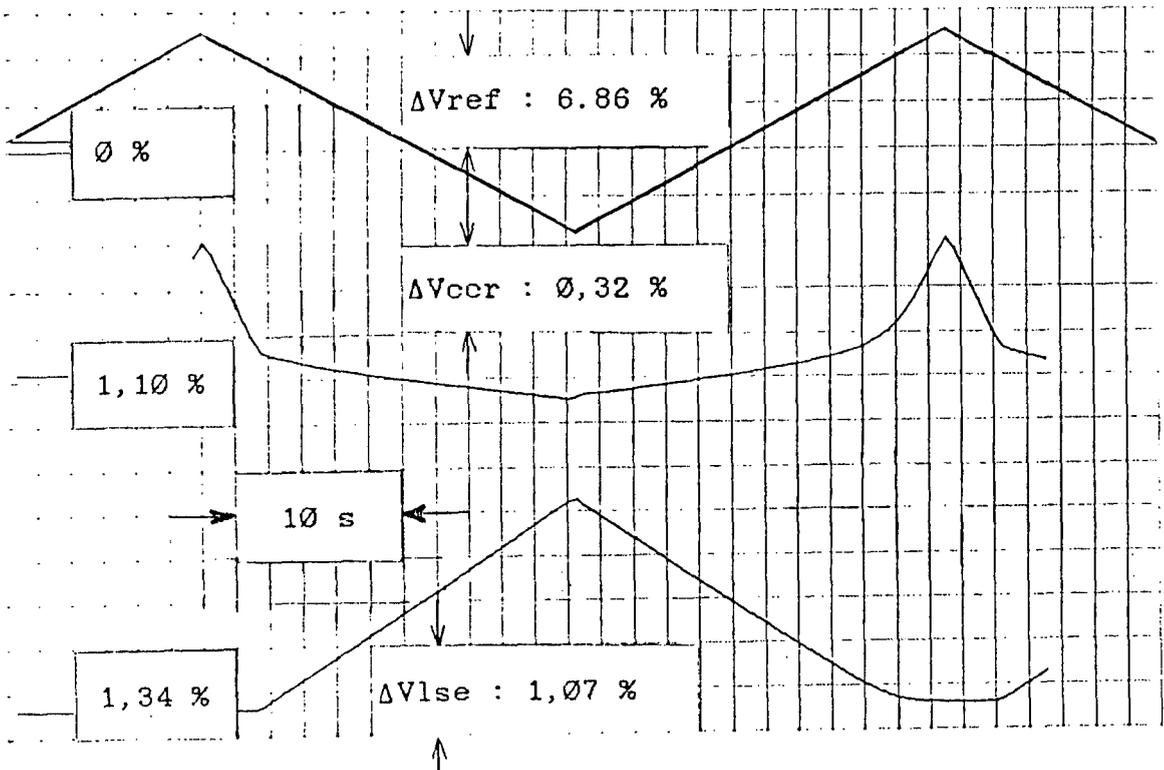


FIGURA 5.18 - Simulação do ensaio de intervenção lenta do LSE

cia com os ensaios de campo.

5.9.5 - Limitador de corrente de campo

O nível de atuação do LCC, fornecido pelo fabricante de acordo com as capacidades da ponte retificadora, transformador de excitação e enrolamento de campo, foi ajustado em 1374 A (3,54 p.u.). Tal valor não foi possível de ser atingido em ensaios, tendo-se atingido, em operação normal, 1000 A. Tampouco em estudos de estabilidade foi possível observar excursões de corrente de campo a estes níveis.

Desta forma, o ajuste do LCC só pôde ser avaliado, em ensaios de campo, com a diminuição de seu nível de atuação.

O LCC possui uma malha de controle não-linear de característica puramente proporcional. O único ajuste a ser efetuado, portanto, é o do ganho.

Através de estudos de simulação obteve-se um ganho de 221 p.u. que foi considerado adequado.

A referência de máxima corrente foi reduzida para 460 A para propiciar a realização do ensaio a vazio.

Foram realizados dois ensaios: o de atuação rápida, com a referência de tensão sendo adicionada com onda quadrada, e o de intervenção lenta com a referência sendo adicionada com uma onda triangular de baixa frequência.

A Figura 5.19 apresenta o oscilograma de intervenção rápida do LCC. A simulação de tal situação, efetuada com o CSMP III, é apresentada na Figura 5.20.

A Figura 5.21 apresenta o oscilograma de intervenção lenta do LCC. Utilizando-se o CSMP III, novamente, efetuou-se

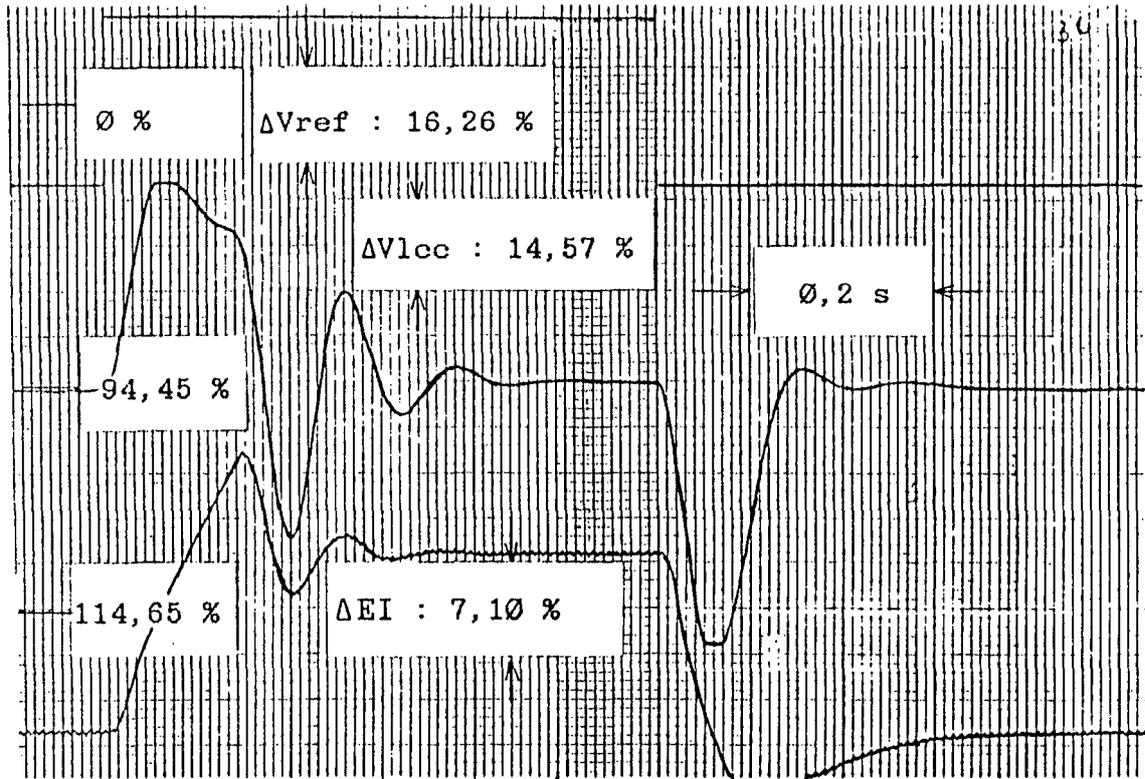


FIGURA 5.19 - Oscilograma do ensaio de intervenção rápida do LCC

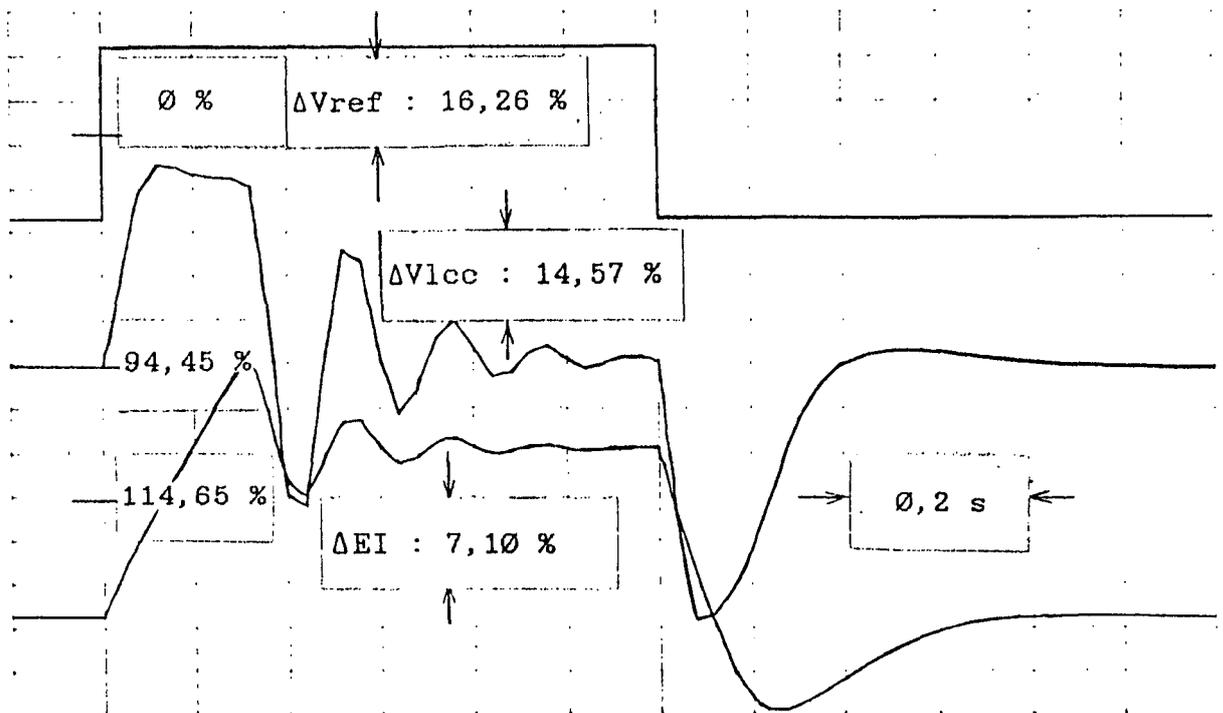


FIGURA 5.20 - Simulação do ensaio de intervenção rápida do LCC

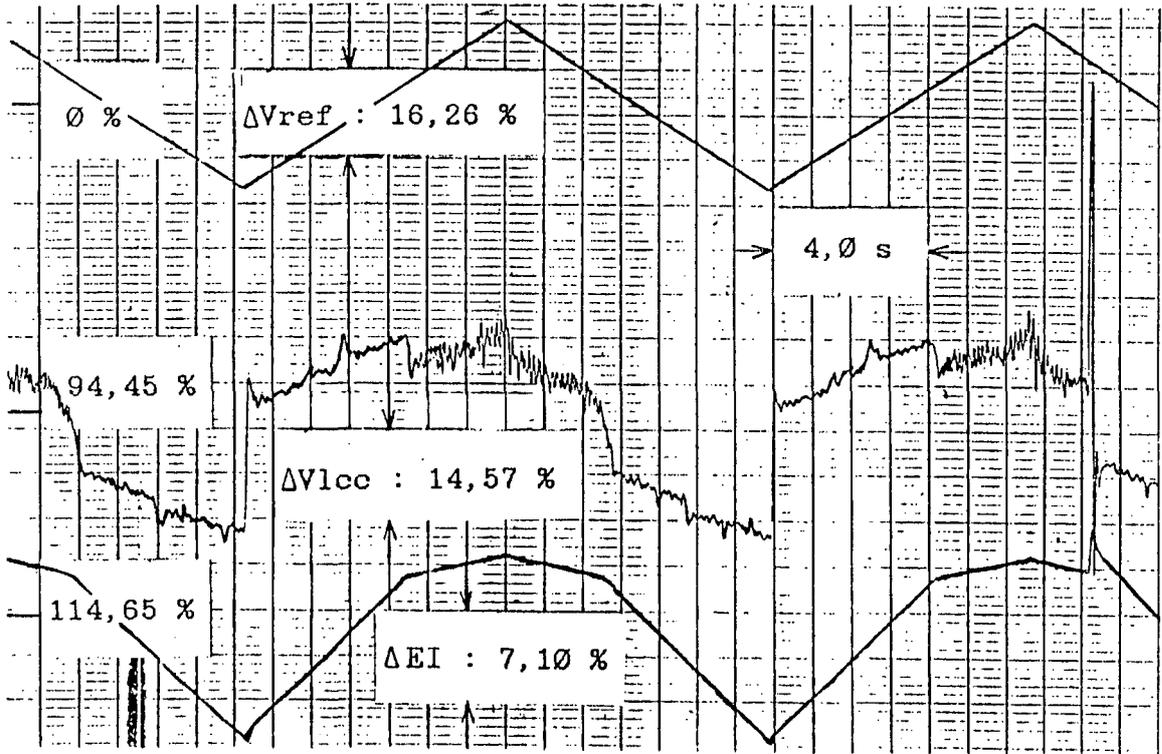


FIGURA 5.21 - Oscilograma do ensaio de intervenção lenta do LCC

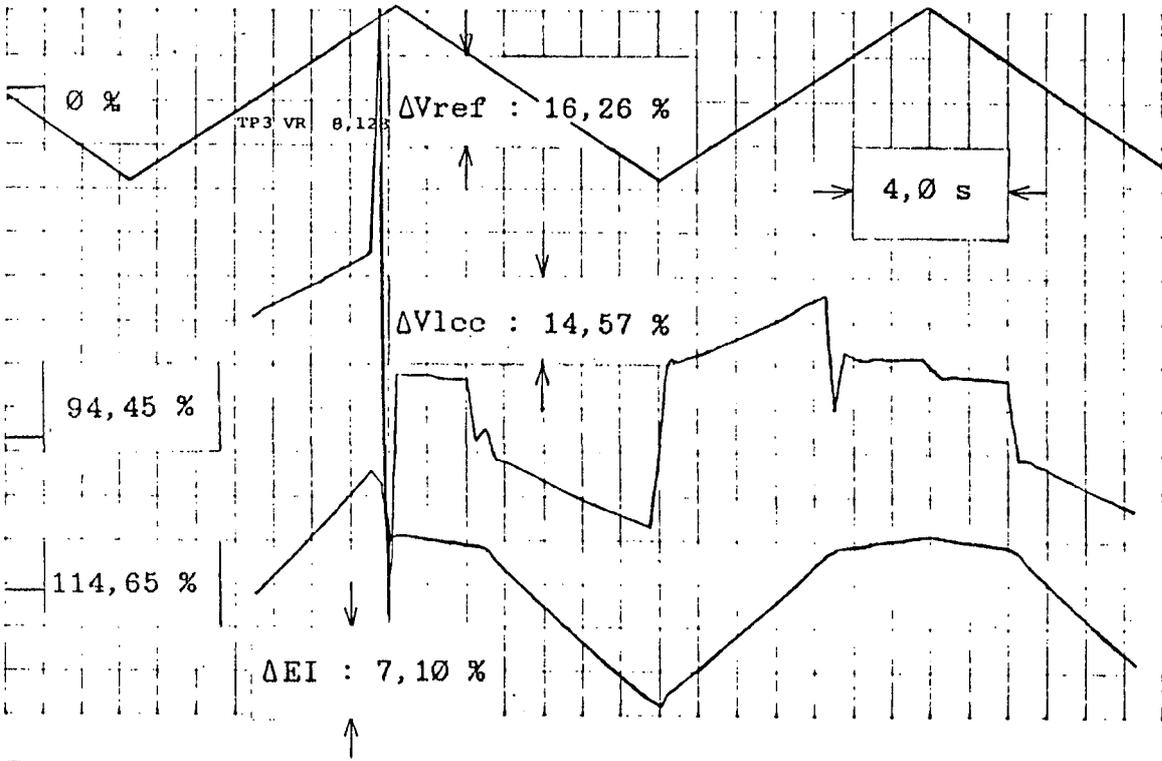


FIGURA 5.22 - Simulação do ensaio de intervenção lenta do LCC

a simulação do ensaio, resultando nas curvas apresentadas na Figura 5.22.

Nota-se, nos dois casos, a ação efetiva do limitador. Nota-se, também, a boa aproximação aos ensaios de campo obtidos nas simulações, avaliando os modelos utilizados para representação do processo.

As simulações foram efetuadas com o circuito de retardo de atuação desativado. Tal circuito retarda a ação do dispositivo de maneira a permitir ultrapassagens da corrente máxima em transitórios, justificando-se o seu uso pelo fato de que a sobrecorrente rotórica provoca, como causa do dano, sobreaquecimento. Sendo a temperatura uma variável de comportamento dinâmico lento, rápidas ultrapassagens são permitidas.

Nas curvas apresentadas nota-se que o LCC trabalha com erro, como era de se esperar de uma malha de controle puramente proporcional. O erro apresentado foi considerado como sem inconvenientes para o funcionamento do dispositivo. Caso o erro fosse demasiado, haveria necessidade de compensar a malha de limitação em atraso. Como se pode observar, pelo oscilograma de atuação brusca, os pólos dominantes situam-se em torno de 5 Hz, logo, um compensador de atraso com a seguinte função de transferência:

$$G_c(s) = \frac{10(1+s)}{(1+10s)} \quad (5.25)$$

diminuiria o erro em dez vezes, sem diferenças significativas na resposta dinâmica do processo.

5.9.6 - Síntese da potência de aceleração do ESP

O ESP era originalmente derivado da potência elétrica. Devido ao fato de as tomadas de carga ativa provocarem grandes excursões de carga reativa (para tomadas de 10 MW chegou-se a observar 60 MVAR de variação da carga reativa), optou-se por convertê-lo para potência de aceleração.

Devido às facilidades locais, como o fato de existir um transdutor de posição isolado galvanicamente da massa do regulador de velocidade, optou-se por derivar a potência mecânica do sinal de abertura do distribuidor.

O sinal de potência mecânica foi sintetizado por duas redes: uma não-linear que simulava a curva abertura-potência, e outra linear que representava a dinâmica do conduto forçado. Como a constante de tempo da reação da coluna d'água depende da vazão, a modelagem tornar-se-ia complexa. Levando em conta que a faixa operacional de cada grupo da usina é de 75 MW a 125 MW, resolveu-se representar a dinâmica do conduto forçado por um modelo linearizado em torno de 100 MW. Modelou-se o conduto por um sistema de primeira ordem. Para tanto, houve a necessidade de realizar ensaios de identificação.

A função de transferência do conduto forçado, obtida para 100 MW, resultou em:

$$G_w(s) = \frac{1 - 1,15s}{1 + 0,70s} \quad (5.26)$$

Sintetizada a potência mecânica, obteve-se facilmente a potência de aceleração pela diferença com a potência elétrica já disponível.

O resultado devido ao fato da queda líquida ser pequena (100 m) foi, até certo ponto surpreendente. A variação de regime permanente observada na potência de aceleração para uma tomada de carga de 20 MW foi de 760 KW. O erro dinâmico foi em torno deste mesmo valor. Na faixa de 20 MW a 125 MW, o erro máximo estático, na potência de aceleração, foi de 2 MW. Em uma tomada de carga de 0 a 70 MW, observou-se um erro máxima dinâmico, na potência de aceleração, de 3,4 MW.

A Figura 5.23 apresenta um oscilograma de tomada de carga. Constata-se que a reprodução da potência mecânica através deste procedimento de síntese foi realmente boa.

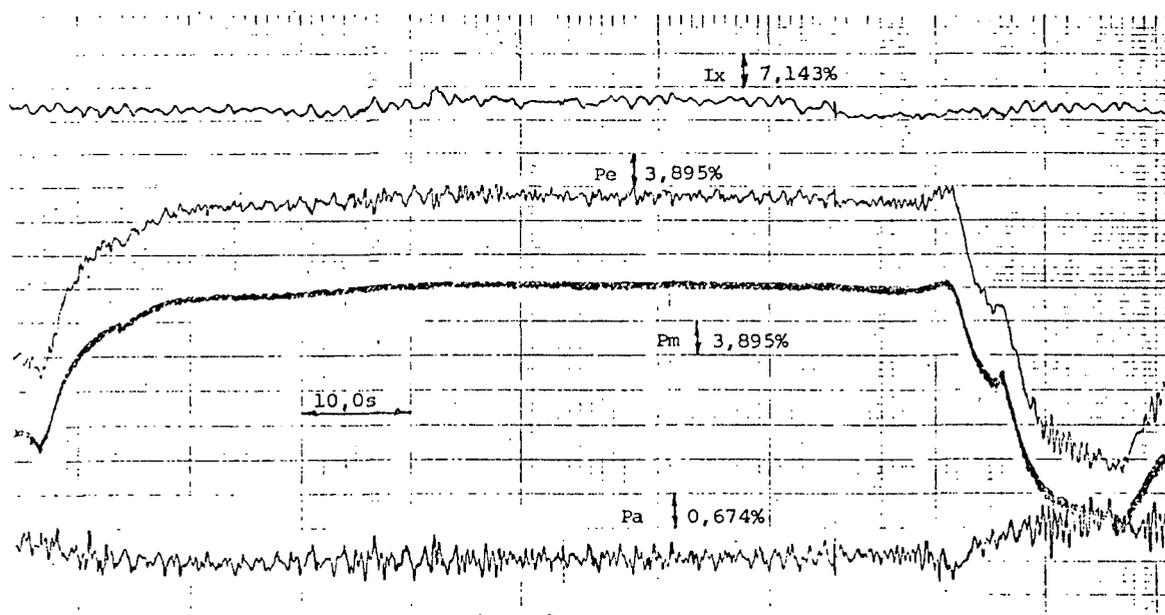


FIGURA 5.23 - Tomada de carga ativa

Outro problema constatado, foi o de sobremodulação da tensão terminal pelas variações de carga ativa, provocadas pela cavitação no tubo de descarga. Mesmo fora da faixa dita de cavitação, as oscilações de pressão provocam variações indesejáveis na tensão, restringindo o ganho do ESP.

A solução encontrada, na época, foi a de inserir um filtro corta-faixa, no caminho da potência de aceleração, na frequência que predominava na faixa operacional, 0,38 Hz. O resultado mostrou-se adequado, como mostra o oscilograma da Figura 5.24, que apresenta as variáveis tensão e potência elétrica com o ESP conectado com e sem filtro.

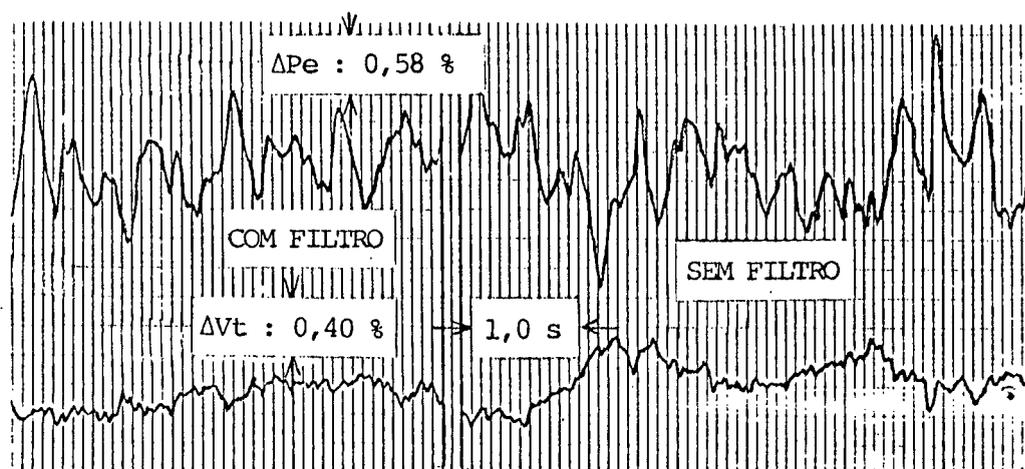


FIGURA 5.24 - Tensão terminal e potência elétrica com e sem filtro

5.9.7 - Função de transferência do sistema de excitação

O diagrama de Bode obtido para o SE, $\Delta Vt/\Delta Vref$, é apresentado na Figura 5.25.

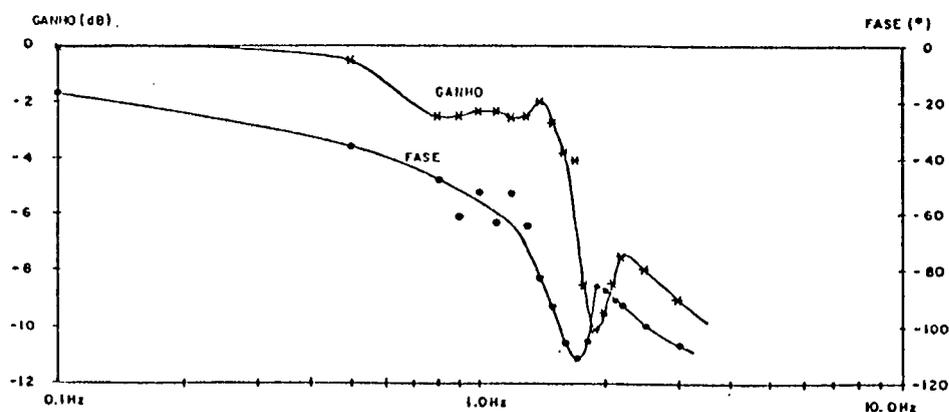


FIGURA 5.25 - Diagrama de Bode sob carga

O diagrama foi obtido na seguinte condição de despacho:

$$V_t = 13,88 \text{ KV} \quad (100,56\%) \quad (5.27)$$

$$P_e = 100 \text{ MW} \quad (71,94\%) \quad (5.28)$$

$$Q = 9 \text{ MVar} \quad (6,47\%) \quad (5.29)$$

O ganho estático foi normalizado para 0 dB. Na realidade, pela ação do CCR, tal ganho estava em torno de 4,6 dB.

Na frequência natural de oscilação, 1,6 Hz, a fase é de -58° .

5.9.8 - Ajustes do sinal estabilizador

O ajuste das constantes de tempo T1 e T2 para alinhar os desvios de tensão com os desvios de velocidade resultou em:

$$T_1 = 1,50 \text{ s.} \quad (5.30)$$

$$T_2 = 1,60 \text{ s.} \quad (5.31)$$

As duas constantes de tempo haviam sido tomadas originalmente iguais, tendo o refinamento de fase se dado sobre T2.

Para o ajuste de ganho utilizou-se o critério de 10 dB de margem (27). O sistema começou a apresentar oscilações com ganho em torno de 25,3 V/V. O ganho, após refinamentos, foi ajustado em torno de 8,36 V/V.

Testou-se o desempenho do estabilizador para várias condições de despacho. A Figura 5.26 ilustra, com oscilogramas, os resultados obtidos. Ensaiou-se, inclusive, a operação como síncrono onde o estabilizador mostrou-se inefetivo. Um modo pouco amortecido (0,7 Hz) apareceu no ensaio de operação como síncrono.

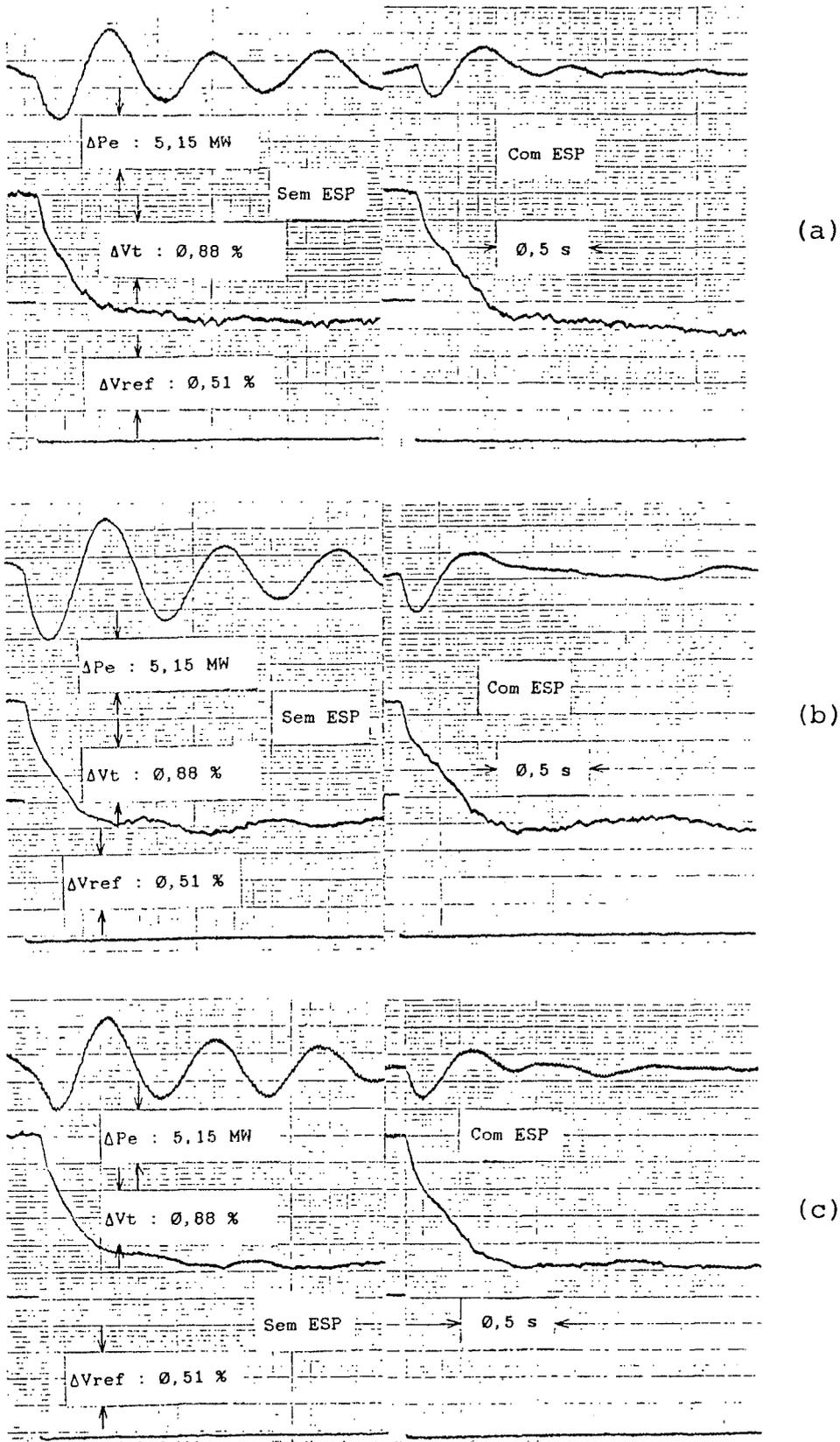


FIGURA 5.26 - Resposta ao degrau para várias condições de despacho

a) 120 MW, 0 MVAR; b) 120 MW, -40 MVAR; c) 120 MW, 40 MVAR

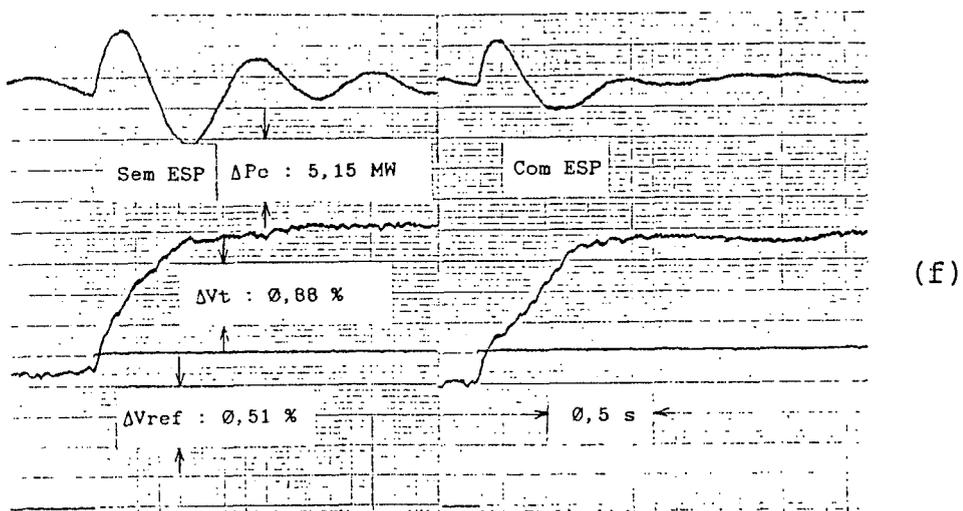
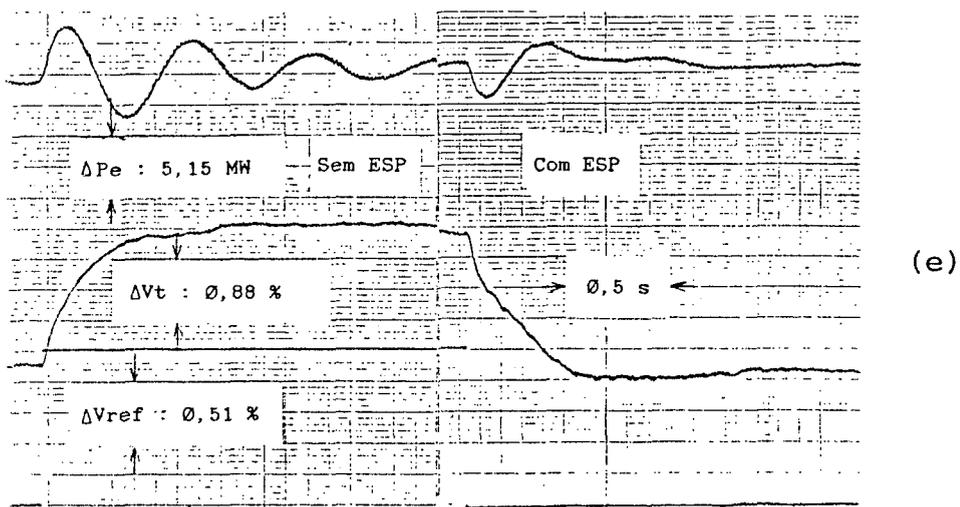
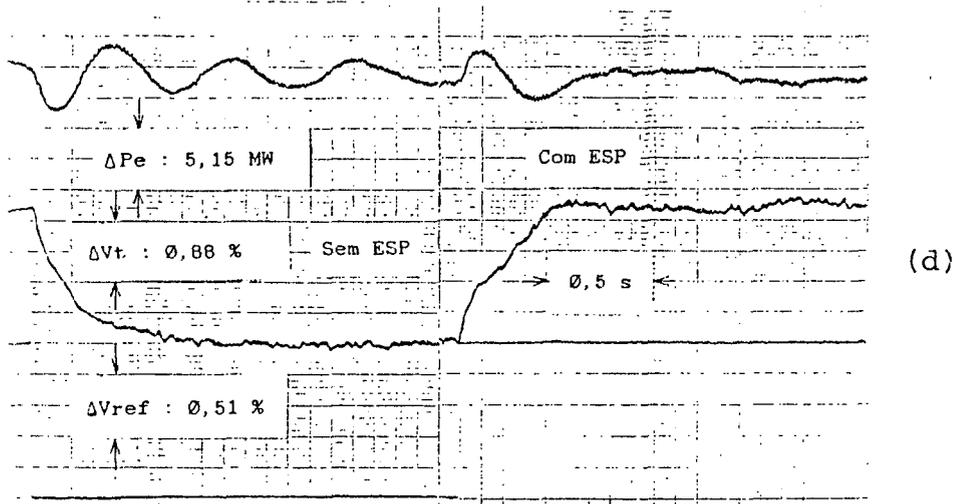


FIGURA 5.26 (cont.) - Resposta ao degrau para várias condições de despacho

d) 100 MW, 48 MVar; e) 100 MW, 0 MVar; f) 100 MW, -40 MVar

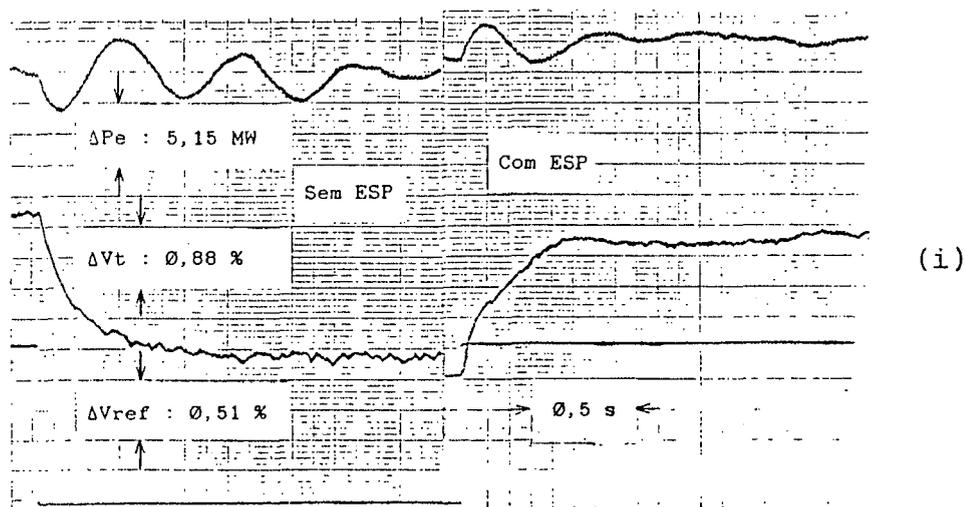
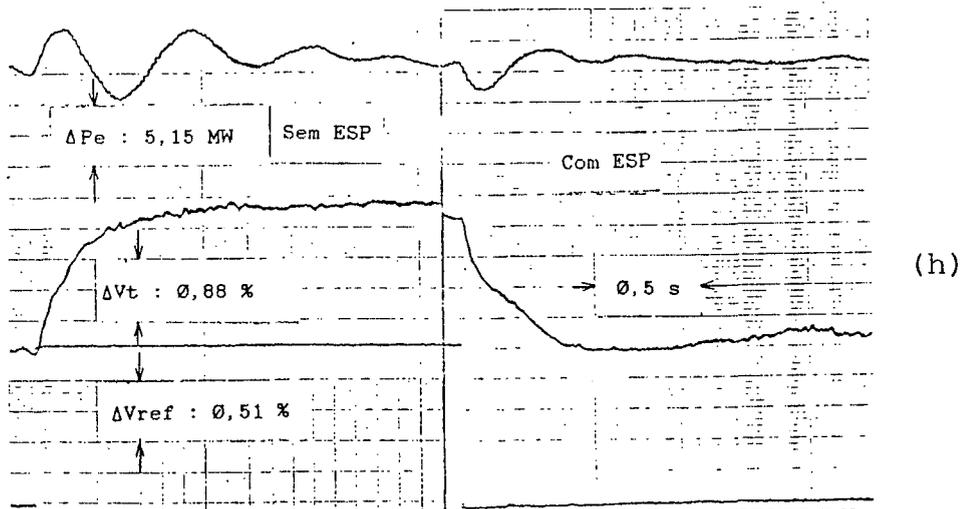
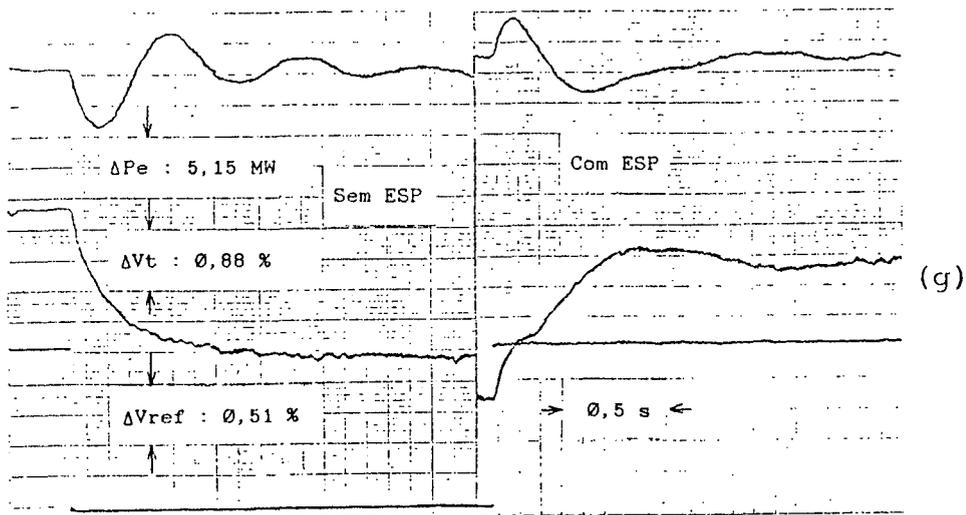


FIGURA 5.26 (cont.) - Resposta ao degrau para várias condições de despacho

g) 75 MW, -50 MVar; h) 75 MW, 0 MVar; i) 75 MW, 50 MVar

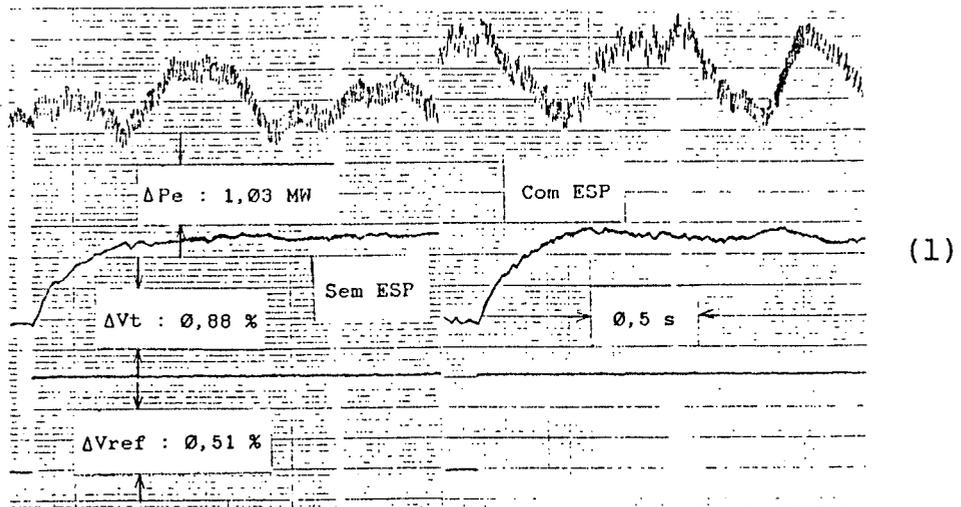
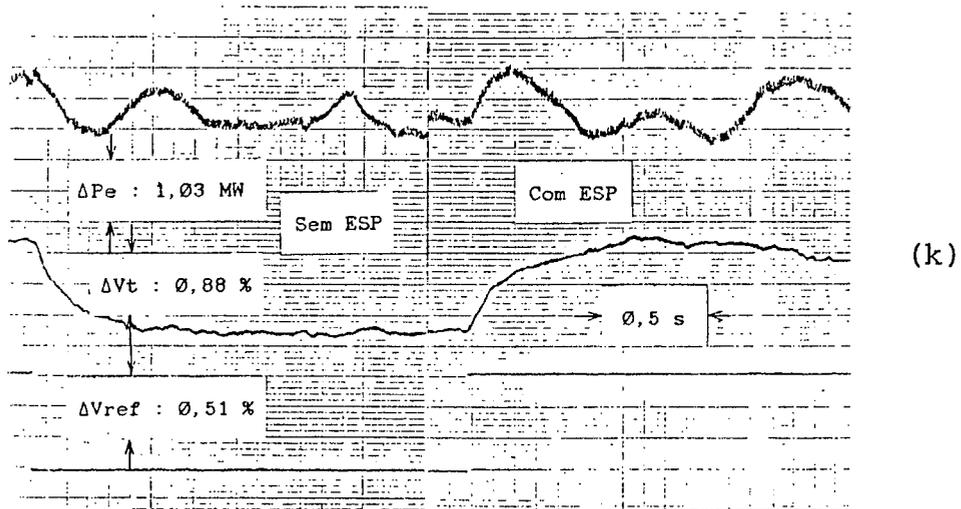
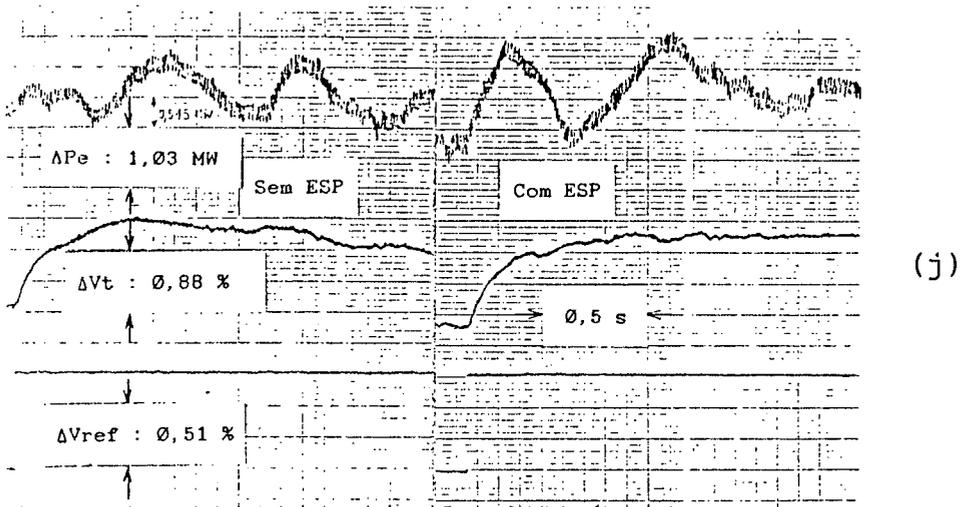
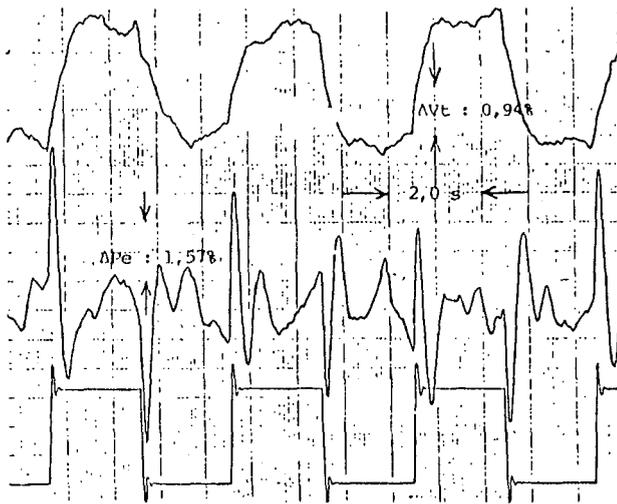
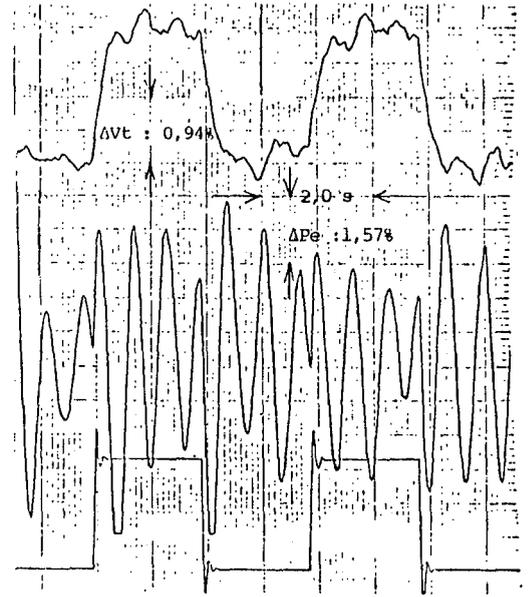


FIGURA 5.26 (cont.) - Resposta ao degrau para várias condições de despacho

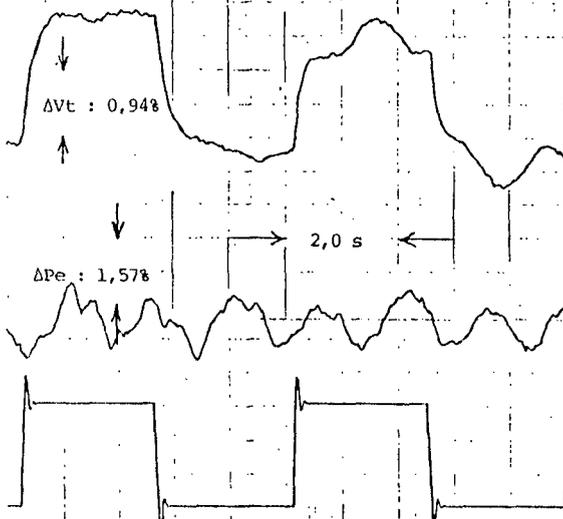
j) 5 MW, 0 MVAR; k) 5 MW, -70 MVAR; l) 5 MW, 48 MVAR



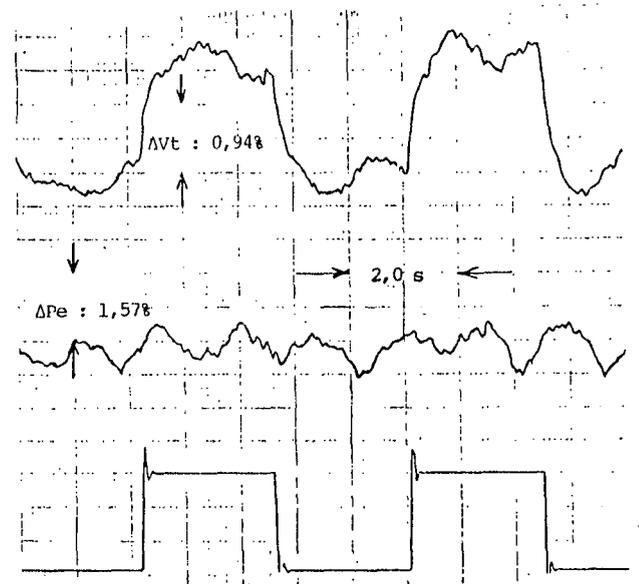
(m)



(n)



(o)



(p)

FIGURA 5.26 (cont.) - Resposta ao degrau para várias condições de despacho

m) 125 MW, -30 MVar com ESP; n) 125 MW, -30 MVar sem SEP

o) -3 MW, 40 MVar com ESP; p) -3 MW, -40 MVar com ESP

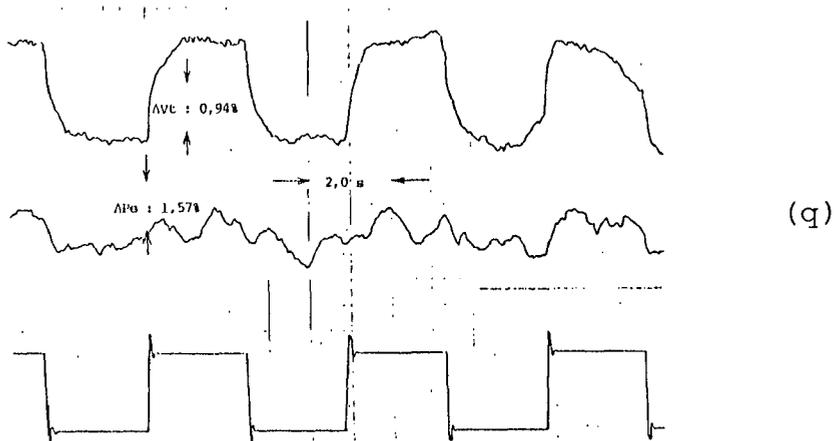


FIGURA 5.26 (cont.) - Resposta ao degrau para várias condições de despacho: q) -3 MW, 0 MVAR com ESP

A adoção de filtro corta-faixa se, por um lado, resolve o problema da cavitação, por outro lado restringe a faixa de frequências na qual se pode alinhar a tensão com a velocidade.

A função de transferência que segue é a resultante para o ESP após os ajustes. O diagrama de Bode, $\Delta V_t / \Delta V_{ref}$, com o ESP conectado está apresentado na Figura 5.27.

$$G_e(s) = \frac{31,55s^2(1+0,22s)(1+0,15s)F(s)}{(1+0,011s)(1+6,26s)(1+1,5s)(1+1,6s)(1+0,45s)(1+0,15s)} \quad (5.32)$$

Onde:

$$F(s) = \frac{(s^2 + 5,7)}{(s^2 + 3,34s + 5,7)} \quad (5.33)$$

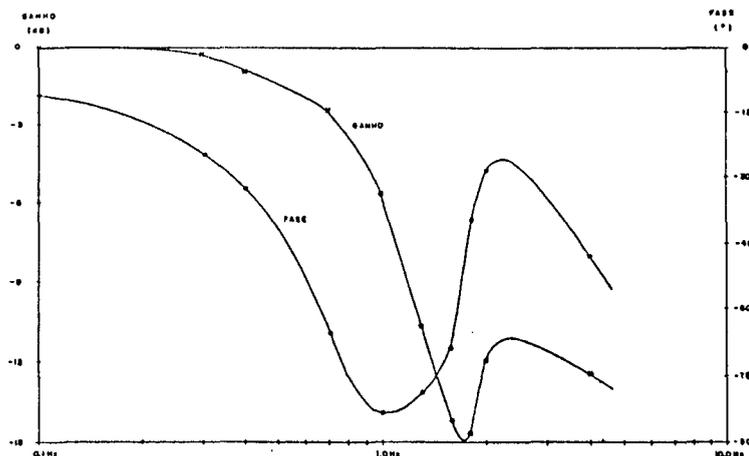


FIGURA 5.27 - Diagrama de Bode sob carga com ESP

5.9.9 - Esquema de bloqueio e reconexão

O esquema de bloqueio e reconexão teve os ajustes avaliados a partir de simulações de estabilidade, resultando em:

$$V_{\min} = 90\% \quad (5.34)$$

$$V_{\max} = 110\% \quad (5.35)$$

$$P_{\min} = 75 \text{ MW, com histerese de } 10 \text{ MW} \quad (5.36)$$

$$\text{Nível baixo de saída} = \pm 2,25\% \quad (5.37)$$

O limitador de saída foi ajustado em $\pm 4,5\%$.

A título de ilustração da ação do circuito de bloqueio e reconexão, efetuou-se um pequeno estudo de estabilidade. A Figura 5.28 apresenta a configuração utilizada com o fluxo de potência proposto.

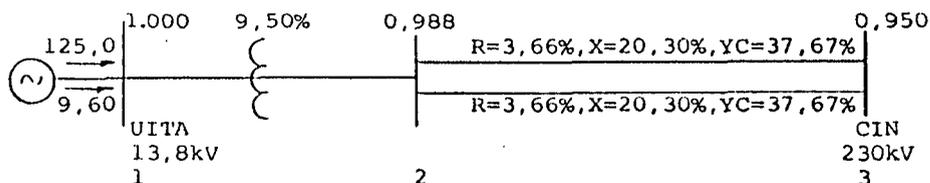
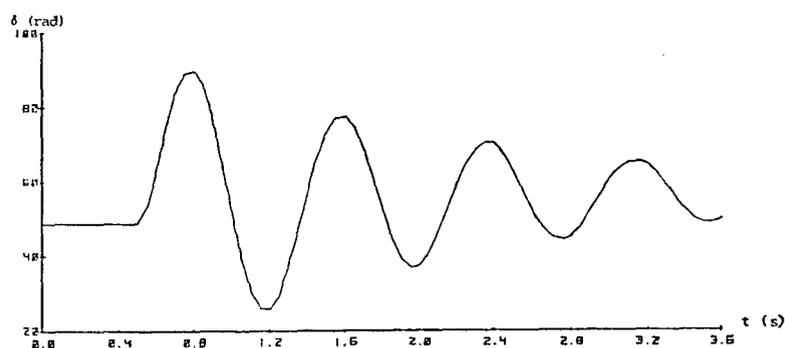
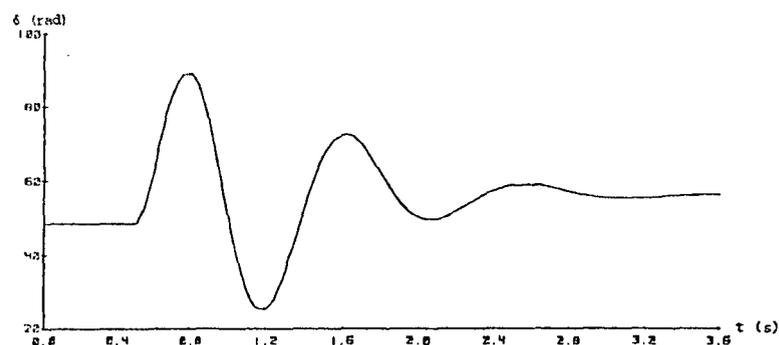


FIGURA 5.28 - Fluxo de potência para teste

Foram simulados, no programa TRANSDIR (32), 0,5 s. de regime permanente, 0,1 s. de curto-circuito na barra 2 e 3,0 s. de simulação com a abertura da falta e retirada de um circuito. Nesta situação, após a retirada de um circuito, tem-se $x_e = 22\%$ (base de 139 MVA), e, em consequência, tem-se um torque de sincronismo menor do que aquele com reatância de 16%, o que implica em diminuição da frequência natural de oscilação em relação àquela em que o estabilizador foi ajustado. Na Figura 5.29 são apresentadas as curvas de ângulo de carga com e sem ESP evidenciando-se a melhoria de amortecimento (e a robustez do ajuste).



(a)



(b)

FIGURA 5.29 - Ângulo de carga: (a) sem ESP, (b) com ESP

As Figuras 5.30 e 5.31 apresentam outras grandezas obtidas da simulação com ESP. O ESP é desconectado, por subtenção, logo após o curto-circuito e reinserido em $t = 1,04$ s.. Note-se, na Figura 5.31, que o pico do desvio de velocidade, em $t = 1,4$ s., coincide com o pico de tensão, denotando razoável alinhamento naquela frequência de oscilação. A Figura 5.32 apresenta as variáveis lógicas do esquema de bloqueio e reconexão.

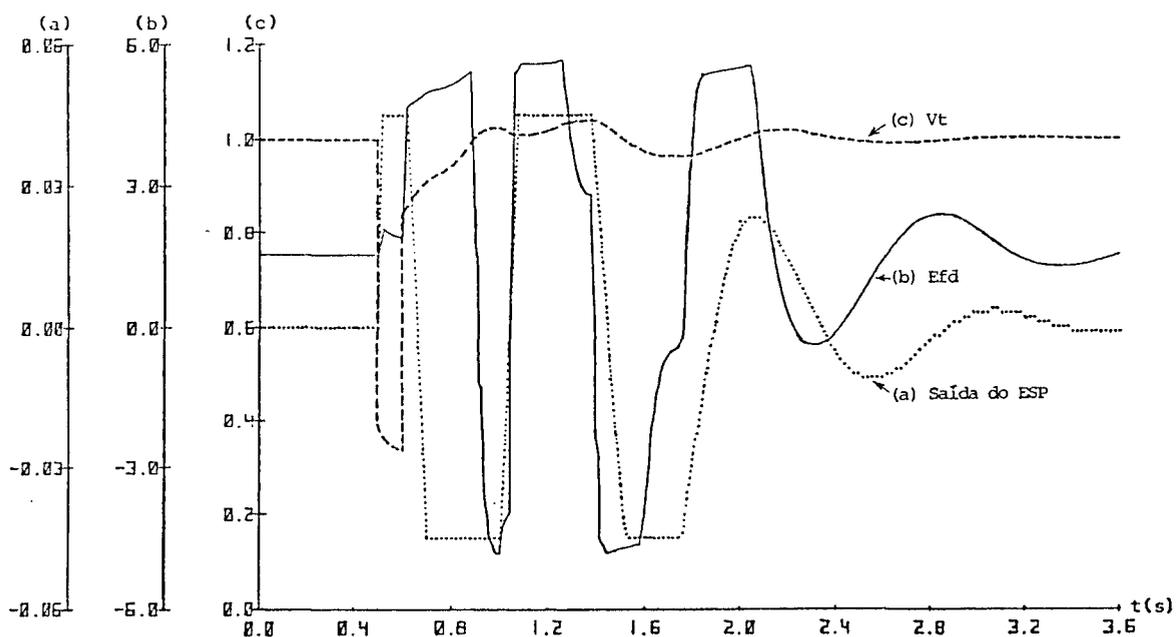


FIGURA 5.30 - Saída do ESP, tensão de campo e tensão terminal

O desempenho apresentado mostrou-se bom, porém o ajuste adequado do esquema de bloqueio e reconexão deve passar por mais estudos, com o acompanhamento do desempenho nos estudos rotineiros de estabilidade.

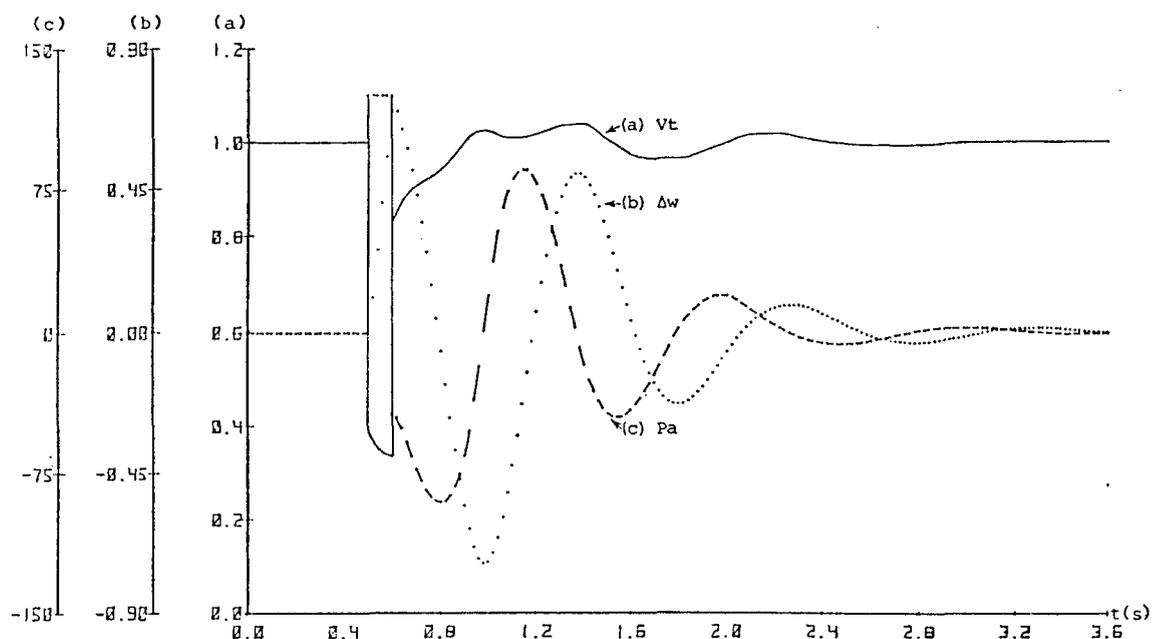


FIGURA 5.31 - Tensão terminal, desvio de velocidade e potência de aceleração

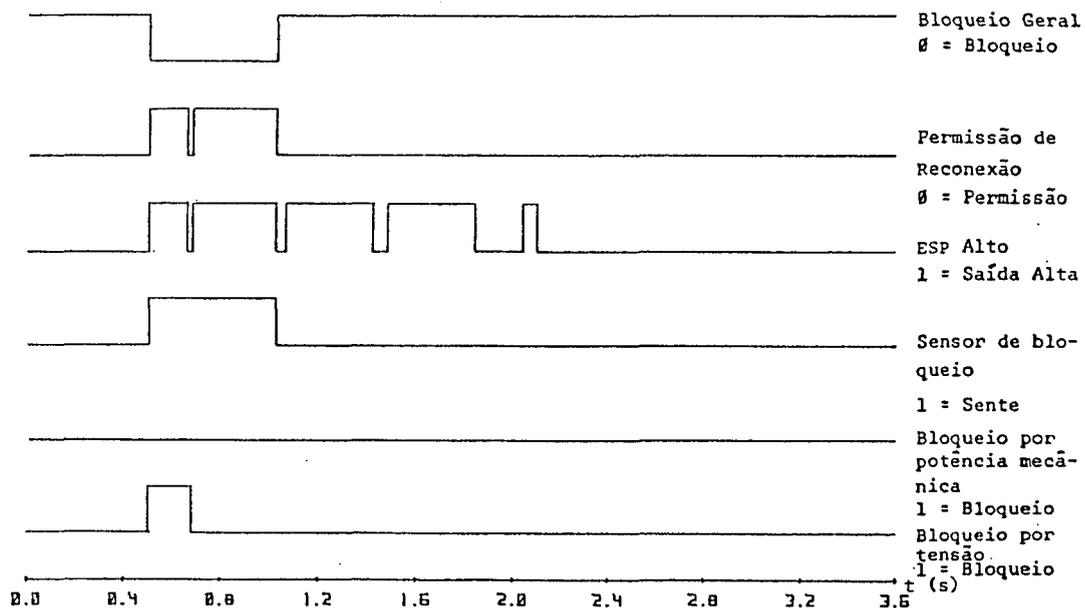


FIGURA 5.32 - Variáveis lógicas do esquema de bloqueio e reconexão

5.10 - Conclusões

Foi apresentada uma maneira de abordar o problema de ajuste do sistema de excitação. O procedimento proposto é simples e consiste em diferenciar as várias situações operacionais com os dispositivos que nelas intervêm. O tratamento linear é bastante agilizado pelo uso do algoritmo de Fadeev-Leverrier. Regras oriundas do controle clássico são aplicadas, resultando em estratégias simples de controle.

A análise linear é complementada com estudos de simulação. O processo de ajuste passa por uma primeira estimativa, através da análise linear, e sofre um refinamento através de simulações sucessivas. Tal procedimento estabelece uma base segura para os ensaios de campo que vão ditar os ajustes finais. Não se estabelece um procedimento direto de ajustes. Há necessidade de refinamentos num processo de tentativa e erro.

O Objetivo é sempre o de explorar ao máximo as potencialidades do equipamento.

Restrições de ordem operacional devem ser colocadas em um plano de relevo. Deve-se, então, na etapa do planejamento, aprofundar os estudos para especificação do equipamento mais adequado para cada instalação.

O uso do ESP é a opção mais barata e efetiva para a melhoria das condições dinâmicas do sistema elétrico de potência. Esforço deve ser dispendido para bem adequá-lo a cada instalação. É desejável poder dispor de estruturas que possibilitem configurar a função de transferência do ESP, bem como faixas largas de ajuste de maneira a suportar as várias necessidades. Filtros corta-faixa, para rejeitar modos indesejáveis, devem ser

utilizados sempre que não for possível achar soluções que não impliquem em deterioração apreciável da faixa de frequência efetiva do ESP. O uso de estabilizadores derivados da potência de aceleração, através da potência elétrica e velocidade, com o uso de filtro passa-baixa com capacidade de rastreamento de rampa, atenua os modos inerentes ao regime turbulento da sucção e minimiza as variações de carga reativa quando das tomadas de carga ativa. A atenuação dos modos de baixa frequência é possível devido à reprodução, na potência elétrica, dos sinais de baixa frequência presentes na potência mecânica.

O sinal de potência de aceleração provê maior atenuação a modos de baixa frequência que o sinal de potência elétrica, tendo a mesma riqueza de informações que este em frequências que vão desde o modo inter-área até o modo local. Provavelmente (57) será um dos sinais mais utilizados no futuro, se já não o é.

Os ensaios de campo devem ser cuidadosamente planejados, pois trabalha-se em tempo reduzido, sob pressão do pessoal de despacho, nem sempre se tornando possível operar as máquinas em determinadas condições de despacho, por restrições de operação. Estes ensaios, são ainda onerosos devido aos tempos gastos em operação fora dos valores de despacho tido como economicamente recomendáveis para dado horário e devido, ainda, à necessidade de instalação de alguns equipamentos apenas com o grupo parado.

A análise linear para sistema multimáquinas, paulatinamente sendo empregada no Brasil (50), vem preencher uma lacuna de ferramenta até então inexistente para a avaliação do problema de estabilidade via métodos diretos. Acredita-se que sua dis

seminação dar-se-ã rapidamente pelo fato de propiciar a localização das fontes de problemas e, ainda, pela rapidez com que os resultados são obtidos, se for realizada comparação com o método clãssico de simulação.

A simulação digital, seja em pequenos computadores para casos de máquina isolada ou contra barra infinita, seja para grandes computadores para análise de grandes sistemas, não será posta de lado mas sim servirá como ferramenta complementar para análise de problemas intrinsecamente não-lineares. Esquemas de bloqueio e reconexão de estabilizadores, por enquanto, sã podem ser avaliados à luz de simulações.

CAPITULO 6

CONTROLE BASEADO EM MICROPROCESSADORES

6.1 - Introdução

A evolução que vem sendo sentida nos últimos anos na área de eletrônica digital e a conseqüente utilização de microcomputadores, começa a se fazer presente, também, nas empresas de energia elétrica. O uso de microcomputadores, desde a utilização em escritório, até aplicações em grandes controladores de carga e freqüência, pode propiciar uma grande economia de tempo na execução de tarefas e um aumento da capacidade de otimização dos recursos disponíveis de geração.

No campo do controle, em particular, estão se tornando disponíveis recursos que não poderiam ser vislumbrados há vinte anos.

Técnicas avançadas de controle, que antes esbarravam na dificuldade de implementação por necessitarem de grande capacidade aritmética de "hardware", hoje são plenamente viáveis. Por exemplo, já há alguns anos dispõe-se de coprocessadores aritméticos como o INTEL 8087 (42), capazes de efetuar operações em ponto flutuante em tempos da ordem de microssegundos. Na área de aplicação em sistemas de potência, já se encontram atualmente disponíveis estabilizadores de sistemas de potência (17) e controladores de amplificadores de potência (63), ambos baseados em microprocessadores.

Pretende-se, neste capítulo, efetuar uma introdução ao enfoque discreto do controle da excitação visando futuras apli-

cações com microprocessadores. Serão abordados os seguintes tópicos: aspectos da configuração básica para controle, algoritmos para transdução, controle e limitação e controle adaptativo da excitação. Por fim, será apresentada uma breve discussão dos recursos tecnológicos disponíveis e sua confiabilidade.

Foge ao escopo deste trabalho a análise da implementação física e dos problemas correlatos tais como tempos, quantização da conversão A/D, tamanhos das palavras utilizadas nas equações, comunicação com o operador, etc..

6.2 - Configuração básica

A configuração proposta para o controle da excitação compreende o sistema de aquisição de dados, incluindo os transformadores de potencial e corrente, os "buffers" analógicos, os circuitos de conversão A/D, a CPU responsável pela gerência da aquisição de dados e pela solução das equações de diferenças em tempo real. Também estão incluídos na configuração proposta os estágios de saída compreendendo a conversão D/A e os "buffers" de saída, fornecendo o sinal de controle do amplificador de potência.

A Figura 6.1 apresenta uma proposta de configuração. A referência 54 apresenta várias configurações de sistemas de aquisição de dados.

Os dispositivos apresentados na Figura 6.1 são os seguintes:

TP - transformadores de potencial do gerador;

TC - transformadores de corrente do gerador;

TCX - transformadores de corrente auxiliares para reduzir o nível de corrente, usualmente 5 A, para valores compatíveis

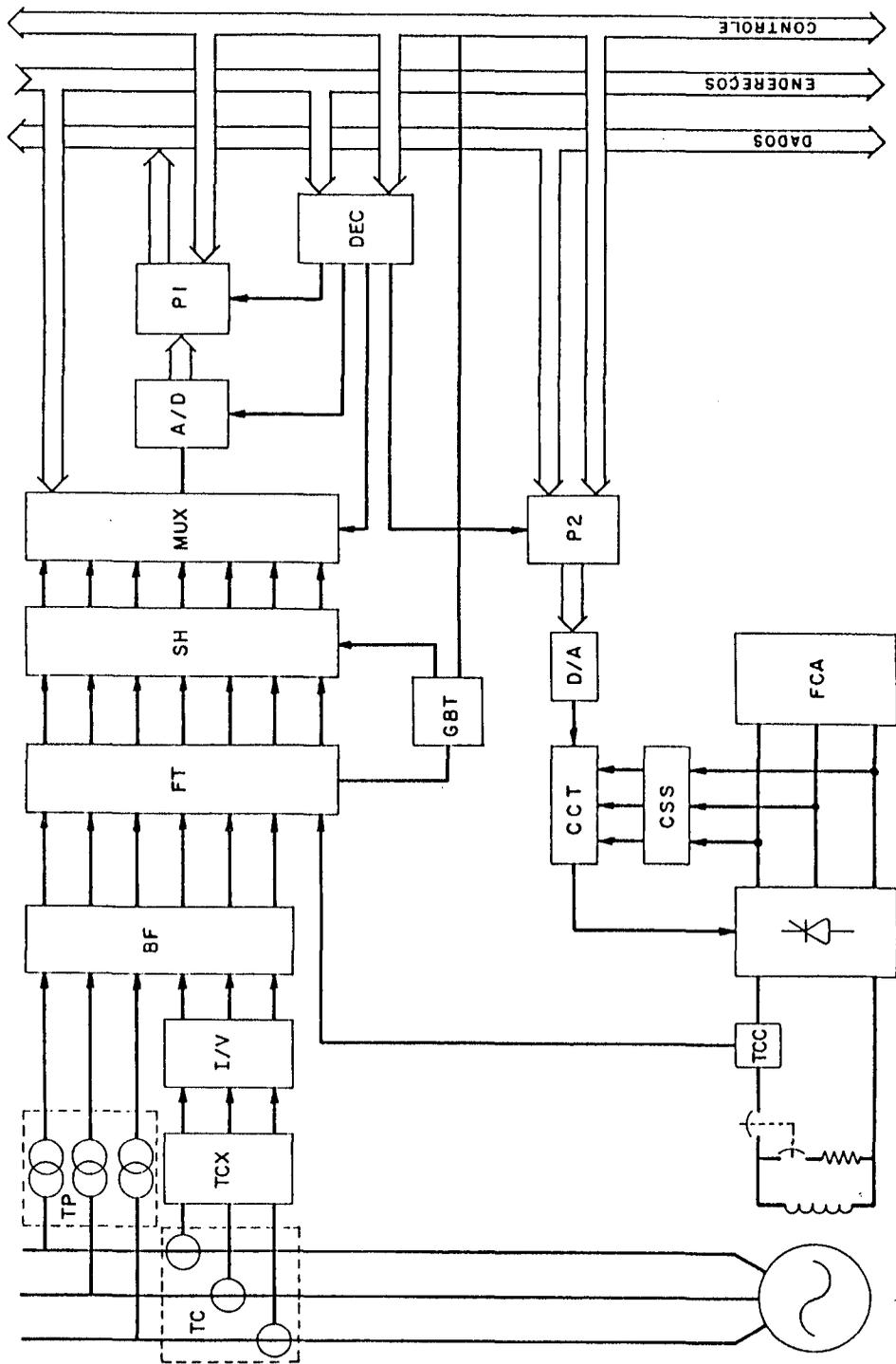


FIGURA 6.1 - Configuração básica para o controle da excitação.

- com uma conversão para tensão pouco dissipativa;
- I/V - conversor corrente/tensão;
 - BF - circuitos responsáveis pela adequação dos níveis de tensão a valores compatíveis com a parte eletrônica;
 - TCC - transdutor de corrente de campo;
 - FT - filtros ativos com a função de rejeitar ruídos espúrios, sendo "casados" entre si de maneira a manter as relações originais entre tensões e corrente;
 - GBT - gerador de base de tempo para a aquisição de dados, acionando os amostradores e provocando interrupções da CPU para início do ciclo de aquisição;
 - SH - circuito de ação "amostra-segura", para retenção simultânea de todas as grandezas para aquisição;
 - MUX - multiplexador de sinais analógicos para envio ao conversor A/D, sendo enderado pela CPU;
 - A/D - conversor A/D ativado pela CPU e gerando interrupção da mesma ao fim de cada conversão;
 - P1 - porta de interfaceamento do barramento de dados da CPU com o conversor A/D;
 - P2 - porta de interfaceamento do barramento de dados da CPU com o conversor D/A;
 - DEC - decodificador dos endereços das pastilhas do sistema de aquisição de dados;
 - D/A - conversor D/A com circuito de retenção da saída analógica;
 - CSS - circuito de sinais de sincronismo;
 - FCA - fonte de CA que, em sistemas do tipo "bus-fed", é a própria tensão do gerador através do transformador de excitação.

Nesta configuração, excetuando o sinal de corrente de

campo, todas as grandezas são derivadas dos transformadores de corrente e e potencial.

Os algoritmos propostos nas seções seguintes são baseados na aquisição de dados por interrupção, como nesta configuração.

6.3 - Algoritmos de transdução

6.3.1 - Considerações preliminares

Pretende-se estabelecer algoritmos para transdução de tensão, potência e corrente ativas, potência e corrente reativas e frequência. Reportando à Figura 6.1, considera-se que os filtros ativos (FT) não provocam variação significativa no módulo e na fase das tensões e correntes na frequência fundamental (60 Hz) atenuando, por outro lado, a valores mínimos, as possíveis harmônicas.

A transdução deve ser efetuada com razoável frequência de amostragem, sob pena de haver prejuízo das características dinâmicas inerentes a um SEE. Desta forma, o gerador de base de tempo, gera uma frequência de aquisição síncrona com a frequência fundamental e quatro vezes superior a esta. Justificativa para tal período de amostragem é apresentada na sub-seção 6.3.2.

Supõe-se que pode haver desbalanceamento de tensões e correntes na barra terminal do gerador. Desta forma, os algoritmos são previstos para prover informação precisa mesmo nesta situação.

Com os algoritmos propostos, as variáveis adquiridas

são atualizadas em dois períodos de amostragem, mesmo na presença de grandes perturbações no sistema de potência.

6.3.2 - Tensão terminal

Sejam as seguintes tensões no barramento trifásico:

$$V_A = V \cos(\omega t) \quad (6.1)$$

$$V_b = (V_l + \Delta V_b) \cos(\omega t - 120^\circ + \theta_b) \quad (6.2)$$

$$V_c = (V_l + \Delta V_c) \cos(\omega t + 120^\circ + \theta_c) \quad (6.3)$$

Os parâmetros ΔV_b , ΔV_c , θ_b e θ_c , permitem acomodar qualquer desbalanceamento no barramento trifásico, tanto em módulo como em fase.

Supondo que em uma frequência de amostragem quatro vezes superior à frequência fundamental, as tensões V_l , ΔV_b , ΔV_c e as diferenças de fases θ_b e θ_c não apresentem variação significativa.

Propõe-se, então, o seguinte algoritmo para transdução de tensão:

$$V_t(k) = \left\{ V_a(k)^2 + V_b(k)^2 + V_c(k)^2 + V_a(k-1)^2 + V_b(k-1)^2 + V_c(k-1)^2 / 3 \right\}^{1/2} \quad (6.4)$$

Tomando-se os valores das tensões ao quadrado, geram-se componentes de frequência dupla. A amostragem com uma frequência quatro vezes superior à fundamental, com o algoritmo utilizado, suprime, no valor final, as componentes de frequência dupla.

Pode-se demonstrar (ver Apêndice D) que a expressão (6.4) gera:

$$V_t(k) = \{ V_l^2 + (V_l + \Delta V_b)^2 + (V_l + \Delta V_c)^2 / 3 \}^{1/2} \quad (6.5)$$

Note-se que, para um sistema balanceado, reasulta:

$$V_t(k) = V_l \quad (6.6)$$

6.3.3 - Potência elétrica e corrente ativa

Sejam as tensões conforme definido em (6.1), (6.2) e (6.3) e as corrente conforme segue:

$$I_a = I_l \cos(\omega t - \theta_{ia}) \quad (6.7)$$

$$I_b = (I_l + \Delta I_b) \cos(\omega t - 120^\circ - \theta_{ib}) \quad (6.8)$$

$$I_c = (I_l + \Delta I_c) \cos(\omega t + 120^\circ - \theta_{ic}) \quad (6.9)$$

Supõe-se que não há variação significativa dos parâmetros entre duas amostragens.

Propõe-se o seguinte algoritmo:

$$P_e(k) = V_a(k) I_a(k) + V_b(k) I_b(k) + V_c(k) I_c(k) + V_a(k-1) I_a(k-1) + \\ V_b(k-1) I_b(k-1) + V_c(k-1) I_c(k-1) \quad (6.10)$$

Pode-se demonstrar (ver Apêndice D) que tal algoritmo gera:

$$P_e(k) = V_l I_l \cos(\theta_{ia}) + (V_l + \Delta V_b) (I_l + \Delta I_b) \cos(\theta_b + \theta_{ib}) + \\ (V_l + \Delta V_c) (I_l + \Delta I_c) \cos(\theta_c + \theta_{ic}) \quad (6.11)$$

Note-se que, para um sistema balanceado, resulta:

$$P_e(k) = 3 V_l I_l \cos(\theta) \quad (6.12)$$

A corrente ativa é obtida de:

$$I_r(k) = P_e(k) / V_t(k) \quad (6.13)$$

6.3.4 - Potência e corrente reativas

Sejam as tensões conforme (6.1), (6.2) e (6.3) e as correntes conforme (6.7), (6.8) e (6.9).

Propõe-se o seguinte algoritmo:

$$Q(k) = V_a(k) I_a(k-1) - V_a(k-1) I_a(k) + V_b(k) I_b(k-1) - V_b(k-1) I_b(k) + V_c(k) I_c(k-1) - V_c(k-1) I_c(k) \quad (6.14)$$

Pode-se demonstrar (ver Apêndice D) que tal algoritmo gera:

$$Q(k) = -V_l I_l \text{sen}(\theta_{ia}) - (V_l + \Delta V_b) (I_l + \Delta I_b) \text{sen}(\theta_b + \theta_{ib}) - (V_l + \Delta V_c) (I_l + \Delta I_c) \text{sen}(\theta_c + \theta_{ic}) \quad (6.15)$$

No caso de um sistema balanceado, tem-se

$$Q(k) = -3V_l I_l \text{sen}(\theta) = 3V_l I_l \text{sen}(-\theta) \quad (6.16)$$

A corrente reativa é obtida de:

$$I_x(k) = -Q(k)/V(k) \quad (6.17)$$

6.3.5 - Desvio de frequência

Para sistemas com período de amostragem fixo, é apresentado um interessante algoritmo, para obtenção do desvio de frequência, na referência 17.

No sistema de aquisição de dados aqui proposto, a frequência de amostragem é múltipla da própria frequência a ser adquirida.

A solução proposta é a de contar o tempo entre duas in

terrupções do GBT. Para se ter uma precisão razoável, é necessário ter um contador acionado por um oscilador de elevada frequência.

Supõe-se a existência de um contador de 16 bits acionado por um oscilador de 3 MHz e comandado pela CPU a cada interrupção do GBT. Como a frequência de amostragem é quatro vezes superior à frequência do sinal, resulta:

$$f = 750000/\text{contagem} \quad (6.18)$$

No intervalo de 59 a 61 Hz, tem-se:

$$\text{Contagem (59)} = 750000/59 = 12711 \quad (6.19)$$

$$\text{Contagem (61)} = 750000/61 = 12295 \quad (6.20)$$

Ou seja, no intervalo de 59 a 61 Hz, obtém-se uma diferença de contagem de 416 (12711-12295) e se esta for considerada a plena escala, tem-se uma resolução superior a 8 bits.

Existem microcontroladores com contadores internos atuando já por interrupção. No entanto, utilizando contadores internos, perdem-se alguns pulsos da contagem, devido às instruções que devem ser executadas pela CPU para o tratamento de interrupções. Como estes pulsos são em pequeno número, a precisão de 8 bits não chega a ser afetada.

O sinal de desvio de frequência é dado por:

$$\Delta f = 750000/\text{contagem} - 60 \quad (6.21)$$

Para melhorar a precisão pode-se fazer:

$$\Delta f(k) = 375000(1/\text{contagem}(k) + 1/\text{contagem}(k - 1)) - 60 \quad (6.22)$$

A frequência será obtida para o barramento onde o sinal

para o GBT for obtido. Logo, utilizando os sinais analógicos de tensão e corrente disponíveis em BF, pode-se sintetizar a tensão atrás de alguma reatância. Se a reatância for x_q , obtém-se uma aproximação do escorregamento da máquina. Se for x''_d , por exemplo, obtém-se o desvio de frequência do fluxo subtransitário e, ainda, se for $-x_t$, obtém-se o desvio de frequência do barramento de alta tensão da usina.

6.4 - Algoritmos de controle

6.4.1 - Considerações preliminares

Pretende-se, nesta seção, estabelecer algoritmos para controle discreto similares aqueles utilizados no controle contínuo da excitação.

Estudos visando os ajustes dos controladores digitais fogem ao escopo deste trabalho, visto que serão utilizadas estruturas clássicas intensamente analisadas na literatura pertinente ao assunto (45).

6.4.2 - Tensão e corrente reativa

De maneira análoga aos sistemas de excitação de controle contínuo, pode-se definir o erro de regulação como sendo:

$$e(k) = V_{ref}(k) - V_t(k) - k_c I_x(k) + V_e(k) + V_s(k) \quad (6.23)$$

Da equação (6.23) observa-se que tal erro é composto pela referência, pela tensão terminal, pela corrente reativa (ação aditiva do CCR), pela saída do ESP e pelo LSE, respectivamente.

Para se gerar o sinal de regulação, que irá comandar o amplificador de potência, utiliza-se um compensador discreto de configuração clássica, do tipo PID.

Para o canal proporcional, tem-se:

$$V_{rp}(k) = K_p e(k) \quad (6.24)$$

Para o canal integral, resulta:

$$V_{ri}(k) = V_{ri}(k-1) + K_i (e(k) + e(k-1))/2 \quad (6.25)$$

Para o canal derivativo, tem-se:

$$V_{rd}(k) = T_d (e(k) - e(k-1)) \quad (6.26)$$

O sinal de regulação resulta:

$$V_{reg}(k) = V_{rp}(k) + V_{ri}(k) + V_{rd}(k) \quad (6.27)$$

A ação integral deve ser limitada quando o sinal de regulação atingir seus limites (máximo ou mínimo).

O ajuste dos parâmetros K_p , K_i e T_d pode ser derivado das regras para ajuste dos controladores analógicos. Um bom procedimento para tanto pode ser encontrado na referência 70.

A equação do compensador pode ser reescrita resultando em:

$$V_{reg}(k) = k_1 e(k) + k_2 e(k-1) + k_3 e(k-2) + V_{reg}(k-1) \quad (6.28)$$

Onde:

$$k_1 = K_p + K_i + T_d \quad (6.29)$$

$$k_2 = K_i - K_p - 2T_d \quad (6.30)$$

$$k_3 = T_d \quad (6.31)$$

Embora esta expressão torne o cálculo do sinal de regulação mais rápido (característica desejável em tempo real), ela traz, no entanto, um pouco mais de dificuldades para a limitação do integrador.

6.4.3 - Estabilizador discreto

O ESP pode ser dividido em três partes: a de derivação do sinal estabilizador, a do compensador discreto e uma parte não-linear de limitação, bloqueio e reconexão.

Os sinais derivados da potência de aceleração apresentam vantagens relevantes, conforme apresentado no capítulo 5. Por isto o enfoque do estabilizador discreto será baseado em sinais deste tipo que, aliás, já são fisicamente disponíveis em síntese discreta [12].

A Figura 6.2 mostra a configuração, já apresentada no capítulo 5, da derivação do sinal de potência de aceleração.

No domínio discreto, obtém-se o diagrama de blocos da Figura 6.3.

Na Figura 6.3, T é o período de amostragem e $Gf'(z)$ representa uma equação de diferenças de quarta ordem com capacidade de rastreamento de rampa [62], que atua como filtro passa-baixa. O filtro corta-faixa, apresentado no capítulo 5, é de fácil inserção nesta configuração.

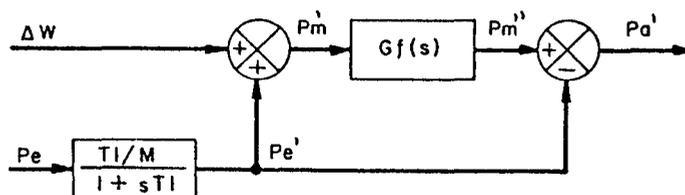


FIGURA 6.2 - Derivação do sinal de potência de aceleração

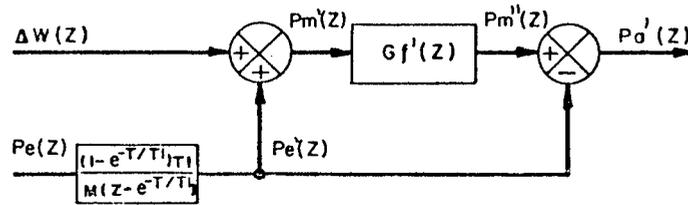


FIGURA 6.3 - Derivação discreta do sinal

É conveniente que o compensador discreto do estabilizador apresente pelo menos um bloco "wash-out" para evitar saídas não-nulas devidas a possíveis estabilizações permanentes da frequência em valores ligeiramente diferentes do nominal. É conveniente, também, que o compensador discreto apresente pelo menos três compensadores do tipo avanço-atraso, para propiciar compensação de fase com boa flexibilidade, e pelo menos um filtro de primeira ordem, passa-baixa, para rejeição de sinais de frequência mais elevada. Desta forma, uma possível configuração para o compensador discreto seria como a função de transferência que segue:

$$G_e(z) = \frac{K_e(z-1)(z-z_1)(z-z_2)(z-z_3)}{(z-p_w)(z-p_1)(z-p_2)(z-p_3)(z-p_4)} \quad (6.32)$$

Onde $p_w = e^{-T/T_w}$ é a constante de tempo do "wash-out" e z_i e p_i são zero e pólos ajustáveis.

O último estágio do estabilizador é a parte não-linear, que compreende o limitador de saída e o esquema de bloqueio e reconexão. Tal sistema pode ser construído de maneira similar àquela proposta no capítulo 5, havendo facilidade para implementação discreta. Note-se que, devido ao esquema de bloqueio, o estabilizador necessita ser isoladamente estável e, portanto:

$$|p_i| < 1 \quad (6.33)$$

6.5 - Algoritmos de limitação

6.5.1 - Considerações preliminares

Serão apresentados algoritmos para limitação dinâmica da corrente de rotor e para limitação da operação da máquina em regime de sub-excitação.

Novamente utilizar-se-á a analogia com os limitadores contínuos para a síntese dos limitadores discretos.

6.5.2 - Corrente de campo

O LCC, normalmente age sobre o sinal de regulação, restringindo-o sempre que houver ultrapassagem da máxima corrente.

A Figura 6.4 apresenta o diagrama de blocos do limitador de corrente de campo proposto. O compensador discreto pode ser do tipo PID, a exemplo do regulador de tensão. Deve-se tomar cuidado para levar a zero o sinal de saída do limitador, V_{lc} , após a violação de corrente ter se extinguido, sendo isto feito através do bloco "retorno". O bloco não-linear, NL, representa a ação não-linear do dispositivo e pode ser simplesmente uma restrição para sinais negativos ou uma equação do tipo tempo inverso (I^2t) agindo sobre E_{Imax} , permitindo, assim, a exploração da operação com corrente de campo violando, transitoriamente, o limite permanente de operação. Um sistema mais sofisticado poderia, inclusive, monitorar a temperatura do rotor.

Uma outra alternativa para a limitação de corrente de campo, seria a de estimá-la a partir do sinal de saída do regulador de tensão (o sinal de regulação). Um modelo dinâmico de

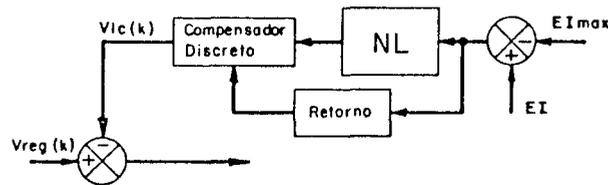


FIGURA 6.4 - Diagrama de blocos do LCC

primeira ordem serviria de estimador da corrente conforme a equação que segue:

$$EI(k+1) = keVreg(k) + PlEI(k) \quad (6.34)$$

Onde:

$$ke = K(1 - e^{-T/Tl}) \quad (6.35)$$

$$Pl = e^{-T/Tl} \quad (6.36)$$

Com:

T : período de amostragem;

K : ganho estático entre corrente de campo e sinal de regulação;

Tl : constante de tempo do processo.

A constante de tempo Tl varia de acordo com o ponto de operação (saturação, temperatura) e reatância externa do sistema de potência e, portanto, este tipo de limitador necessita da identificação de Tl em tempo real. Um detalhamento maior desta filosofia de limitação pode ser encontrado na referência 85, onde, apesar do processo ser distinto, a estratégia de limitação é a mesma. Isto significa que, se houver violação da curva de corrente versus tempo, recalcula-se o sinal de regulação para confinar a corrente de campo. O uso de tal estratégia implica em ação sobre o integrador componente do PID do regulador de tensão.

6.5.3 - Sub-excitação

Pode-se utilizar uma estratégia similar àquela do limitador de corrente, ou seja, construir um limitador discreto baseado no contínuo.

A Figura 6.5 apresenta o diagrama de blocos proposto para o limitador de sub-excitação. O diagrama é similar ao do limitador apresentado no capítulo 4.

No diagrama, o compensador discreto pode ser, também, do tipo PID, havendo necessidade de levar a zero a ação integral a partir do instante no qual o limite deixa de ser violado, sendo isto feito pelo bloco "retorno".

Poderia se pensar, também, em um "estimador de limite" agindo diretamente sobre o sinal de regulação. Isto implica, porém, em um aumento significativo de complexidade na estimação do limite, pois as funções de transferência $V_t(z)/V_{reg}(z)$, $I_x(z)/V_{reg}(z)$ e $I_r(z)/V_{reg}(z)$ são de difícil obtenção em tempo real.

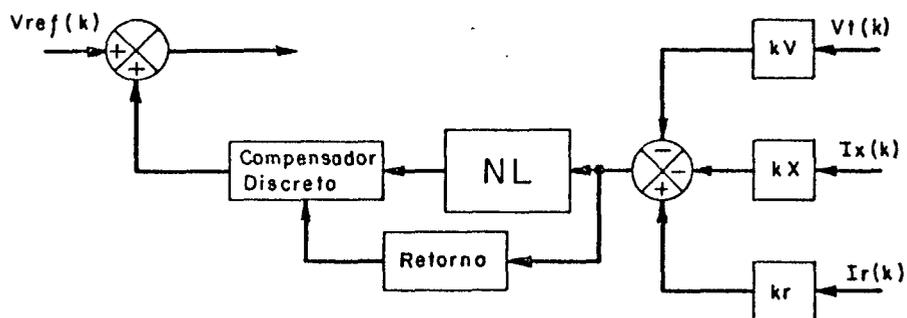


FIGURA 6.5 - Diagrama de blocos do LSE

6.6 - Perspectivas do controle adaptativo

O sistema de potência é não-linear e a sua topologia é alterada de maneira dinâmica. Desta forma, os processos a controlar, ou mais especificamente o controle de tensão, se mostram variantes. As respostas das malhas de controle são diferentes, para os mesmos estímulos, em pontos de operação diferentes e, mesmo no mesmo estado de operação (w, V_t, P_e, Q), a malha de controle pode responder de maneira diferente (por causa de variações em x_e e na temperatura). Visando garantir a robustez da malha de controle em situações tão distintas, não resta outra alternativa ao analista senão a de definir ajustes nos quais o comportamento dinâmico do sistema de excitação é razoável em praticamente todas as condições de operação, sem ser ótimo em nenhuma. A solução definitiva deste problema passa, obrigatoriamente, pelo uso de estruturas de controle que sejam variantes de maneira a acomodar as diferentes parametrizações que o processo apresenta. Desta forma, o controle adaptativo surge como um caminho atrativo.

A referência 35 apresenta resultados interessantes no controle adaptativo da excitação. O esquema proposto consiste nos seguintes passos:

P1) Define-se uma formulação de segunda ordem para o processo, do tipo:

$$\begin{aligned}
 V_t(k) = & a_1 V_t(k-1) + a_2 V_t(k-2) + b_1 E_{fd}(k-1) + \\
 & b_2 E_{fd}(k-2) + c_1 w(k-1) + \\
 & c_2 W(k-2) + d_1 P_e(k-1) + d_2 P_e(k-2)
 \end{aligned} \tag{6.37}$$

Onde a_i, b_i, c_i e d_i são os parâmetros a ser identificados;

P2) Define-se um índice de desempenho como:

$$J = (PVt(k) - RVr(k - 1))^2 + QEfd(k - 1)^2 \quad (6.38)$$

Onde P, Q e R são as funções de transferência para modificar o tipo de controle e Vr é a referência;

P3) Define-se uma variável de estado "artificial", $u(k)$, da forma:

$$u(k) = Vt(k) + Kd(w(k) - w_0) \quad (6.39)$$

Onde a variável $u(k)$ toma o lugar de $Vt(k)$ nas equações (6.37) e (6.38) e o grau de sensibilidade do controlador às oscilações eletromecânicas pode ser variado através do ajuste do escalar Kd .

A identificação do processo é feita em tempo real através de um algoritmo recursivo baseado em mínimos quadrados.

O índice de desempenho é minimizado pelo ajuste de $Vt(k)$.

A conclusões de Horn (35), tiradas após a realização de ensaios de campo, são:

- a) Obteve-se convergência do algoritmo com um erro de predição paramétrica inferior a 3%;
- b) O sinal de velocidade, corrompido por ruído, conduz à instabilidade para ganhos Kd superiores a 5;
- c) O algoritmo extenso e com elevado número de cálculos lentos, implicou na utilização de um período de amostragem de 250 ms. que evidenciou-se excessivamente grande para o controle de tensão.

A referência 76 apresenta outra estratégia para controle adaptativo. Embora não apresente resultados de campo, testes baseados em simulações mostram um bom desempenho do algoritmo

mo. Utilizando computador de médio porte, orientado para tempo real, o algoritmo proposto mostrou-se exequível para aplicação pois tempos da ordem de 4 ms. foram demandados para solução do algoritmo de estimação. Tais tempos são bem mais animadores do que aqueles necessários para a execução do algoritmo anteriormente apresentado.

Na referência 43 é proposto um algoritmo de controle adaptativo com dupla taxa de amostragem, de maneira a contornar o conflito que surge pela necessidade de se ter períodos de amostragem suficientemente pequenos para a identificação e o controle e suficientemente grandes para que sejam processados todos os cálculos necessários. Neste algoritmo, a ação de controle e a identificação são processadas em frequências distintas, sendo a frequência de identificação maior do que a de controle. Obtém-se, desta forma, um desempenho superior ao esquema com uma única frequência, pois este último exige a utilização do maior período de amostragem utilizado no esquema de dupla taxa. Os resultados de simulação são satisfatórios e ensaios realizados em laboratório, utilizando um pequeno gerador, confirmaram as simulações.

Embora não se disponha, até o momento, de estudos e ensaios em maior volume, pode-se concluir que a questão do controle adaptativo mostra-se atraente e com boas perspectivas para o futuro.

6.7 - Recursos tecnológicos e confiabilidade

Os estágios de controle dos atuais sistemas analógicos de excitação, são baseados em amplificadores operacionais e ou-

tros dispositivos de baixo custo. Para a construção de um sistema de excitação com controle digital, deve-se pesar os benefícios e o custo para que se torne competitivo com os atuais sistemas analógicos. Com os recursos atualmente disponíveis no Brasil pode-se pensar em construir um sistema de excitação amostrado. Por exemplo, com o uso de computadores clones do IBM PC/XT dotado de coprocessador (que várias empresas nacionais já fabricam), pode-se ter grande rapidez nas instruções de ponto flutuante, como ilustra a Tabela 6.1 (42).

TABELA 6.1 - Tempos de execução de instruções

Instrução em ponto flutuante	Tempo aproximado de execução (μ s) (8086*/8087, clock 8 MHz)
Adição/subtração	10,6
Multiplificação com precisão simples	11,9
Multiplificação com precisão estendida	16,9
Divisão	24,4
Comparação	5,6
Leitura de memória com dupla precisão	6,3
Escrita na memória com dupla precisão	13,1
Raiz quadrada	22,5
Tangente	56,3
Exponenciação	62,5

* o IBM PC/XT é baseado no microprocessador 8088, o que contudo não altera, significativamente, a tabela.

Os pequenos tempos de execução apresentados na Tabela 6.1 demonstram que torna-se possível construir algoritmos razoavelmente complexos com tal combinação de processador e coprocessador.

Por outro lado, a conversão analógico/digital, nos cinco últimos anos, aumentou de velocidade em até quatro vezes (40), (41).

Em termos de custo, nota-se uma queda de preços dos componentes nos países de origem (61), motivada pela acirrada concorrência internacional.

Nota-se, então, que os recursos tecnológicos para a realização do controle da excitação através de microprocessadores são cada vez maiores em termos de rapidez, densidade de integração e custos.

No aspecto da confiabilidade, pode-se citar que outras aplicações de componentes eletrônicos (na indústria bélica, por exemplo) exigem robustez sob condições de trabalho bastante adversas tais como sub e sobre-temperatura, interferência eletromagnética, etc.. Os requisitos de confiabilidade dos componentes são bastante rígidos, implicando em testes de pós-fabricação que reduzem muito a possibilidade de falhas.

A tendência restritiva à utilização de equipamentos eletrônicos para aplicação direta em sistemas de potência (proteção, medição e controle), presente nas empresas de energia elétrica há alguns anos, vem esmorecendo, já existindo no Brasil usinas em que a presença dos equipamentos eletrônicos é totalmente dominante em relação aos equipamentos clássicos. A tendência para o futuro é de que os equipamentos eletrônicos baseados em ação analógica cedam lugar a equipamentos baseados em tecno-

logia digital.

6.8 - Conclusões

A tendência atual nos equipamentos de processamento de dados, mais especificamente nos microprocessadores e pastilhas auxiliares, é a de aumento da densidade de componentes nas pastilhas com aumento de capacidade e desempenho, diminuição de custos devido à evolução dos processos de fabricação e à acirrada concorrência no mercado internacional, e, ainda, o aumento de velocidade de processamento.

Os controladores baseados em microprocessadores apresentam várias vantagens em relação aos controladores analógicos tradicionais, entre as quais pode-se citar:

- a) Capacidade de execução de operações aritméticas complexas;
- b) Possibilidade de reconfiguração das leis de controle sem modificação física dos circuitos;
- c) O não "envelhecimento" das funções executadas, o que os diferencia dos controladores analógicos (capacitores que ao longo dos anos de operação apresentam eletrólito seco e outros);
- d) Menor sensibilidade a mudanças ambientais (temperatura, umidade, etc.);
- e) Possibilidade de comunicação inteligente com os operadores;
- f) Capacidade de auto-avaliação do desempenho;
- g) Capacidade de gerar estatística da própria atuação.

Devido a todas estas vantagens, depreende-se que continuará o crescimento da utilização de microprocessadores em sistemas elétricos de potência.

No presente capítulo foram apresentados alguns algorit

mos para transdução de grandezas elétricas necessárias ao controle, para o controle em si e para limitação dinâmica. Algoritmos mais complexos como os de controle adaptativo, com sugestões para implementação, foram também apresentados em caráter de introdução. Em todos os algoritmos, o que mais se evidencia é a capacidade de execução de funções aritméticas complexas, algo de difícil implementação em sistemas analógicos.

Dos recursos tecnológicos disponíveis, tanto a nível de "software" como de "hardware", chega-se à conclusão de que o potencial de aplicação de sistemas digitais em sistemas elétricos de potência é muito grande, implicando numa utilização crescente de tais sistemas nos anos vindouros.

CAPITULO 7

ACOMPANHAMENTO DO DESEMPENHO DOS SISTEMAS DE EXCITAÇÃO

7.1 - Introdução

O sistema elétrico de potência cresce em número de linhas, interligações e unidades geradoras de maneira a acompanhar, com reserva de potência e energia, o crescimento da carga.

Sob o ponto de vista dinâmico pode-se classificar o sistema de potência como não-linear e topologicamente variável.

A variação da topologia do sistema elétrico de potência dá-se, basicamente, de três formas: por chaveamentos ou manobras operativas em base mínima diária; pela existência de cargas sazonais como levantes hidráulicos em períodos de safra (a usina de Alegrete, por exemplo, só é ativada nestes períodos) e, ainda, pela inclusão de novas unidades geradoras e linhas de transmissão. Tais mudanças topológicas no sistema elétrico de potência trazem, como decorrência, a possibilidade da inadequação do ajuste das malhas de controle inerentes às usinas.

Por outro lado, o envelhecimento dos componentes com os quais os sistemas de controle são fisicamente construídos pode levar, também, ao comportamento inadequado das malhas.

Há dois enfoques necessários e distintos para a solução de tais problemas: o da manutenção preventiva que consiste em avaliar, periodicamente, os sistemas de controle sob o ponto de vista físico, e o de estudos periódicos que consiste em avaliar as características dinâmicas das malhas de controle face às modificações no sistema elétrico de potência, através de es-

tudos de estabilidade. Este último enfoque é abordado no presente capítulo.

Disseminados entre as empresas do setor elétrico existem programas computacionais para análise de estabilidade. Há programas para o cálculo de autovalores e autovetores para o sistema linearizado em um ponto de operação, como, por exemplo o programa AUTOVAL (33), e programas para efetuar simulações, no domínio do tempo, de distúrbios no sistema elétrico de potência, como, por exemplo, o programa TRANSDIR (32).

Os estudos de estabilidade são onerosos pelo fato de necessitarem de grandes tempos de simulação e grandes áreas de memória real (análise linear). Desta forma, a realização de estudos de estabilidade visando única e exclusivamente a análise extensiva do desempenho das malhas de controle de tensão é de difícil execução. O caminho natural é o de buscar o maior número de informações possíveis e necessárias para análise nos estudos periódicos de estabilidade, que têm características de aplicação mais geral (esquemas de rejeição de carga, esquemas de proteção, etc.).

7.2 - Diagnóstico utilizando modelagem linear

A análise através de modelo linearizado permite avaliar os autovalores instáveis ou pouco amortecidos e identificar as usinas que apresentam maior influência sobre a localização de tais autovalores.

Pode-se trabalhar com modelos dinâmicos detalhados das usinas, com reflexos evidentes nos custos computacionais, ou com modelos simplificados, de baixo custo computacional, porém não

tão acurados. Conforme apresentado no capítulo 5, usualmente a ceita-se que os modos de oscilação eletromecânicos são dominantes, o que conduz, assim, ao uso de modelos simples neste tipo de análise.

O enfoque básico consiste em se selecionar situações operativas mais críticas do sistema de potência e avaliar a adequação dos ESPs a tais situações.

Partindo de um fluxo de potência básico e com a representação dinâmica dos SEs através de modelos linearizados (e, portanto, sem a inclusão de limitadores), obtêm-se os autovalores dominantes do sistema elétrico de potência. A análise dos autovetores associados aos autovalores dominantes permite a associação destes aos grupos de geradores coerentes (7) (que oscilam de maneira conjunta, em fase) possibilitando a investigação dos efeitos de reajustes dos parâmetros dos ESPs sobre tais modos.

Cabe aqui um parênteses. Comentou-se, no capítulo 5, que os ESPs têm os ajustes refinados no campo. A preocupação básica do analista é a de obter robustez, ou seja, tornar o ESP eficiente mesmo em condições nas quais há razoáveis variações da reatância externa do sistema, e alinhá-lo em uma larga faixa de frequências de modo a obter amortecimento para modos de baixa frequência (inter-área) até frequências mais elevadas (modo local). Ocorre que o efeito sobre o modo local é de fácil visualização em campo, não ocorrendo o mesmo com os modos inter-área. Estes, não são excitados com degraus na referência do RT, de forma que se torna extremamente difícil executar ensaios de campo que comprovem a eficiência da ação do ESP sobre tais modos.

A utilização da análise via modelo linearizado propi-

cia ao analista a avaliação da real influência dos ajustes dos ESPs sobre os modos inter-área. Embora a linearização implique, naturalmente, na simplificação dos modelos, ela fornece subsídios para os ajustes que, de outra forma, não poderiam ser facilmente obtidos. Pelo fato dos ESPs apresentarem, normalmente, uma boa flexibilidade de ajustes, pode-se obter o alinhamento em uma larga faixa de frequências para conjuntos diferentes de ajustes podendo-se, assim, ter recursos para influir de maneira correta no posicionamento dos autovalores associados a modos inter-área. É naturalmente pressuposto que o analista, ao escolher uma nova combinação de ajustes, já tem suficiente maturação ou familiaridade com o ESP particular da instalação, de modo a escolher conjuntos de ajustes fisicamente realizáveis, levando em consideração os problemas correlatos ao uso de ESPs apontados no capítulo 5.

7.3 - Acompanhamento através de simulações

7.3.1 - Considerações básicas

A massa de dados necessária para a realização de estudos de estabilidade, via simulação, é grande. O mesmo pode ser dito em relação ao tempo de CPU. Desta forma é natural que se faça uma triagem prévia dos casos a serem analisados.

A análise através de modelos linearizados, utilizando técnicas de autovalores e autovetores, permite a identificação dos problemas e propicia ao analista a oportunidade de agir sobre os ESPs ou SEs, com o objetivo de ajustá-los corretamente. No entanto, não há possibilidade de avaliar respostas no domí-

nio do tempo, trazendo, assim, dificuldades para visualização dos fenômenos que ocorrem após os reajustes.

A avaliação do comportamento do sistema de potência frente a grandes distúrbios, através da simulação, tem como dificuldade maior a interpretação das curvas de oscilação (22) e a identificação dos modos associados a cada gerador. Nota-se, então, que há complementaridade nas duas técnicas: a análise do processo linearizado permite a identificação dos modos e sua associação às usinas e a análise via simulação permite a visualização de tais modos.

A simulação, ainda, é executada com modelos mais acurados, incluindo não-linearidades não consideradas na análise linear e incluindo, também, outros sistemas de controle não utilizados na modelagem linear tais como esquemas de rejeição de carga, ilhamento de usinas por subfrequência, relés de proteção que mudam topologicamente o sistema quando atuam. Portanto a simulação é imprescindível para análise das malhas de controle do sistema de potência.

7.3.2 - Aspectos da modelagem

A modelagem dos sistemas de excitação para estudos de estabilidade é, ainda, um tema não de todo resolvido.

Duas questões se colocam: que dispositivos representar e qual o grau de profundidade da representação. A segunda questão diz respeito, principalmente, às simplificações na modelagem de dispositivos de faixa mais larga de passagem, tais como filtros de transdutores de tensão, potência, etc.

A priori, o modelo mais sofisticado utilizado para re-

apresentação da máquina síncrona (modelo IV, (77)) é capaz de reproduzir fenômenos, com uma banda razoavelmente acurada, em torno de 10 Hz. Os modos de frequência mais elevada em simulações de estabilidade são da ordem de 2 Hz. Utilizando um critério de desprezar pólos cuja frequência de corte está a uma década acima de tais modos parece razoável para estudos. Tal critério vem sendo utilizado, (desprezam-se constantes de tempo inferiores a 10 ms., embora o autor não tenha encontrado na literatura justificativa para tanto), no entanto, fica difícil avaliar a correção de tais simplificações quando são desprezadas várias singularidades nas malhas de controle de cada usina.

A primeira questão implica na discussão da necessidade de representação de dispositivos tais como o CCR e os limitadores. Os modelos típicos para estudos de estabilidade não levam em conta tais dispositivos. É opinião do autor, no entanto, que o CCR e o LSE (ou limitador de ângulo polar) devam ser representados. Os motivos são os seguintes:

- a) Na presença de baixas reatâncias externas (sistema elétrico forte) a inclusão do CCR altera significativamente o ganho da malha de controle de tensão e a sensibilidade do RT com relação aos dispositivos que atuam somando-se à referência (86). Isto pode acarretar mudanças significativas no desempenho, principalmente do ESP;
- b) O LCC, que na verdade é um limitador indireto de temperatura rotórica, usualmente apresenta grandes temporizações de retardo de atuação e valores de "pick-up" bem superiores aqueles contido nas curvas de capacidade dos geradores. Em consequência, seriam necessários tempos de simulação muito grandes para a detecção de intervenção deste dispositivo e, ain-

da, haveria uma grande possibilidade de sua não-intervenção na maior parte dos casos analisados;

- c) O LSE tem sua linha de atuação contida na curva de capacidade, e atua, ainda, sem temporização, tornando provável a sua ação em grande parte dos estudos, nas usinas onde existem grandes flutuações de tensão.

Os esquemas de bloqueio e reconexão dos ESPs, indiscutivelmente devem ser representados sendo óbvios os motivos para tanto.

7.3.3 - Aspectos da análise

A seleção de casos para estudos de estabilidade deve passar por triagens tanto do ponto de vista estático (casos de fluxo de potência críticos em perfil de tensão e grandes defasagens angulares entre usinas do sistema), como do ponto de vista dinâmico (seleção efetuada via análise linear).

As questões básicas que se colocam, dizem respeito aos distúrbios a simular, aspectos da representação do sistema, modelagem de cargas e variáveis a serem plotadas para análise.

Os distúrbios a serem simulados são, usualmente, oriundos do conhecimento do analista do próprio sistema de potência, e estão relacionados à confiabilidade do sistema de transmissão e da geração, compreendendo perda de linhas, curto-circuitos, etc..

A representação do sistema implica em estabelecer critérios para modelagem dos sistemas de controle e para redução do sistema em equivalentes (sistemas de cargas radiais, associação de geradores de uma mesma usina, etc.).

A modelagem de cargas, de grande importância em estudos de estabilidade, infelizmente não recebeu, ainda, a devida importância no Brasil. Estudos efetuados (25), (28), evidenciaram a necessidade de se estabelecer modelos mais confiáveis, tanto nos aspectos estáticos como dinâmicos. O programa TRANSDIR, por exemplo, possibilita apenas a modelagem de motores de indução e representações estáticas como impedância, potência e corrente constantes (e combinações). No entanto, por falta de ensaios de campo, pouca informação se dispõe sobre as características das cargas. Racionamentos de energia elétrica (por diminuição dos níveis de tensão) já foram efetuados porém de forma empírica.

A escolha das variáveis a serem plotados é importante para uma boa compilação das simulações e para análise adequada do comportamento das malhas de controle.

Por questões de minimização do espaço de memória e, também, para simplificar a análise, são traçadas as curvas de variáveis mais relevantes para análise do desempenho de cada usina. A representação gráfica de certas variáveis no mesmo par de eixos se mostra conveniente, pois permite a avaliação mais rápida do desempenho dos sistemas de excitação. Assim, são sugeridas algumas combinações:

- a) Tensão terminal e desvio de velocidade, que permitem a observação do alinhamento do ESP;
- b) Tensão de campo, potência de aceleração ou desvio de velocidade e tensão terminal, para avaliar se o SE provê suficiente torque de sincronismo adicional à máquina;
- c) Ângulos de carga de grupos de geradores eletricamente próximos para a caracterização de grupos coerentes;

d) Variáveis mais importantes para o bloqueio e reconexão de ESPs para avaliar se tal esquema apresenta ajustes adequados.

A massa de informações que se obtêm de um caso de estabilidade é grande e a tarefa de organizar os dados para análise é necessária para que se esgotem os resultados daí advindos.

As possíveis propostas de instalação ou reajuste de estabilizadores, sugeridas via método linear, têm, na simulação no domínio do tempo, condições de serem mais profundamente analisadas, dando base, assim, para a implementação física.

7.4 - Conclusões

O sistema de potência tem topologia variável por vários motivos e, assim, os controladores, principalmente os SEs, devem sofrer revisão periódica de seus ajustes.

Os métodos lineares propiciam o diagnóstico dos possíveis problemas e encaminham suas soluções, através da identificação das usinas nas quais há necessidade de implantar ou reajustar ESPs.

Os estudos sobre o sistema linearizado, estabelecem uma triagem para os estudos de simulação tendo, nestes, a possibilidade de testar de maneira eficiente as propostas de revisão de ajustes ou implantação de ESPs.

Nos estudos de estabilidade há necessidade de estabelecer critérios para representação e análise dos casos. Principalmente devido à grande massa de dados advinda dos casos de estabilidade, há necessidade de estabelecer mecanismos para a organização conveniente destes dados.

A revisão de ajustes deve acompanhar os estudos rotin-

neiros de estabilidade, propiciando, assim, uma diminuição do esforço computacional e provendo, ao analista, uma visão atualizada dos problemas do sistema de potência.

CAPITULO 8

CONSIDERAÇÕES FINAIS

O trabalho abrange os aspectos de modelagem, identificação e ajustes de sistemas de excitação de usinas hidrelétricas. Apresenta-se, também, um modelo básico de sistema de excitação que serve para se estabelecer e ilustrar as estratégias de ajuste propostas. A questão do acompanhamento do desempenho, que pode ser entendida como a "manutenção" dos ajustes, é também abordada. Enfoca-se, ainda, a questão do controle da excitação baseado em microprocessadores e, também técnicas de identificação baseadas em algoritmos dedicados a processos amostrados.

Várias conclusões podem ser depreendidas deste trabalho. O autor limitar-se-á a apontar as de maior relevo.

No aspecto da modelagem, tema focado no capítulo 2, reside a base para os estudos subsequentes. Dois modelos não-lineares são apresentados. De tais modelos, derivam-se outros dois para análise do processo linearizado. Os modelos diferem entre si na questão de profundidade de representação: enquanto o modelo II mostra-se útil ao permitir que se tire conclusões de caráter qualitativo do problema, o modelo IV, por apresentar um grau de detalhamento do processo razoavelmente grande, permite que se efetuem estudos dedicados à análise dos equipamentos de controle com precisão bastante boa. Se por um lado, o modelo IV possibilita a análise do processo com maior grau de detalhamento e fidelidade ao processo físico, o modelo II, embora não se mostre tão acurado quanto o primeiro, permite análises

rápidas fornecendo meios simples de entendimento global do processo. O uso dos modelos linearizados permite, ao analista, a utilização de todo o manancial de métodos disponíveis na teoria clássica de sistemas de controle, estabelecendo uma base segura para os estudos de definição de ajustes. O algoritmo de Fadeev-Leverrier, para obtenção da matriz de transferência do processo, é uma maneira rápida e elegante de adaptar os modelos linearizados, tratados sob a forma de equações de estado, à forma exigida pela teoria clássica de sistemas de controle.

No aspecto da identificação de geradores síncronos, grande ênfase é dada aos ensaios baseados em rejeição de carga. Tais ensaios combinam um alto grau de facilidade de implementação com uma grande riqueza de informações obtidas. A realização de ensaios, em geradores já em operação, é problemática. Por motivos óbvios, ensaios que necessitam de grande tempo de parada das máquinas são bastante difíceis de justificar, assim como ensaios que colocam em risco a integridade das máquinas, como o de curto-circuito brusco (principalmente se o prazo de garantia expirou). Desta forma a opção do autor por ensaios de rejeição de carga se justifica. A identificação de geradores enfoca uma estrutura fixa do processo com parâmetros a determinar. Considera-se que, para cada ensaio, os parâmetros não variam. Deve-se ter em mente, contudo, que os parâmetros obtidos apresentam um certo grau de incerteza para outras condições de trabalho da máquina que não aquelas dos ensaios. De fato, grandezas como a temperatura, campo magnético de operação, etc., afetam de maneira pesada os parâmetros.

A tendência crescente de utilização de microprocessadores, no controle e identificação de processos, força a necessi-

dade de se desenvolver algoritmos para tanto. O enfoque do modelo de referência, pela garantia de estabilidade global e assintótica e pela aplicabilidade na presença de ruído com baixo erro de predição paramétrica, mostra-se bastante atrativo para este tipo de aplicação.

O sistema de excitação apresentado no capítulo 4, serve de referência para os estudos de ajuste, e inclui a modelagem de alguns dispositivos que não são usualmente representados em estudos de estabilidade. Tais dispositivos influenciam de maneira significativa o desempenho do sistema de excitação. O compensador de corrente reativa, por exemplo, está permanentemente ativo e altera substancialmente o estado permanente de operação da máquina. O limitador de sub-excitação, por sua vez, age em oposição à malha principal de controle de tensão, em região abrangida pela curva de capacidade do gerador. O conhecimento físico do sistema de excitação, ratificado por ensaios de identificação, permite ao analista sugerir modificações ou propor reajustes com base bastante segura. Nos sistemas sintetizados a partir de componentes eletrônicos (a totalidade dos sistemas de excitação estática), é possível otimizar bastante a tarefa de obtenção de modelos, com a simples análise em escritório, utilizando técnicas elementares da teoria de circuitos elétricos passivos e ativos.

A questão dos ajustes do sistema de excitação é abordada a partir de uma estratégia simples: a de diferenciar as várias situações operacionais, estabelecendo a modelagem em função dos dispositivos que, em cada caso, intervêm. O tratamento linear, agilizado com o uso do algoritmo de Fadeev-Leverrier, é complementado com estudos de simulação. O processo de ajuste

passa por uma primeira estimativa através da análise linear, sofrendo posterior refinamento, através de simulações. Os ajustes finais são obtidos após ensaios de campo. O procedimento de análise sugerido fornece base segura para tanto.

O uso do estabilizador de sistema de potência atinge sucesso quando bem adequado a cada instalação. Desta forma, ênfase deve ser dada a restrições de caráter operacional. O uso de estabilizadores derivados da potência de aceleração, sintetizada a partir da potência elétrica e velocidade ou frequência, resolve a maior parte dos problemas associados a usinas hidrelétricas, tais como: interação com modos lentos associados ao controle de velocidade; propagação das oscilações de pressão devidas ao regime turbulento da sucção; variação excessiva de carga reativa em tomadas de carga ativa. Os esquemas de bloqueio e reconexão devem ser adequados a cada instalação. Neste aspecto, o esquema proposto no capítulo 5 se mostra bastante flexível, ou seja, capaz de acomodar necessidades de várias instalações pelo simples reajuste de parâmetros.

A análise linear, para sistemas multi-máquinas, permite avaliar a adequação dos ajustes efetuados em campo para os estabilizadores de cada instalação. De fato, não é difícil avaliar no campo, a eficiência do estabilizador na ação de amortecer o modo local. Modos de frequência mais baixa, como os modos inter-área, são raramente estimulados em ensaios de campo, ficando assim, difícil de julgar se o estabilizador se mostra eficiente nestes casos. A solução que normalmente se adota, de tentar alinhar os desvios de tensão terminal com os desvios de velocidade, é de bom senso. Contudo não se pode, a priori, afirmar que é a mais eficiente (por exemplo, pode-se concluir,

pela análise linear, que é conveniente acrescentar, para uma da da frequência, um pouco de torque de sincronismo). Pelo exposto conclui-se que a análise através de métodos lineares, constitui-se de grande valia para um melhor entendimento do problema de coordenação de ajustes de estabilizadores.

O controle amostrado avança intensamente na ocupação dos espaços ocupados pelo controle contínuo devido às grandes facilidades que oferece. Para o controle da excitação apresentam-se algoritmos de transdução, controle e limitação baseados em técnicas de sistemas amostrados. Os algoritmos são bastante simples, havendo recursos tecnológicos suficientes para a sua implementação. Estimam-se que, a curto prazo, sistemas de excitação totalmente baseados em microprocessadores já sejam comercializados. A flexibilidade, característica primordial de tais sistemas, deve ser um ponto a explorar. Torna-se atraente a possibilidade de reconfigurar leis de controle sem a necessidade de efetuar modificações físicas.

Outro aspecto relevante, no problema do controle da excitação, diz respeito à estratégia que deve ser adotada para o devido acompanhamento da operação de tais equipamentos. Como os estudos de estabilidade são onerosos e de implementação não muito simples, sugere-se adotar procedimentos para que a análise dos sistemas de controle da excitação se faça junto à análise dos casos de estabilidade oriundos dos estudos rotineiros. Para tanto, há necessidade de efetuar modelagens que sejam bastante fiéis aos sistemas físicos. Como a massa de dados advinda dos estudos de estabilidade é grande, há necessidade de estabelecer mecanismos para a conveniente organização destes dados. Tais procedimentos propiciam uma diminuição do esforço computa-

cional além de manter o analista dos sistemas de controle a par dos problemas inerentes ao sistema de potência.

Como sugestões para futuros trabalhos, os seguintes temas são propostos:

- a) Concepção de um ambiente computacional, ou seja, um pacote de programas integrados, orientado para estudos de equipamentos de controle de tensão, incluindo programas para as tarefas de identificação de geradores, obtenção de parâmetros de modelos incrementais, simulação de sistemas não-lineares, traçado de diagramas de Bode e lugar das raízes, e outros necessários para ajuda ao trabalho;
- b) Análise mais profunda da influência da temperatura sobre os parâmetros de geradores;
- c) Desenvolvimento de técnicas de identificação de geradores baseadas na observação das variáveis em regime normal de operação;
- d) Implementação de dispositivos baseados em microprocessadores, tanto para instrumentação, como para identificação e controle;
- e) Pesquisa sobre coordenação de estabilização suplementar;
- f) Adequação dos métodos aqui propostos para aplicação em usinas termelétricas;
- g) Aperfeiçoamento das metodologias aqui propostas, com o uso de técnicas de controle moderno.

APENDICE A

MODELOS II E IV - EQUAÇÕES E LINEARIZAÇÃO

A.1 - Modelos não-lineares

A.1.1 - Modelo II

Do diagrama fasorial do modelo II, pode-se escrever:

$$i_q = \frac{E^\infty \sin(\delta)}{(x_q + x_e)} \quad (\text{A.1})$$

$$I_d = \frac{E'q - E^\infty \cos(\delta)}{(x'd + x_e)} \quad (\text{A.2})$$

$$E_q = E'q + i_d(x_q - x'd) \quad (\text{A.3})$$

$$EI = E'q + i_d(x_d - x'd) + A_{ge} B_g(E'q - 0,8) \quad (\text{A.4})$$

$$P_e = E_q i_q \quad (\text{A.5})$$

$$V_t = ((E_q - i_d x_q)^2 + (i_q x_q)^2)^{1/2} \quad (\text{A.6})$$

$$I_r = P_e / V_t \quad (\text{A.7})$$

$$I_x = \frac{V_t - (E_q^2 - (I_r x_q)^2)^{1/2}}{x_q} \quad (\text{A.8})$$

As equações dinâmicas que complementam o modelo são:

$$\frac{dE'q}{dt} = \frac{(E_{fd} - EI)}{T'do} \quad (\text{0.9})$$

$$\frac{d\Delta w}{dt} = \frac{(P_m - P_e - D\Delta w)}{M} \quad (\text{A.10})$$

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

A.1.2 - Modelo IV.

Para o modelo IV, partindo do diagrama fasorial, pode-se escrever:

$$i_q = \frac{\Psi''_q + E^\infty \sin(\delta)}{(x''_d + x_e)} \quad (\text{A.12})$$

$$i_d = \frac{\Psi''_d - E^\infty \cos(\delta)}{(x''_d + x_e)} \quad (\text{A.13})$$

$$\Psi''_d = \frac{E'_q(x''_d - x_l) + \Psi_{kd}(x'_d - x''_d)}{(x'_d - x_l)} \quad (\text{A.14})$$

$$EI = E'_q \left[1 + \frac{(x'_d - x''_d)(x_d - x'_d)}{(x'_d - x_l)^2} \right] - \Psi_{kd} \frac{(x'_d - x''_d)(x_d - x'_d)}{(x'_d - x_l)^2} + \frac{i_d(x''_d - x_l)(x_d - x'_d)}{(x'_d - x_l)} + A_{ge} B_g (E'_q - 0,8) \quad (\text{A.15})$$

$$P_e = \frac{\Psi''_d E^\infty \sin(\delta) + \Psi''_q E^\infty \cos(\delta)}{(x''_d + x_e)} \quad (\text{A.16})$$

$$V_t = ((\Psi''_d - i_d x''_d)^2 + (\Psi''_q - i_q x''_d)^2)^{1/2} \quad (\text{A.17})$$

$$I_r = P_e / V_t \quad (\text{A.18})$$

$$I_x = \frac{Vt - (\Psi''d^2 + \Psi''q^2 - (Irx''d)^2)^{1/2}}{x''d} \quad (\text{A.19})$$

As equações dinâmicas que complementam o modelo são:

$$\frac{dE'q}{dt} = \frac{(Efd - EI)}{T'do} \quad (\text{A.20})$$

$$\frac{d\Psi kd}{dt} = \frac{E'q - id(x'd - xl) - \Psi kd}{T''do} \quad (\text{A.21})$$

$$\frac{d\Psi''q}{dt} = \frac{\Psi''q + iq(xq - x''d)}{T''qo} \quad (\text{A.22})$$

$$\frac{d\Delta w}{dt} = \frac{Pm - Pe - D\Delta w}{M} \quad (\text{A.23})$$

$$\frac{d\delta}{dt} = 377\Delta w \quad (\text{A.24})$$

A.2 - Modelos linearizados

A.2.1 - Heffron-Phillips expandido

Para efetuar a linearização torna-se necessário explicitar as derivadas das variáveis de estado e as variáveis de saída, como função das variáveis de estado e das entradas. Desta forma, tem-se:

$$\frac{dE'q}{dt} = \frac{1}{T'do} \left[Efd - \frac{E'q(xe + xd) + E\infty \cos(\delta)(xd - x'd)}{(xe + x'd)} - A_{ge} B_g(E'q - 0,8) \right] \quad (\text{A.25})$$

$$\frac{d\Delta w}{dt} = \frac{1}{M} \left\{ P_m - D\Delta w - \left[\frac{E'q(xe + xq) - E^\infty \cos(\delta)(xq - x'd)}{(xe + x'd)(xq + xe)} \right] E^\infty \sin(\delta) \right\} \quad (A.26)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = 377\Delta w \quad (A.27)$$

$$P_e = \left[\frac{E'q(xe + xq) - E^\infty \cos(\delta)(xq - x'd)}{(xe + x'd)(xq + xe)} \right] E^\infty \sin(\delta) \quad (A.28)$$

$$V_t = \left\{ \left[\frac{E \sin(\delta) xq}{(xq + xe)} \right]^2 + \left[\frac{E'qxe + E^\infty \cos(\delta) x'd}{(xe + x'd)} \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (A.29)$$

$$I_r = P_e / V_t \quad (A.30)$$

$$I_x = \frac{V_t}{xq} - \frac{1}{xq} \left\{ \left[\frac{E'q(xe + xq) - E^\infty \cos(\delta)(xq - x'd)}{(xe + x'd)} \right]^2 - (I_r xq)^2 \right\}^{1/2} \quad (A.31)$$

$$EI = T'do \frac{dE'q}{dt} + Efd \quad (A.32)$$

A.2.2 - Linearização do modelo IV

O procedimento é similar ao adotado na linearização do modelo II. As equações ficam:

$$\begin{aligned} \frac{dE'q}{dt} = \frac{1}{T'do} \left\{ Efd - E'q \left[1 + \frac{(xd - x'd)(x''d - xl)^2}{(x''d + xe)(x'd - xl)^2} + \frac{(xd - x'd)(x'd - x''d)}{(x'd - xl)^2} \right] + \right. \\ \left. \Psi kd \frac{(x'd - x''d)(xd - x'd)(xe + xl)}{(x''d + xe)(x'd - xl)^2} - \right. \\ \left. E^\infty \cos(\delta) \frac{(xl - x''d)(xd - x'd)}{(x''d + xe)(x'd - xl)} - A_{ge} B_g (E'q - 0,8) \right\} \quad (A.33) \end{aligned}$$

$$\frac{d\Psi_{kd}}{dt} = \frac{1}{T''do} \left[\frac{E'q(xe + xl) - \Psi_{kd}(xe + x'd) + E\infty \cos(\delta)(x'd - xl)}{(x''d + xe)} \right] \quad (A.34)$$

$$\frac{d\Psi''q}{dt} = \frac{-1}{T''qo} \left[\frac{\Psi''q(xe + xq) + E\infty \sin(\delta)(xq - x''d)}{(x''d + xe)} \right] \quad (A.35)$$

$$\frac{d\Delta w}{dt} = \frac{1}{M} \left[P_m - D\Delta w - \frac{\Psi''q E\infty \cos(\delta)}{(x''d + xe)} - \frac{\Psi_{kd} E\infty \sin(\delta)(x'd - x''d)}{(x'd - xl)(x''d + xe)} - \frac{E'q E\infty \sin(\delta)(x''d - xl)}{(x'd - xl)(x''d + xe)} \right] \quad (A.36)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = 377\Delta w \quad (A.37)$$

$$Vt = \frac{1}{(x''d + xe)} \left\{ (x''d E\infty)^2 + \left[xe \frac{\Psi_{kd}(x'd - x''d) + E'q(x''d - xl)}{(x'd - xl)} \right]^2 + (xe\Psi''q)^2 + 2xe x''d E\infty \left[\frac{\Psi_{kd}(x'd - x''d) + E'q(x''d - xl)}{(x'd - xl)} \cos(\delta) - \Psi''q \sin(\delta) \right] \right\}^{1/2} \quad (A.38)$$

$$Pe = \left[\frac{E'q(x''d - xl) + \Psi_{kd}(x'd - x''d)}{(x'd - xl)(x''d + xe)} \right] E\infty \sin(\delta) - \frac{\Psi''q E\infty \cos(\delta)}{(x''d + xe)} \quad (A.39)$$

$$Ir = Pe/Vt \quad (A.40)$$

$$Ix = \frac{Vt}{x''d} - \frac{1}{x''d} \left\{ \left[\frac{\Psi_{kd}(x'd - x''d) + E'q(x''d - xl)}{(x'd - xl)} \right]^2 + \Psi''q^2 - (Ir x''d)^2 \right\}^{1/2} \quad (A.41)$$

$$EI = -T'do \frac{dE'q}{dt} + Efd \quad (A.42)$$

APÊNDICE B

ALGORITMO DE FADEEV-LEVERRIER

Seja o sistema descrito pela equação de estado:

$$x(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (B.1)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (B.2)$$

A correspondente matriz de transferência do sistema pode ser obtida de:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (B.3)$$

A dificuldade maior para a obtenção de $G(s)$ reside no cálculo da inversa de $(sI - A)$. Tal inversa pode ser expressa como:

$$(sI - A)^{-1} = \text{Adj}(sI - A) / \det(sI - A) \quad (B.4)$$

O algoritmo de Fadeev-Leverrier permite a obtenção tanto da matriz adjunta quanto do determinante de $(sI - A)$. O algoritmo pode ser descrito nos seguintes passos:

P1) Seja n a ordem de A e E , I a matriz identidade de ordem n , e, ainda, $E_0 = I$;

P2) Constrói-se a seqüência de escalares e a seqüência de matrizes E_k da seguinte maneira:

$$a(k) = (-1/k) \text{traço}(AE_{k-1}) \quad (B.5)$$

$$E_k = AE_{k-1} + a(k)I \quad (B.6)$$

Sendo (B.5) e (B.6) expressões computadas para $k = 1$,

2, ... n.

P3) Finalmente, calcula-se:

$$\det(sI - A) = s^n + a(1)s^{n-1} + a(2)s^{n-2} + \dots + a(n-1)s + a(n) \quad (\text{B.7})$$

$$\text{Adj}(sI - A) = s^{n-1}E_0 + s^{n-2}E_1 + \dots + sE_{n-2} + E_{n-1} \quad (\text{B.8})$$

com $E_n = (0)$.

APÊNDICE C

DESCRIÇÃO FUNCIONAL DO SISTEMA DE EXCITAÇÃO

C.1 - Estágio de potência

A Figura C.1 apresenta o esquema elétrico do estágio de potência de um sistema de excitação estática a dois quadrantes. Tal configuração pode fornecer, ao campo do gerador, tensões positivas e negativas e correntes apenas positivas.

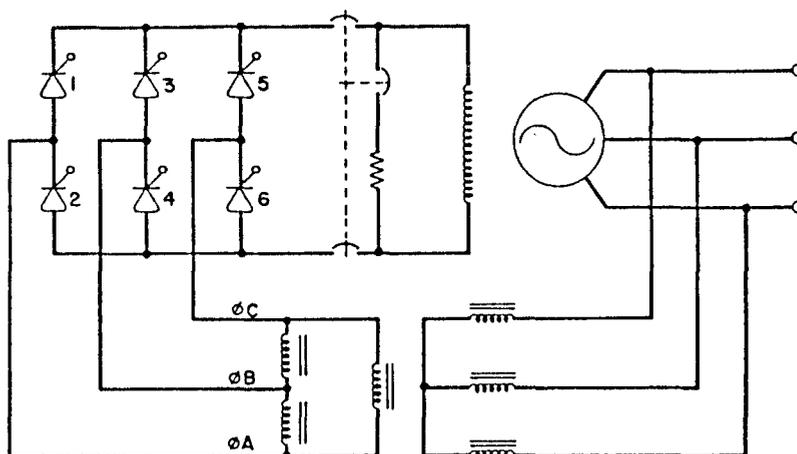


FIGURA C.1 - Esquema elétrico de excitação estática

Desprezar-se-á, na análise, as quedas de tensão no transformador de excitação e nos tiristores.

Os tiristores conduzem aos pares. Na seqüência direta, ABC, os pares que conduzem sucessivamente são: 1,4; 1,6; 3,6; 3,2; 5,2; 5,4. Os pares conduzem durante 60° elétricos. Cada tiristor conduz durante 120° elétricos.

A Figura C.2 apresenta a tensão de saída da ponte retificadora para uma variação do ângulo α , de retardo de condução, de 0° a 180° .

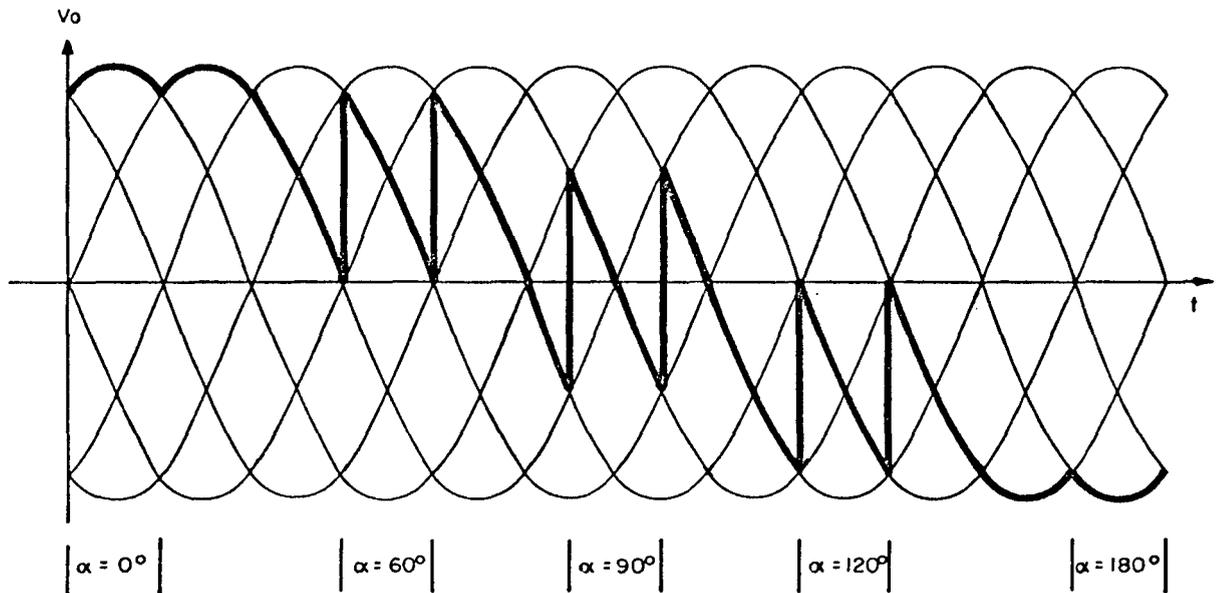


FIGURA C.2 - Tensão de saída da ponte retificadora

A tensão média, resultante da retificação, é calculada por:

$$\bar{V} = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} v\sqrt{2} \operatorname{sen}(wt) \, dwt = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V \cos(\alpha) \quad (\text{C.1})$$

Como o sistema é do tipo "bus-fed", vem que $V = k1Vt$,

logo:

$$E_{fd} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} (k1Vt) \cos(\alpha) \quad (\text{C.2})$$

A tensão que alimenta a ponte deve ser também informada ao circuito de comando de pulsos de gatilho, de maneira a que se possa ter sincronismo.

Para o caso específico da polarização cossenoidal, o si

nal CA de sincronismo guarda uma relação de 150° de atraso com a tensão do transformador de retificação.

A Figura C.3 apresenta as tensões de sincronismo para o tiristor 1 e a tensão AB.

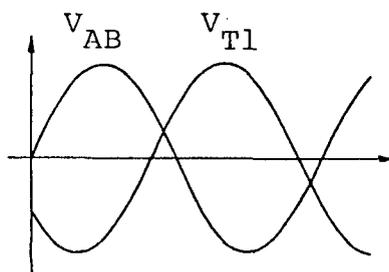


FIGURA C.3 - Tensões de sincronismo para o tiristor 1 e tensão AB

Para a definição do ângulo de retardo de condução, α , o circuito de comando executa a soma do sinal de sincronismo e do sinal de regulação, comparando esta soma com zero. Supondo, por exemplo, que o par 5,4 conduz (tensão entre as fases C e B) e que o tiristor 5 sairá de condução com a entrada do tiristor 1. Neste caso, tomando como referência de fase os 60° da tensão AB (Figura C.3), pode-se escrever, segundo a lei de disparo descrito, que:

$$V_{reg} - V_{sinc} \cos(\omega t) = 0 \quad (C.3)$$

Resolvendo (C.3) para ωt , vem:

$$\omega t = \alpha = \cos^{-1}(V_{reg}/V_{sinc}) \quad (C.4)$$

Como a tensão de sincronismo é também proporcional à tensão V_t , vem:

$$\alpha = \cos^{-1}(V_{reg}/(k_2 V_t)) \quad (C.5)$$

A tensão de campo, dentro dos limites teóricos de excursão do ângulo α , resulta:

$$E_{fd} = \frac{3\sqrt{2} (k_1 V_t)}{\pi (k_2 V_t)} V_{reg} = \frac{3\sqrt{2} k_1}{\pi k_2} V_{reg} \quad (C.6)$$

Pode-se observar que a tensão retificada guarda relação linear com a tensão de regulação e, dentro dos limites de excursão do ângulo α , independe de V_t .

O ângulo α pode, teoricamente, excursionar de 0° a 180° . Na prática, por problemas físicos dos tiristores, tal excursão é limitada.

O ângulo mínimo de retardo de condução, α_{ton} , é decorrente da necessidade de se ter a tensão, entre anodo e catodo, positiva no anodo para que o tiristor, após ter recebido pulsos de gatilho e havendo corrente mínima de condução, permaneça em condução. A 0° a tensão entre anodo e catodo é nula e, portanto, torna-se necessário retardar os pulsos de gatilho. Retardos de 5° a 15° , são usuais.

O ângulo máximo de retardo de condução, α_{toff} , é decorrente da necessidade de ter de se aplicar tensão reversa entre anodo e catodo e esperar que decorra um tempo para que a corrente no tiristor, após reversão de pequena monta, decaia até zero. Tal ângulo é usualmente de 145° a 165° em tiristores de grande porte.

O circuito de comando apresenta redes de lógica sequencial e combinacional dedicadas a executar a limitação do ângulo α nos limites previamente expostos.

Alguns sistemas de excitação possuem um circuito destinado a variar o ângulo α_{toff} de acordo com a corrente de campo.

Quanto maior a corrente de campo, menor α_{toff} . Tal variação é baseada no fato de que a saída de condução torna-se mais lenta a medida que a corrente aumenta de intensidade. Tal circuito, assim, otimiza o desempenho do retificador.

C.2 - Estágio de medição de tensão

A Figura C.4 apresenta um arranjo de transformadores auxiliares alimentados pelo transformador de potencial destinado à medição de tensão do gerador.

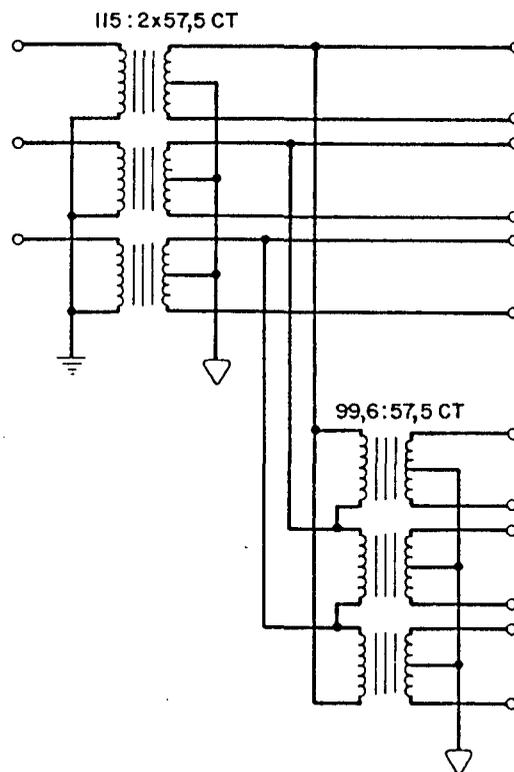


FIGURA C.4 - Arranjo de transformadores para medição de tensão

Tal arranjo permite a obtenção de doze tensões de mesma amplitude, defasadas de 30° , conforme apresentado no diagrama fasorial da Figura C.5.

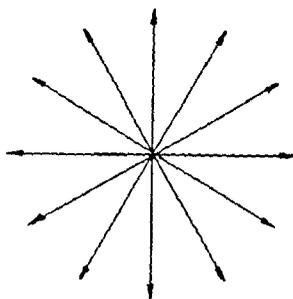


FIGURA C.5 - Diagrama fasorial das tensões de saída

A retificação destas tensões fornece uma tensão contínua cujo valor médio é dado por:

$$V = \frac{12}{2\pi} \int_{\frac{5\pi}{12}}^{\frac{7\pi}{12}} (kVt) \sqrt{2} \operatorname{sen}(wt) dwt = \frac{6(\sqrt{3}-1)\sqrt{2}}{\pi} (kVt) \quad (C.7)$$

Obtém-se, assim, uma tensão proporcional a V_t com baixíssimo "ripple", podendo-se, então, utilizar filtros com pequenas constantes de tempo. A transdução de tensão torna-se muito rápida.

A Figura C.6 apresenta o diagrama completo do transdutor de tensão.

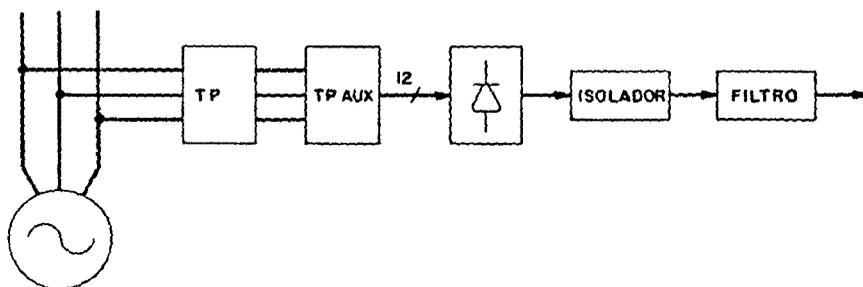


FIGURA C.6 - Diagrama do transdutor de tensão

O bloco de isolamento torna-se necessário para evitar

ligação direta do retificador com o filtro, o que acarretaria resposta dinâmica diferente para aumentos e diminuições da tensão.

C.3 - Transdutores de corrente ativa e reativa

Os transdutores de corrente ativa e reativa são necessários em dois dispositivos importantes do sistema de excitação: o compensador de corrente reativa e o limitador de sub-excitação.

A Figura C.7 apresenta um diagrama de blocos possível para o compensador de corrente reativa.

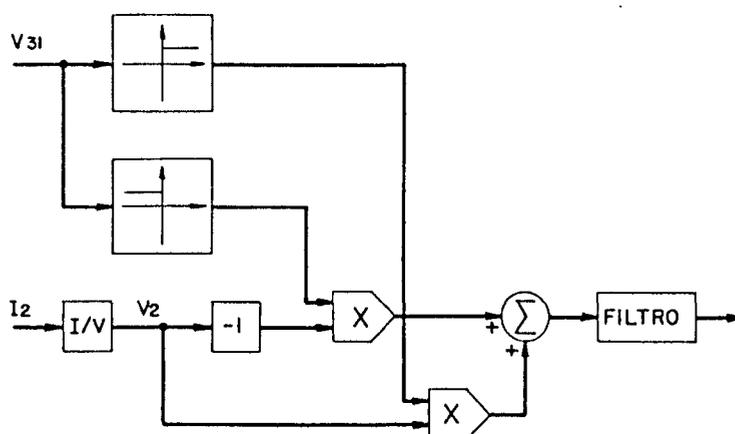


FIGURA C.7 - Diagrama do compensador de corrente reativa

A tensão entre as fases C e A, obtida do transformador de potencial principal, é aplicada a dois comparadores com zero. Em um deles, a saída é unitária para tensões positivas e no outro, para tensões negativas. A corrente da fase B, obtida de um transformador de corrente, é convertida para tensão e modulada em dois canais pelos dois comparadores conforme mostra a Figura C.7. Os dois sinais resultantes são somados e filtrados.

A Figura C.8 apresenta a saída do somador para a corrente da fase B com fator de potência nulo indutivo, unitário e nulo capacitivo.

O valor médio obtido, em função do fator de potência, é:

$$V = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_b \text{sen}(\theta) \quad (\text{C.8})$$

Onde o ângulo de carga, θ , foi tomado positivo para fator de potência em atraso.

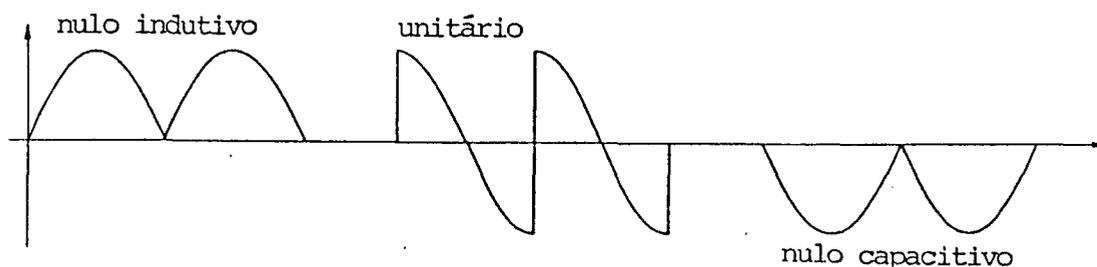


FIGURA C.8 - Saída do somador para vários fatores de potência

Obtém-se, então, um sinal proporcional à corrente reativa da unidade. O filtro aqui utilizado é do tipo passa-baixa, eliminando as componentes de 120 Hz e superiores. A frequência de corte do filtro é inferior a do filtro utilizado no transdutor de tensão, pela presença de primeira harmônica mais baixa (120 Hz ao invés de 720 Hz). Para utilização de filtros com banda de passagem mais larga, é necessário efetuar a transdução em três fases, ou seja: V_{ac} modulando I_b , V_{ba} modulando I_c e V_{cb} modulando I_a . A soma destes três sinais apresenta a primeira harmônica em 360 Hz permitindo a utilização de frequência de corte três vezes mais elevada.

Para a transdução de corrente ativa o procedimento é

similar. Neste caso, porém, a tensão que modula a corrente é da mesma fase, ou seja, V_a modula I_a , V_b modula I_b e V_c modula I_c .

Utilizando o mesmo diagrama de blocos da Figura C.7, apenas com a troca da tensão entre as fases C e A pela tensão da fase B, chega-se ao valor médio:

$$V = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_b \cos(\theta) \quad (C.9)$$

O sinal, aqui, passa a ser proporcional à corrente ativa do gerador. Os mesmos comentários efetuados sobre o filtro de saída são aqui válidos.

C.4 - Filtros, somadores e compensadores

Os filtros utilizados no sistema de excitação são, usualmente, ativos e sintetizados através de amplificadores operacionais. Tais filtros são largamente utilizados em projetos eletrônicos e devidamente analisados na literatura, motivo pelo qual entende-se desnecessário apresentar, aqui, um maior detalhamento. O mesmo raciocínio é aplicado aos compensadores e somadores, na sua totalidade sintetizados a partir de amplificadores operacionais.

C.5 - Dispositivos não-lineares

Tais dispositivos são utilizados no limitador de corrente de campo, limitador de sub-excitação e estabilizador de sistema de potência. São dispositivos que combinam amplificadores operacionais com redes a diodos.

A Figura C.9 apresenta o esquema elétrico de um destes dispositivos, com o correspondente diagrama de blocos.

Combinando a disposição dos diodos e um devido arranjo de amplificadores operacionais, obtém-se a característica desejada para cada dispositivo.

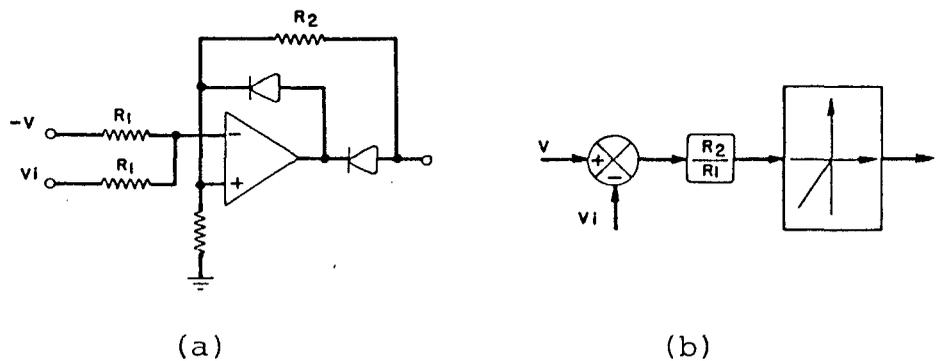


FIGURA C.9 - Dispositivo não-linear

a) Circuito elétrico; b) Diagrama de blocos

C.6 - Transdução da corrente de campo

A transdução da corrente de campo é usualmente obtida de duas maneiras: através de "shunt" resistivo ou através de transdutor magnético.

No caso da utilização de "shunt" tem-se como inconveniente a grande dissipação de potência e a necessidade de uso de um amplificador de isolamento galvânica elevada, visto que o campo apresenta massa flutuante.

O transdutor magnético, por sua vez, apresenta naturalmente, isolamento galvânica e baixa dissipação, necessitando apenas um filtro para retirar picos no sinal provocados pelas entradas das bobinas em saturação.

A Figura C.10 apresenta um diagrama elementar de trans

dutor de corrente de campo à saturação magnética.

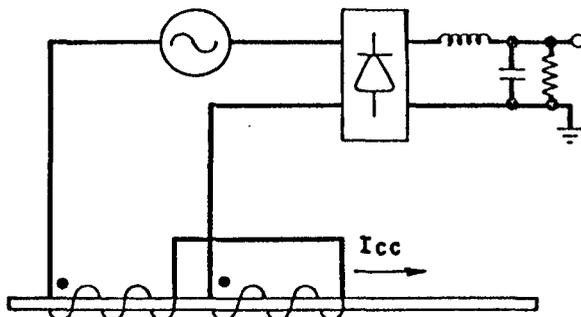


FIGURA C.10 - Transdutor magnético de corrente de campo

C.7 - Estabilizador de sistema de potência

O estabilizador de sistema de potência pode ser dividido em três estágios: o de síntese ou transdução da variável que serve de estímulo, o estágio que compreende os compensadores e filtros que formam a sua função de transferência e o estágio de saída, que compreende o limitador ajustável e a rede de bloqueio e reconexão automática.

O estágio de entrada é, normalmente, um transdutor ou uma combinação linear, com características dinâmicas próprias, dos sinais de dois ou mais transdutores. Como exemplo, pode-se citar o estabilizador derivado da potência de aceleração. Este, pode ser obtido da potência elétrica e frequência, da potência elétrica e da velocidade e da potência elétrica e abertura do distribuidor. Os próprios sinais de frequência e potência são obtidos das saídas dos transformadores de potencial e corrente.

A potência elétrica pode ser obtida de várias maneiras. A mais comum é através da soma dos produto das tensões e cor-

rentes de cada fase, ou seja:

$$P_e = k (V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c) \quad (C.10)$$

A frequência também pode ser obtida das tensões do transformador de potencial principal. O procedimento mais usual é o seguinte: as tensões das três fases alimentam três circuitos eletrônicos que geram pulsos da mesma largura a cada cruzamento por zero da tensão. Os três sinais são somados gerando um sinal de frequência 360 Hz. Como a largura do pulso é fixa, o valor médio do sinal resultante irá variar de maneira proporcional à frequência dos sinais de entrada. Para obter-se um sinal limpo de harmônicas utiliza-se um filtro passa-baixa. Se, ao invés de se utilizar apenas os sinais de tensão, se utilizar combinações adequadas de tensão e corrente, pode-se, inclusive, obter a frequência de um ponto que não o barramento terminal do gerador. Por ajuste conveniente da influência de corrente, pode-se sintetizar a própria velocidade da máquina ou a frequência do barramento de alta tensão.

Enfim, há uma infinidade de maneiras de gerar os sinais para estimular o estabilizador de sistema de potência. Derivar tais sinais a partir dos transformadores de potencial e corrente é desejável, pois eles já são usualmente disponíveis no cubículo da excitação evitando-se, assim, a utilização de sinais de outros cubículos que, normalmente, apresentam potencial de massa diferente, distância considerável do cubículo da excitação com os problemas inerentes à transmissão, isolamento, etc..

O estágio intermediário de filtros e compensadores, é todo implementado com amplificadores operacionais e, pelos motivos anteriormente citados na seção C.4, não será detalhado.

O estágio de saída é constituído pelo limitador ajustável, cuja síntese é baseada em amplificadores operacionais e diodos, e pela rede de bloqueio e reconexão. Tal rede é constituída de comparadores que estabelecem níveis lógicos para a indicação de alguma violação de operação. Os sinais provenientes dos comparadores, acrescidos de sinais lógicos advindos dos circuitos de comando da unidade geradora, alimentam uma rede lógica que executa uma equação booleana que tem como resultado a permissão de operação, ou não, do estabilizador. O sinal de bloqueio age sobre a saída do estabilizador desligando-o do somador principal do regulador de tensão através de contato de relé.

A reconexão é efetuada pela mesma rede, obedecendo uma lógica previamente definida. O estabilizador, por exemplo, se foi desligado por sobretensão, só poderá ser religado se a sobretensão desvanecer e se sua própria saída possuir sinal no sentido de diminuir a tensão.

A Figura C.11 apresenta o diagrama do circuito eletrônico de bloqueio e reconexão implementado na usina de Itaúba.

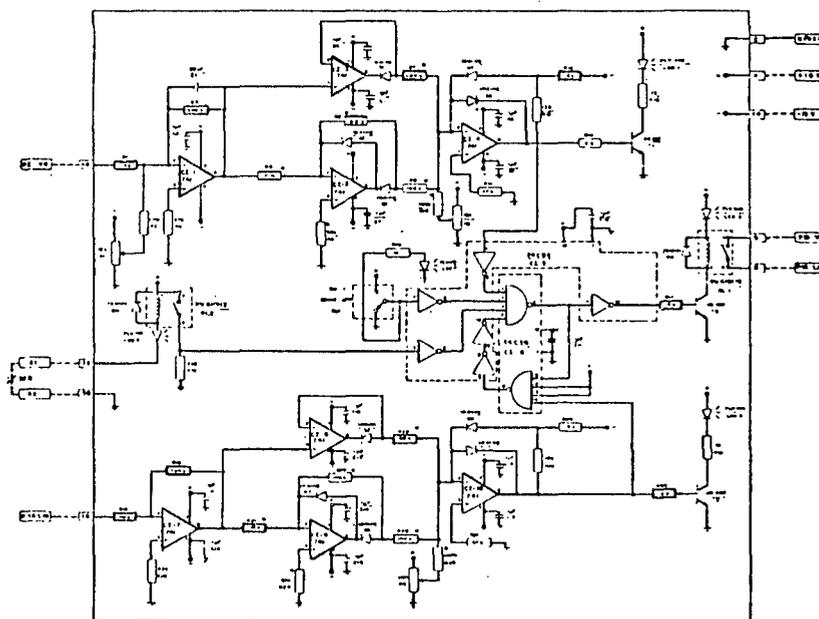


FIGURA C.11 - Esquema de bloqueio e reconexão

APÊNDICE D

ALGORITMOS DE TRANSDUÇÃO

D.1 - Tensões e correntes

Para as tensões e correntes trifásicas são consideradas as expressões que seguem:

$$V_a = V_l \cos(\omega t) \quad (D.1)$$

$$V_b = (V_l + \Delta V_b) \cos(\omega t - 120^\circ + \theta_b) \quad (D.2)$$

$$V_c = (V_l + \Delta V_c) \cos(\omega t + 120^\circ + \theta_c) \quad (D.3)$$

$$I_a = I_l \cos(\omega t - \theta_{ia}) \quad (D.4)$$

$$I_b = (I_l + \Delta I_b) \cos(\omega t - 120^\circ - \theta_{ib}) \quad (D.5)$$

$$I_c = (I_l + \Delta I_c) \cos(\omega t + 120^\circ - \theta_{ic}) \quad (D.6)$$

Considera-se que as grandezas V_l , ΔV_b , ΔV_c , I_l , ΔI_b , ΔI_c , θ_b , θ_c , θ_{ia} , θ_{ib} e θ_{ic} não variam significativamente entre dois períodos de amostragem.

D.2 - Tensão terminal

O algoritmo proposto é o seguinte:

$$V(k) = \{(V_a(k)^2 + V_b(k)^2 + V_c(k)^2 + V_a(k-1)^2 + V_b(k-1)^2 + V_c(k-1)^2)/3\}^{1/2}$$

Chamando de:

$$\alpha = \cos(\theta_b) \quad (D.8)$$

$$\gamma = \sin(\theta_b) \quad (D.9)$$

$$\beta = \cos(\theta_c) \quad (D.10)$$

$$\Psi = \text{sen} (\theta c) \quad (\text{D.11})$$

Utilizando conceitos de trigonometria elementar, pode-se escrever:

$$V_a^2 = V_l^2 \cos^2 (wt) \quad (\text{D.12})$$

$$V_b^2 = (V_i + \Delta V_b)^2 \left((-\alpha/2 + \gamma\sqrt{3}/2) \cos (wt) + (\alpha\sqrt{3}/2 + \gamma/2) \text{sen} (wt) \right)^2 \quad (\text{D.13})$$

$$V_c^2 = (V_i + \Delta V_c)^2 \left((-\beta/2 - \Psi\sqrt{3}/2) \cos (wt) - (\beta\sqrt{3}/2 - \Psi/2) \text{sen} (wt) \right)^2 \quad (\text{D.14})$$

Utilizando, novamente, conceitos de trigonometria, e levando em conta que o período de amostragem, $T = \pi/(2w)$, resulta:

$$V_a(k)^2 + V_a(k-1)^2 = V_l^2 \quad (\text{D.15})$$

$$V_b(k)^2 + V_b(k-1)^2 = (V_l + \Delta V_b)^2 \left((\alpha - \gamma\sqrt{3})^2 + (\alpha\sqrt{3} + \gamma)^2 \right) / 4 \quad (\text{D.16})$$

$$V_c(k)^2 + V_c(k-1)^2 = (V_l + \Delta V_c)^2 \left((\beta + \Psi\sqrt{3})^2 + (\beta\sqrt{3} - \Psi)^2 \right) / 4 \quad (\text{D.17})$$

Utilizando-se (D.8), (D.9), (D.10) e (D.11), pode-se demonstrar que:

$$\left((\alpha - \gamma\sqrt{3})^2 + (\alpha\sqrt{3} + \gamma)^2 \right) / 4 = 1 \quad (\text{D.18})$$

$$\left((\beta + \Psi\sqrt{3})^2 + (\beta\sqrt{3} - \Psi)^2 \right) / 4 = 1 \quad (\text{D.19})$$

Logo, pode-se escrever:

$$V_t = \left\{ (V_l^2 + (V_l + \Delta V_b)^2 + (V_l + \Delta V_c)^2) / 3 \right\}^{1/2} \quad (\text{D.20})$$

D.3 - Potência elétrica

O algoritmo proposto é o seguinte:

$$P_e(k) = V_a(k)I_a(k) + V_b(k)I_a(k) + V_c(k)I_c(k) + V_a(k-1)I_a(k-1) + \\ V_b(k-1)I_b(k-1) + V_c(k-1)I_c(k-1) \quad (D.21)$$

Sejam as seguintes variáveis:

$$V_v = X \cos(wt - \theta) \quad (D.22)$$

$$V_i = Y \cos(wt - \phi) \quad (D.23)$$

O produto $V_v V_i$, vale:

$$XY \cos(wt - \theta) \cos(wt - \phi) = \frac{XY}{2} [\cos(\theta - \phi) + \cos(\theta + \phi) \cos(2wt) + \\ \sin(\theta + \phi) \sin(2wt)] \quad (D.24)$$

Fazendo a soma dos produtos avaliados em t e $t+T$, resulta:

$$V_v(t)V_i(t) + V_v(t+T)V_i(t+T) = XY \cos(\theta - \phi) \quad (D.25)$$

Pode-se utilizar (D.25) para realizar os cálculos fase por fase e, assim:

$$V_a(k)I_a(k) + V_a(k-1)I_a(k-1) = V_l I_l \cos(\theta_{ia}) \quad (D.26)$$

$$V_b(k)I_b(k) + V_b(k-1)I_b(k-1) = (V_l + \Delta V_b)(I_l + \Delta I_b) \cos(\theta_b + \theta_{ib}) \quad (D.27)$$

$$V_c(k)I_c(k) + V_c(k-1)I_c(k-1) = (V_l + \Delta V_c)(I_l + \Delta I_c) \cos(\theta_c + \theta_{ic}) \quad (D.28)$$

D.4 - Potência reativa

O algoritmo proposto é o seguinte:

$$Q(k) = V_a(k)I_a(k-1) - V_a(k-1)I_a(k) + V_b(k)I_b(k-1) - \\ V_b(k-1)I_b(k) + V_c(k)I_c(k-1) - V_c(k-1)I_c(k) \quad (D.29)$$

Utilizando as variáveis apresentadas em D.2 (D.22) e (D.23), pode-se escrever:

$$V_v(k) V_i(k-1) = -\frac{XY}{2} (\text{sen}(\theta - \phi) - \text{sen}(\theta + \phi) \cos(2\omega t) + \cos(\theta + \phi) \text{sen}(2\omega t)) \quad (\text{D.30})$$

$$V_v(k-1) V_i(k) = -\frac{XY}{2} (\text{sen}(\theta - \phi) - \text{sen}(\phi + \theta) \cos(2\omega t) + \cos(\phi + \theta) \text{sen}(2\omega t)) \quad (\text{D.31})$$

Calculando a diferença, resulta:

$$V_v(k) V_i(k-1) - V_v(k-1) V_i(k) = -XY \text{sen}(\theta - \phi) \quad (\text{D.32})$$

Utilizando (D.32), resolve-se (D.29) fase por fase, resultando em:

$$V_a(k) I_a(k-1) - V_a(k-1) I_a(k) = -V_l I_l \text{sen}(\theta_{ia}) \quad (\text{D.33})$$

$$V_b(k) I_b(k-1) - V_b(k-1) I_b(k) = - (V_l + \Delta V_b) (I_l + \Delta i_b) \text{sen}(\theta_b + \theta_{ib}) \quad (\text{D.34})$$

$$V_c(k) I_c(k-1) - V_c(k-1) I_c(k) = - (V_l + \Delta V_c) (I_l + \Delta i_c) \text{sen}(\theta_c + \theta_{ic}) \quad (\text{D.35})$$

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- (1) ARCIDIACONO, V.; FERRARI, E.; MARCONATO, R.; GHALI, J. D.; GRANDEZ, D., Evaluation and Improvement of Electromechanical Oscillation Damping by Means of Eigenvalue Eigenvector Analysis - Practical Results in the Central Peru Power System, *IEEE Transactions on PAS*, 99(2): 769-778, Março/Abril de 1980.
- (2) ABNT, *Máquinas Síncronas - Métodos de Ensaio*, Norma MB-470, 1977.
- (3) BARBI, I., *Eletrônica de Potência*, Editora da UFSC, Florianópolis, 1986.
- (4) BROWN BOVERI, *Presidente Médici - Fase B - Static Excitation System - Type UNITROL*, BBC, 1978.
- (5) CANADIAN GENERAL ELECTRIC, *Silcomatic Static Exciter and Voltage Regulator - Instruction Manual*, CGE, Junho de 1977.
- (6) CESI, *Identificação do Regulador de Tensão do grupo 4 de Usina Hidrelétrica do Jacuã*, São Paulo, 1975.
- (7) CHANG, A. & ADIBI, M.M., Power System Dynamic Equivalents, *IEEE Transactions on PAS*, 89(8): 1737-1743, Novembro/Dezembro de 1970.
- (8) CHEN, C.F. & HAAS, I.J., *Elements of Control Systems Analysis - Classical and Modern Approach*, Prentice-Hall, 1968.
- (9) CHEN, C.T. *Introduction to Linear System Theory*, Holt, Rinehart and Winston, 1970.
- (10) COULTES, M.E. & WATSON, W., Synchronous Machine Models by Standstill Frequency Response Tests, *IEEE Transactions on PAS*, 100(4): 1480-1489, Abril de 1981.

- (11) CONCORDIA, C., Discussão em Determination of Synchronous Machine Electrical Characteristics by Tests, *IEEE Transactions on PAS*, 102(12): 3810-3815, Dezembro de 1983.
- (12) CZUBA, J.S.; HANNET, L.N.; WILLIS, J.R., *Implementation of Power System Stabilizer at The Sudington Pumped Storage Plant*, IEEE PES Summer Meeting, Vancouver 1985.
- (13) DANDENO, P.L. & PORAY, A.T., Development of Detailed Turbo-generator Equivalent Circuits from Standstill Frequency Response Measurements, *IEEE Transactions on PAS*, 100(4): 1646-1655, Abril de 1981.
- (14) DANDENO, P.L.; KARAS, A.W.; MCCLYMONT, K.R.; WATSON, W., Effect of High-Speed Rectifier Excitation Systems on Generator Stability Limits, *IEEE Transactions on PAS*, 87(1): 190-201, Janeiro de 1968.
- (15) D'AZZO, J.J. & HOUPIS, C.H., *Análise e Projeto de Sistemas de Controle Lineares*, 2ª ed., Rio de Janeiro, Guanabara Dois, 1984.
- (16) DE MELLO, F.P. & CONCORDIA, C., Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control, *IEEE Transactions on PAS*, 88(4): 316-331, 1969.
- (17) DE MELLO, F.P.; HANNET, L.N.; PARKINSON, D.W.; CZUBA, J.S., A Power System Stabilizer Design Using Digital Control, *IEEE Transactions on PAS*, 101(8): 2860-2868, Agosto de 1982.
- (18) DE MELLO, F.P.; NOLAN, P.J.; LASKOWSKI, T.F.; UNDRIL, J.M., Coordinated Application of Stabilizers in Multimachine Power Systems, *IEEE Transactions on PAS*, 99(3): 892-901, Maio/Junho de 1980.

- (19) DE MELLO, F.P. & HANNET, L.H., Determination of Synchronous Machine Electrical Characteristics by Tests, *IEEE Transactions on PAS*, 102(12): 3810-3815, Dezembro de 1983.
- (20) DE MELLO, F.P. & RIBEIRO, J.R., Derivation of Synchronous Machine Parameters from Tests, *IEEE Transactions on PAS*, 96(4): 1211-1218, Julho/Agosto de 1977.
- (21) DE MELLO, F.P., *Electrical Machine Dynamics I - Course Notes*, PTI, Schenectady, New York, 1971.
- (22) DE MELLO, F.P. *Guidelines for Interpretation of Stability Swing Curves*, PTI, Novembro de 1977.
- (23) DE MELLO, F.P.; HANNET, L.H.; UNDRIL, J.M., Practical Approaches to Supplementary Stabilizing from Accelerating Power, *IEEE Transactions on PAS*, 95(5): 1515-1522, 1978.
- (24) DE MELLO, F.P. & HANNET, L.H., Validation of Synchronous Machine Models and Derivation of Models Parameters from Tests, *IEEE Transactions on PAS*, 100(2): 662-672, Fevereiro de 1981.
- (25) DE MELLO, F.P. & LASKOWSKI, T.F., Concepts of Power System Dynamic Stability, *IEEE Transactions on PAS*, 94(3):827-833, Maio/Junho de 1975.
- (26) DE MELLO, F.P.; LEUZINGER, L.M.; MILLS, R.J., *Load Rejection Overvoltages as Affected by Excitation System Control*, IEEE PES Summer Meeting, Anaheim, California, Julho de 1974.
- (27) EILTS, L.E., *Power System Stabilizers, Theoretical Basis and Practical Experience*, Panel Discussion on "Dynamic Stability in the Western Interconnected Power System", Anaheim, Julho de 1974.

- (28) FIGUEIREDO, E.; DE MELLO, F.P.; MOUNTFORD, J.D.; PEDROSO, A.; RIBEIRO, J., *Estabilidade Dinâmica de Sistemas com Carga Remota*, IV SNPTEE, Rio de Janeiro, 1977.
- (29) FLEMING, R.J.; MOHAN, M.A.; PARVATHAN, K., Selection of Parameters of Stabilizers in Multimachine Power Systems, *IEEE Transactions on PAS*, 100(5): 2329-2333, Maio de 1981.
- (30) FLORES, J.C.; BUCKLEY, G.W.; MCPHERSON Jr, G., The effects of Saturation on the Armature Leakage Reactance of Large Synchronous Machines, *IEEE Transactions on PAS*, 103(3):593-600, Março de 1984.
- (31) GEYGER, W.A., *Magnetic Amplifier Circuits - Basic Principles Characteristics and Applications*, 1ª ed., McGraw-Hill Book Company, 1954.
- (32) GCOI/GTEE, *Programa TRANSDIR - Manual do Usuário Versão 3.4*, Abril de 1986.
- (33) GCOI/GTEE, *Programa AUTOVAL - Manual do Usuário*, 1986.
- (34) GOOI, M.B.; HILL, E.F.; MOBORAK, M.A, THORNE, D.M.; LEE, T.M., Coordinated Multimachine Stabilizer Settings Without Eigenvalue Drift, *IEEE Transactions on PAS*, 100(8): 3879-3887, Agosto de 1981.
- (35) HORN, H., *Adaptive Voltage and Damping Control of Hydroelectric Generators*, CIGRE, Comitê de estudos 32, Rio de Janeiro, 1981.
- (36) IEC, *Recommendations for Rotating Electrical Machinery - Part 4: Methods for determining Synchronous Machine Quantities from Tests*, 1ª ed., 1967.

- (37) IEEE WORKING GROUP ON COMPUTER MODELLING OF EXCITATION SYSTEMS, Excitation System Models for Power System Stability Studies, *IEEE Transactions on PAS*, 100(2): 494-509, Fevereiro de 1981.
- (38) IEEE, *Test Procedures for Synchronous Machines*, IEEE, New York, 1965.
- (39) IEEE JOINT WORKING GROUP ON DETERMINATION OF SYNCHRONOUS MACHINE STABILITY CONSTANTS - TASK FORCE ON DEFINITIONS, Supplementary Definitions and Associated Test Methods for Obtaining Parameters for Synchronous Machine Stability Study Simulations, *IEEE Transactions on PAS*, 99(4): 1625-1633, Julho/Agosto de 1980.
- (40) ILC DATA DEVICE CORPORATION, *DDC Short Form Catalog*, Bohemia, New York, 1981.
- (41) ILC DATA DEVICE CORPORATION, *DDC Short Form Catalog*; Bohemia, New York, 1986.
- (42) INTEL, *Microsystem Components Handbook - Microprocessors - Vol I*, Intel, Sta Clara, California, 1986.
- (43) KANNHIAH, J.; MALIK, O.P.; HOPE, G.S., Excitation Control of Synchronous Generators Using Adaptive Regulators, Part I, II, *IEEE Transactions on PAS*, 103(5): 897-910, 1984.
- (44) KEAY, F.W. & SOUTH, W.H. Design of a Power System Stabilizer Sensing Frequency Deviation, *IEEE Transactions on PAS*, 90(2): 707-713, 1971.
- (45) KUO, B.C., *Digital Control System*, Holt, Rinehart and Winston, Inc., New York, 1980.
- (46) LANDAU, Y.D., *Adaptive Control, The Model Reference Approach*, Marcel Dekker, New York, 1979.

- (47) LARSEN, E.V. & SWAMM, D.A., Applying Power System Stabilizers: Parts I, II, III, *IEEE Transactions on PAS*, 100(6): 3017-3046, Junho de 1981.
- (48) LEE, D.C.; BEAULIEU, R.E.; SERVICE, J.R., A Power System Stabilizer Using Speed and Electric Power Inputs: Design and Field Experience, *IEEE Transactions on PAS*, 100(9): 4151-4157, 1981.
- (49) MANCHUR, G.; MCCLYMONT, K.R.; WATSON, W., Discussão em Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control, *IEEE Transactions on PAS*, 88(4): 316-331, Abril de 1969.
- (50) MARTINS, N.; BAITELLI, R., *Análise das Oscilações Eletromecânicas em Sistemas de Potência Multimáquina por Métodos de Resposta em Freqüência*, 4ª CBA, Campinas, 1982.
- (51) MATTOS, F.C.G., *Ajuste de Reguladores de Tensão e Sinais Estabilizadores de Sistema de Potência*, Tese de Mestrado, Florianópolis, 1984.
- (52) NAI - ELETROBRAS, *Nacionalização de Sistemas de Excitação Estática*, NAI - ELETROBRAS, GT-5, 1984.
- (53) NAMBA, M.; HOSODA, J.; DOI, S.; UDO, M., Development for Measurement of Operating Parameters of Synchronous Generator and Control Systems, *IEEE Transactions on PAS*, 100(2): 618-628, Fevereiro de 1981.
- (54) NATIONAL SEMICONDUCTORS, *DATA Acquisition Handbook*, Sta Clara, California, 1978.
- (55) OGATA, K., *Engenharia de Controle Moderno*, Rio de Janeiro, Prentice-Hall do Brasil, 1982.
- (56) OLIVEIRA, J.V., *Testes do Regulador de Tensão - Usina Hidrelétrica de Salto Osório*, GCOI, Fevereiro de 1978.

- (57) PEDROSO, A., *Otimização dos Principais Controladores do Sistema Interligado. Vol 1 - Desenvolvimento Teórico, Relatório SCEL/GTAS/S 032/86, Novembro de 1986.*
- (58) PELLY, P.R., *Thyristor Phase Controlled Converters and Cyclo-Converters: Operation, Control and Performance, 1ª ed., John Wiley & Sons, New York, 1971.*
- (59) PORONGABA, H.; FERREIRA, A.; ABREU, H.A.; MOROZOWSKI, M., *Ensaio e Verificações nos Reguladores de Tensão de Salto Osório, IV SNPTEE, Rio de Janeiro, 1977.*
- (60) RUBENSTEIN, A.S. & WALKLEY, W.W., *Control of Reactive KVA with Modern Amplidyne Voltage Regulators, Transactions of AIEE, 76(Parte III): 961-970, Dezembro de 1957.*
- (61) SELA/IBI, *Possibilidade de Cooperação em Informática Entre os Países Latino Americanos - Cap 12, Secretaria Permanente del Sistema Económico Latino-Americano, Caracas, Abril/Junho de 1986.*
- (62) SHINNERS, S.M., *Control System Design, John Wiley & Sons, New York, 1964.*
- (63) SIEMENS, *Application Note: Pulse Width Modulator IC - SLE 4520, Siemens, München, 1986.*
- (64) SOARES, J.M.; FIGUEIREDO, F.F.; PAIVA, P.M.; PONS, F.M., *Sinais Adicionais Estabilizadores em Geradores Acionados por Turbinas Francis: Testes de Campo e Simulações, 3ª CBA, Rio de Janeiro, 1980.*
- (65) SOARES, J.M.; REICHERT, F.; NETO, C.A.M., *Comparação entre Diferentes Sinais Adicionais Estabilizadores para Hidrogeradores: Testes de Campo e Simulação, 1ª CLAA/5ª CBA, Campina Grande, 1981.*

- (66) SOARES, J.M., *Identificação Experimental, Simulação e Ajuste de Reguladores de Velocidade de Usinas Hidrelétricas com Verificação em Testes de Campo*, Dissertação de Mestrado, Santa Maria, 1982.
- (67) SOARES, J.M. & ZENI Jr., N., *Power System Stabilizer for Hydrogenerators: Analysis, Comparison and Field Implementation*, Symposium on Planning and Operation of Electric Energy Systems, Rio de Janeiro, Julho de 1985.
- (68) SPECKHART, F.M. & GREEN, W.L., *A Guide to Using CSMP - The Continuous Systems Modeling Program*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1976.
- (69) STEVENSON Jr., W.D., *Elementos de Análise de Sistemas de Potência*, São Paulo, McGraw-Hill do Brasil, 1975.
- (70) TAKAHASHI, Y.; CHAN, C.S.; AUSLANDER, D.M., *Parameter Tuning of Linear DDC Algorithms*, ASME Winter Annual Meeting 1970, New York, 1971.
- (71) THORNTON, *Catálogo de Núcleo de Ferrite*, São Paulo, INPEC ELETRÔNICA S/A, Abril de 1982.
- (72) VELHO, G.J.M.; CHAVES, C.A.R.; MENDES, J.A.F., *Implantação de um Modelo Completo de Máquina Síncrona e de um Método Direto de Solução de Redes no Programa de Estabilidade da Philadelphia Electric Company*, IV SNPTEE, 1977.
- (73) WATSON, W. & MANCHUR, G., *Experience with Supplementary Damping Signals for Generator Static Systems*, *IEEE Transactions on PAS*, 92(1): 199-203, Janeiro/Fevereiro de 1973.
- (74) WESTERN SYSTEMS COORDINATING COUNCIL, *Test Procedures for Power System Stabilizers*, Julho de 1976.
- (75) WONG, Y.J. & OTT, W.E., *Function Circuits - Design and Applications*, McGraw-Hill Book Company, 1976.

- (76) XIA, S. & HEYDT, G.T., Self Tuning Controller for Generator Excitation Control, *IEEE Transactions on PAS*, 102(6): 1877-1885, 1983.
- (77) YOUNG, C.C., *Moderns Concepts of Power System Dynamics - The Synchronous Machine*, IEEE Tutorial Course, Publicação nº 70M62-PWR, 1970.
- (78) ZENI Jr., N., *Compensadores de Corrente Reativa*, Relatório CEEE - DES/SCS, 1978.
- (79) ZENI Jr., N., *Determinação dos Parâmetros do Sistema de Excitação e Gerador da UHE Jacuiz*, Relatório CEEE - DES/SCS 01/79, 1979.
- (80) ZENI Jr., N. & TROGLIA, J., *Regulador de Tensão da UPRÉ - Desenvolvimento de Modelo e Proposição de Melhorias*, Relatório CEEE - DES/SCS 02/82, 1982.
- (81) ZENI Jr., N. & DA LUZ, L.T.O., *Modificações Introduzidas no Estabilizador de Sistema de Potência da UTA*, VII SNPTEE, Brasília, 1984.
- (82) ZENI Jr., N., *Sistema de Excitação da UHE Itaúba: Identificação Através de Ensaios de Campo, Ajustes, Modificações Implementadas e Modelo Analógico para Estudos de Estabilidade*, Relatório CEEE/DES/SCS 001/83, 1983.
- (83) ZENI Jr., N., *Identificação dos Parâmetros do Gerador da Unidade I da UPRÉ e Reajuste nas Malhas Estabilizadoras*, Relatório CEEE/DES/SCS 003/85, 1985.
- (84) ZENI Jr., N., *Identificação dos Parâmetros do Gerador da Unidade IV da UJAC*, Relatório CEEE/DES/SCS 009/84, 1984.
- (85) ZENI Jr., N.; CASTELAN NETO, E.B.; DE LEMOS, R.S.N.; BRUCIAPAGLIA, A.H., *Controle Discreto de Velocidade de um Motor de Corrente Contínua: Uma Técnica de Limitação Dinâmica*

ca da Corrente de Armadura, 1ª CLAA/5ª CBA, Campina Grande, 1984.

- (86) ZENI Jr., N. & SIMÕES COSTA, A.J.A., *Power System Stabilizers for Hydroelectric Plants: Modeling Considerations and Aspects Related to Signal Derivation and Synthesis*, I SEPOPE, Rio de Janeiro, Agosto de 1987.