

ÂNGELA MARIA DA SILVEIRA

AJUSTE DOS PARÂMETROS DE UM
COMPENSADOR ESTÁTICO USANDO TÉCNICAS
DE CONTROLE MODERNO E OTIMIZAÇÃO

Dissertação apresentada à Coordenação
dos Cursos de Pós-Graduação em Enge-
nharia Elétrica da Universidade Fede-
ral da Paraíba, em cumprimento parci-
al às exigências para obtenção do Grau
de Mestre em Engenharia Elétrica.

ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Processamento da Energia

ORIENTADOR : WELLINGTON SANTOS MOTA

Campina Grande - Pb.

Julho - 1985



S587a Silveira, Ângela Maria da.
Ajuste dos parâmetros de um compensador estático usando técnicas de controle moderno e otimização / Ângela Maria da Silveira. - Campina Grande, 1985.
113 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal da Paraíba, Centro de Ciências e Tecnologia, 1985.
"Orientação : Prof. Dr. Wellington Santos Mota".
Referências.

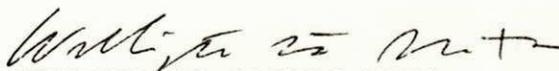
1. Sistema de Potência. 2. Compensador Estático - Controle. 3. Companhia Hidroelétrica de São Francisco (CHESF). 4. Engenharia Elétrica - Dissertação. I. Mota, Wellington Santos. II. Universidade Federal da Paraíba - Campina Grande (PB). III. Título

CDU 621.3.026(043)

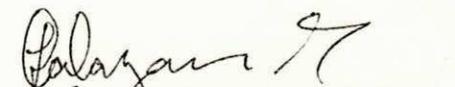
**AJUSTE DOS PARÂMETROS DE UM
COMPENSADOR ESTÁTICO USANDO TÉCNICAS
DE CONTROLE MODERNO E OTIMIZAÇÃO**

ÂNGELA MARIA DA SILVEIRA

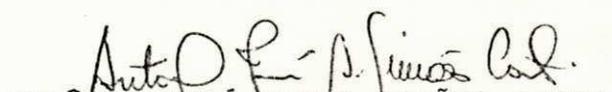
DISSERTAÇÃO APROVADA EM 26/07/85


WELLINGTON SANTOS MOTA

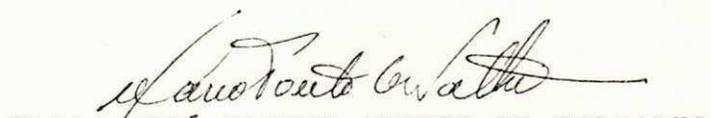
- Orientador -


JOSÉ CALAZANS DE CASTRO

- Co-Orientador -


ANTÔNIO JOSÉ ALVES SIMÕES COSTA

- Componente da Banca -


MARIA JOSÉ PONTES AFONSO DE CARVALHO

- Componente da Banca -

CAMPINA GRANDE

JULHO - 1985

AJUSTE DOS PARÂMETROS DE UM
COMPENSADOR ESTÁTICO USANDO TÉCNICAS
DE CONTROLE MODERNO E OTIMIZAÇÃO

A minha Família

AGRADECIMENTOS

Aos professores **Wellington Santos Mota** e **José Calazans de Castro** pela orientação, apoio e incentivo que tornaram este trabalho possível.

A minha mãe por sua paciência diária.

Aos meus colegas de turma que com suas contribuições e incentivos muito colaboraram na realização deste trabalho.

Ao pessoal do Núcleo de Processamento de Dados pelo apoio na parte computacional.

A secretária do GSP - **Valdisa Ferreira** - pelo trabalho de datilografia e ao desenhista do DEE - **José Roberto** - por seus desenhos.

A todos aqueles que de uma forma ou de outra deram sua ajuda na realização deste trabalho.

RESUMO

Este trabalho apresenta uma técnica de ajuste de parâmetros de um compensador estático baseado num modelo linearizado do compensador interligado a um modelo equivalente dinâmico.

O modelo equivalente dinâmico é usado para reduzir a ordem do sistema de potência. Sobre o modelo interligado do compensador estático/equivalente dinâmico técnicas de otimização são usadas para o ajuste de ganhos e constantes de tempo do compensador estático.

Para fins de ilustração das técnicas apresentadas, usa-se o sistema Oeste da Companhia Hidroelétrica do São Francisco (CHESF), com modelos e parâmetros do sistema de controle do compensador estático fornecidos por essa Companhia e os demais parâmetros do sistema de transmissão/geração obtidos de (Mota, 1981).

ABSTRACT

This work presents a technique for parameters tuning of a static compensator based on a linearized model in state space form of a compensator connected to a dynamic equivalent model. The dynamic equivalent model is used to reduce the power system model order computed by identification theory. Using the interconnected model, i.e. static compensator connected to the dynamic equivalent model, optimization techniques are applied for the compensator gains and time constant adjusting. For illustration purposes of the techniques here proposed, an application is performed to a realistic power system. This system consists of the western System of CHESF (Brasilien Power Company).

ÍNDICE DE FIGURAS

	PÁGINA
FIGURA 2.1 - Esquema básico de um TCR	09
FIGURA 2.2 - Princípio de funcionamento de um TCR	10
FIGURA 2.3 - Esquema funcional do controle do com - pensador estático	14
FIGURA 2.4 - Diagrama de blocos do compensador es - tático	17
FIGURA 2.5 - Diagrama de blocos do regulador do com - pensador estático para obtenção do mo - delo linear	18
FIGURA 2.6 - Diagrama de blocos do regulador do com - pensador estático para obtenção das equações de estado	21
FIGURA 3.1 - Compensador/sistema equivalente.	34
FIGURA 3.2 - Sistema dinâmico discreto	45

	PÁGINA
FIGURA 3.3 - Função de transferência $\Delta I_D / \Delta V_D$. . .	58
FIGURA 3.4 - Função de transferência $\Delta I_Q / \Delta V_D$. . .	59
FIGURA 3.5 - Função de transferência $\Delta I_D / \Delta V_Q$. . .	60
FIGURA 3.6 - Função de transferência $\Delta I_Q / \Delta V_Q$. . .	61
FIGURA 3.7 - Admitância do compensador (modelo não linear e modelo linear)	73
FIGURA 4.1 - Fluxograma ilustrativo do algoritmo de Hooke e Jeeves	82
FIGURA 4.2 - Variação de 10% na tensão terminal do compensador estático (parâmetros fornecidos pela CHESF).	90
FIGURA 4.3 - Variação de 10% na tensão terminal do compensador estático (parâmetros otimizados)	91
FIGURA 4.4 - Tensão terminal do compensador estático para uma variação de 100 MVAR na carga da barra 7 (parâmetros fornecidos pela CHESF).	92
FIGURA 4.5 - Tensão terminal do compensador estático para uma variação de 100 MVAR na carga da barra 7 (parâmetros otimizados).	93

- FIGURA 4.6 - Tensão terminal do compensador para curto-circuito trifásico equilibrado na barra 21 (parâmetros fornecidos pela CHESF). 94
- FIGURA 4.7 - Tensão terminal do compensador estático para um curto-circuito trifásico equilibrado na barra 21 (parâmetros otimizados). 95

ÍNDICE DAS TABELAS

	PÁGINA
TABELA 2.1 - Símbolos para o modelo do compensador estático	20
TABELA 4.1 - Dados dos parâmetros η_i	88
TABELA 4.2 - Autovalores do modelo interligado	89

ÍNDICE

	PÁGINA
1	
INTRODUÇÃO	01
1.1 CONSIDERAÇÕES PRELIMINARES.	01
1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E MOTIVAÇÃO DA PESQUI <u>SA</u> SA	02
1.3 CONTRIBUIÇÃO DA PESQUISA E CONTEÚDO DOS CA- PÍTULOS SEGUINTE <u>S</u>	03
2	
COMPENSADORES ESTÁTICOS	06
2.1 INTRODUÇÃO	06
2.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DE COMPENSADORES ESTÁTICOS	07
2.3 MODELO DINÂMICO DO COMPENSADOR ESTÁTICO. . .	15
2.4 MODELO LINEAR DO COMPENSADOR ESTÁTICO . . .	16

3

MODELO EQUIVALENTE DINÂMICO DE SISTEMAS DE POTÊNCIA..	31
3.1 INTRODUÇÃO	31
3.2 MODELO EQUIVALENTE DINÂMICO PARA SISTEMAS DE POTÊNCIA	32
3.3 OBTENÇÃO DE UM MODELO EQUIVALENTE DINÂMICO PARA SISTEMAS DE POTÊNCIA.	54
3.4 REPRESENTAÇÃO DO SISTEMA COMPENSADOR ESTÁTICO/EQUIVALENTE DINÂMICO.	67
3.5 SIMULAÇÃO DO MODELO COMPENSADOR ESTÁTICO/EQUIVALENTE DINÂMICO.	71

4

AJUSTE ÓTIMO DE PARÂMETROS	74
4.1 INTRODUÇÃO.	74
4.2 AJUSTE DOS PARÂMETROS.	75
4.3 APLICAÇÃO DAS TÉCNICAS DE OTIMIZAÇÃO PARA AJUSTE DOS PARÂMETROS DO COMPENSADOR ESTÁTICO	85

5

CONCLUSÃO	96
APÊNDICE A	100
BIBLIOGRAFIA	110

1

INTRODUÇÃO

1.1 CONSIDERAÇÕES PRELIMINARES

A compensação estática de reativos empregando tecnologia de tiristores de alta potência está sendo atualmente usada na Indústria e em Sistemas de Potência para redução de oscilações ("flicker"), correção de fator de potência e estabilização de tensão.

A implementação em sistemas de potência dos equipamentos responsáveis por este tipo de compensação - os compensadores estáticos de reativos - requer ajuste de ganhos para que se tenha um bom comportamento do sistema sob perturbação. Pelo método da tentativa-erro, a análise necessita de várias simulações de todo o sistema em um programa de estabilidade transitória, especialmente quando o sistema é grande. A análise do sistema na forma de variáveis de estado também necessita de um grande esforço computacional. A obtenção de autovalores em programas digitais tem-se mostrado, mais recente

mente, uma poderosa ferramenta no tratamento deste problema (Mattos e Senger, 1984). Além disso, a adoção de modelos linearizados possibilita a utilização de técnicas de controle que serão usadas juntamente com o método de otimização no ajuste dos parâmetros do compensador de forma automatizada em rotinas computacionais.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E MOTIVAÇÃO DA PESQUISA

A aplicação de compensadores estáticos de reativos em sistemas de potência tem recebido grande atenção por engenheiros, projetistas e pesquisadores, recentemente, onde uma maior ênfase tem sido dada à descrição, características, modelagem e comparações técnicas de tais equipamentos (Barthold, 1977; L. Gygyi, 1976; Poznaniak, 1982; Pinheiro, 1980 e outros).

Enquanto que grande atenção se tem dado à descrição dos compensadores estáticos, muito pouco se encontra na literatura especializada a respeito do ajuste de seus ganhos.

Em (Kappor, 1979) a escolha dos parâmetros (ganhos) dos compensadores estáticos é realizada através de gráficos que estabelecem os limites de estabilidade do sistema em análise.

Para o ajuste de parâmetros em controladores de

máquinas síncronas tem-se utilizado as técnicas de controle clássico (lugar das raízes, plano dos parâmetros, gráficos de Bode e Nyquist) e mais recentemente através da análise de sensibilidade de autovalores utilizando processos de otimização automatizados em rotinas computacionais (Mattos e Senger, 1984; Castro, 1984).

Em (Mota, 1981) técnicas de controle ótimo são usadas em projetos de estabilizadores para sistemas de potência. O projeto destes estabilizadores são baseados no uso de modelos equivalentes dinâmicos.

A crescente utilização dos compensadores estáticos em sistemas de potência, a necessidade de um maior enfoque no ajuste de seus parâmetros, as recentes aplicações de técnicas digitais no processo de ajustagem e o uso de modelos equivalentes dinâmicos, motivaram o presente trabalho.

1.3 CONTRIBUIÇÃO DA PESQUISA E CONTEÚDO DOS CAPÍTULOS SEGUINTE

1.3.1 Contribuição da pesquisa

A principal contribuição desta pesquisa é:

ajuste dos parâmetros de compensadores estáticos através de técnicas de otimização baseado numa técnica compu-

tacional sugerida por (Castro, 1984). Utilizou-se para isto um modelo linearizado em forma de variáveis de estado do compensador estático interligado a um modelo equivalente dinâmico (Mota, 1982) de sistema de potência formando um modelo interligado de baixa ordem.

1.3.2 Resumo dos capítulos subsequentes

Um resumo do conteúdo dos próximos capítulos é apresentado a seguir.

O capítulo 2 apresenta o princípio de funcionamento do compensador estático, tipo reator controlado a tiristores e a descrição do sistema de controle para este tipo de compensador. Em seguida é apresentado o modelo dinâmico do compensador para simulação em um programa de estabilidade e o seu modelo linear para análise dos parâmetros ajustáveis. Finalmente, apresenta-se o sistema CHESF-OESTE que será usado para fins de ilustração.

No capítulo 3 é determinado um modelo equivalente dinâmico de um sistema de potência baseado em teoria de identificação com aplicação ao sistema ilustrado. Após a obtenção deste modelo, mostra-se o processo de interligação com o modelo linear do compensador obtido no capítulo 2.

No capítulo 4 mostra-se a aplicação de uma técnica computacional ao modelo interligado compensador estático /

equivalente dinâmico para ajustes dos parâmetros do compensador estático. Também, nesse capítulo, apresentam-se resultados de simulações dinâmicas efetuadas no sistema ilustrativo com a presença do compensador estático.

Finalmente, no capítulo 5, são apresentadas as conclusões deste trabalho.

COMPENSADORES ESTÁTICOS

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado brevemente os tipos de compensadores estáticos em uso, assim como o princípio de funcionamento do compensador estático tipo reator controlado a tiristores seguido da descrição do sistema de controle que comanda a atuação deste tipo de compensador.

Para este compensador é obtido um modelo linear em forma de variáveis de estado, onde se evidencia os parâmetros ajustáveis do compensador.

Mostra-se também um sistema de potência ilustrativo onde um compensador estático é parte integrante do sistema.

2.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DE COMPENSADORES ESTÁTICOS.

Dentre os equipamentos destinados à compensação em sistemas de potência têm-se os compensadores estáticos de reativos, que foram desenvolvidos como uma alternativa para os compensadores síncronos. Os tipos de compensadores estáticos mais comumente utilizados são:

- capacitor chaveado a tiristores
- reator controlado a tiristores
- combinação dos dois tipos acima
- reator saturado
- transformador de alta impedância

A principal vantagem de tais equipamentos é que permitem o controle da tensão da rede através de variação rápida da potência reativa gerada. Além disto, eles possuem grande confiabilidade, projeto simples, fácil manutenção e custo global baixo.

Tendo em vista que o objetivo deste trabalho não é uma análise dos diversos tipos de compensadores e suas aplicações, mas a obtenção de um modelo linearizado de compensadores estáticos para fins de ajustes de parâmetros, o tipo de compensador não será fator determinante. Uma vez que o compensador utilizado para a obtenção do modelo foi o tipo reator controlado a tiristores, achou-se por bem discorrer um pouco

acerca de seu princípio de funcionamento assim como uma descrição bastante geral sobre o sistema de controle que comanda a atuação deste tipo de compensador.

Uma análise dos diversos tipos de compensadores existentes pode ser vista em (Pinheiro, 1980).

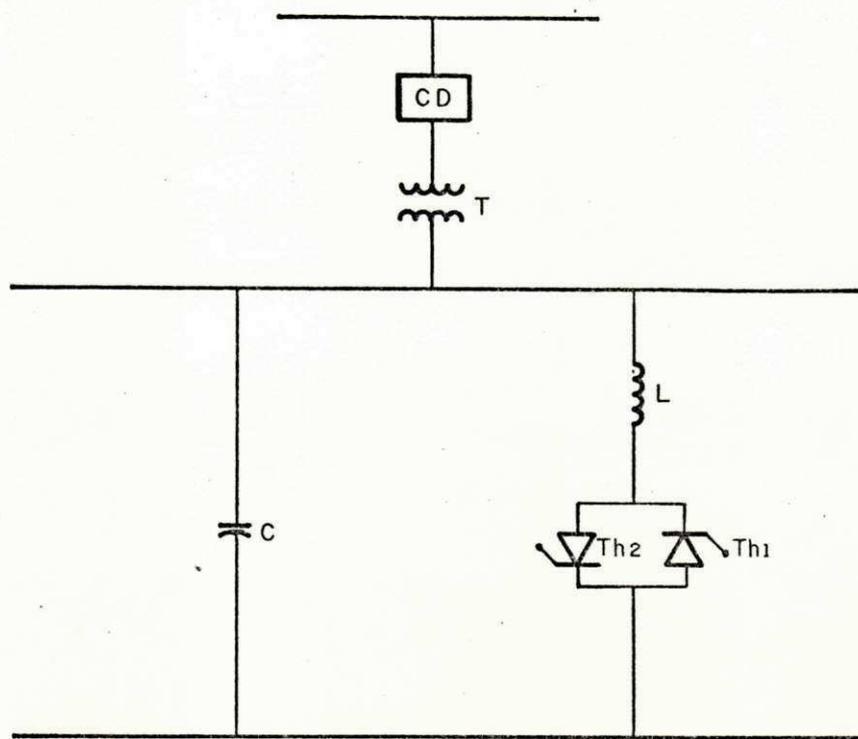
2.2.1 Reator controlado a tiristores (TCR)

Do ponto de vista do sistema, o compensador estático, tipo reator controlado a tiristores, é um dispositivo de controle de tensão operando através da variação da admitância de um reator, "vista" pelo sistema. Fisicamente o efeito de uma admitância variável é obtida pela variação do ângulo de disparo dos tiristores (RT-DOEL-11, 1984). A figura 2.1 mostra o esquema básico de um compensador, tipo TCR.

O controle do ângulo de disparo (α) dos tiristores proporciona o aparecimento de uma corrente nos reatores que pode ser controlada desde zero até a corrente máxima.

Observando-se a figura 2.2 pode-se verificar o seguinte:

a) A corrente nominal I_{90} ocorre quando $\alpha = 90^\circ$, ou seja, os tiristores estão conduzindo plenamente e o TCR tem o comportamento de um reator shunt convencional;



- CD - Disjuntor
- T - Trafo
- C - Capacitor fixo
- L - Reator
- Th - Tiristores

Fig. 2.1 - Esquema básico de um TCR .

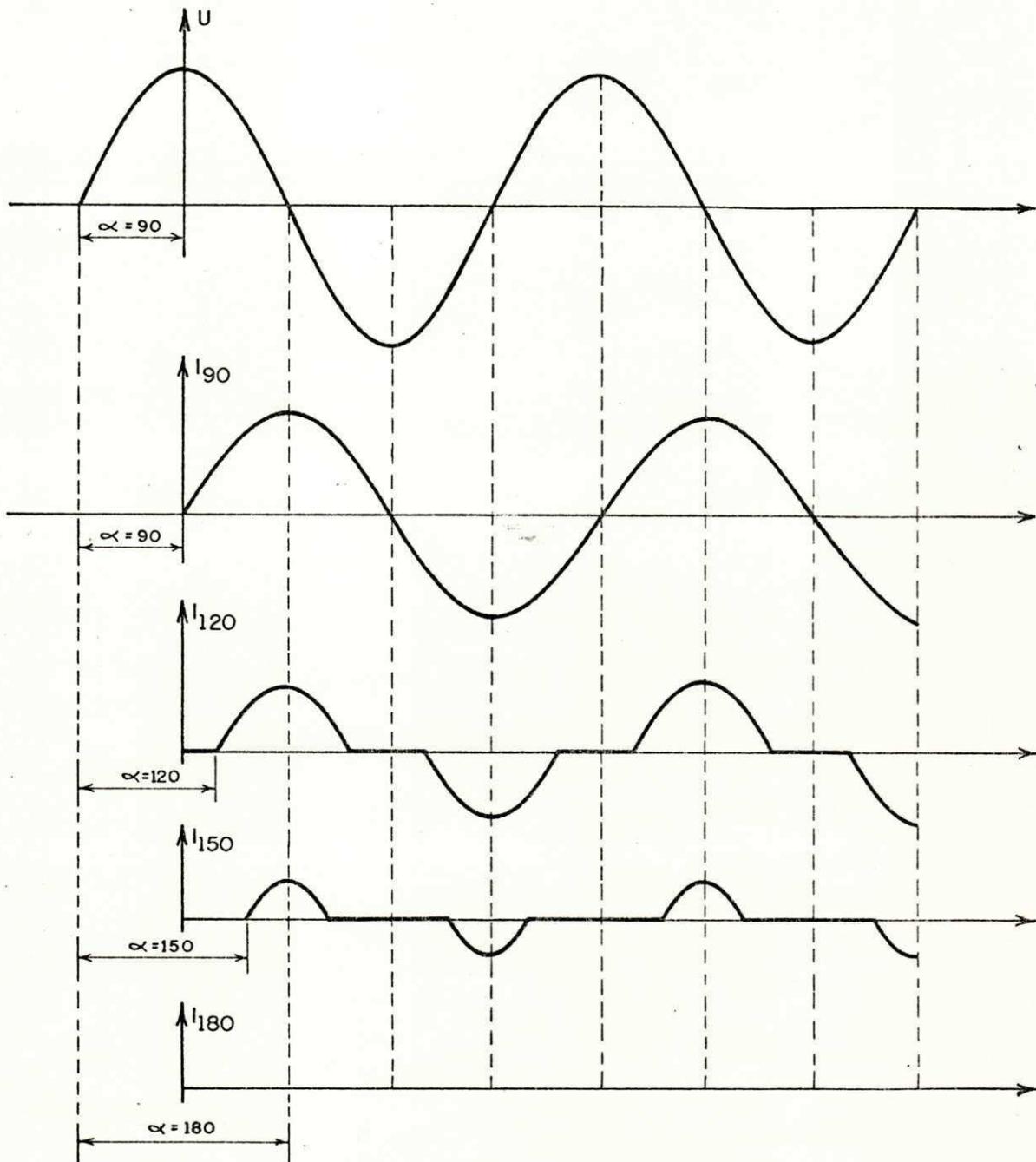


Fig. 2.2 - Princípio de funcionamento de um TCR.

b) A corrente zero ocorre quando $\alpha = 180^\circ$, ou seja, os tiristores estão continuamente bloqueados;

c) Entre esses dois extremos de α ($90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$) os tiristores bloquearão a corrente somente durante uma parte do ciclo, como exemplo I_{120} ocorre quando $\alpha = 120^\circ$ e isso provoca o aparecimento de uma corrente não-senoidal.

Esta técnica de controle do ângulo de disparo dos tiristores permite uma variação contínua da potência absorvida pelo reator, porém causa o aparecimento de correntes não senoidais (harmônicos). Assim, o que se está controlando, efetivamente, é a componente fundamental da corrente periódica e não senoidal que atravessa os reatores, de forma que, sob a ótica de operação a frequência de 60 Hz, tudo se passa como se a admitância fosse variável (RT-DOEL-11, 1984). Problemas advindos da introdução de harmônicos no sistema gerados por este tipo de compensador não serão objeto deste trabalho.

Este tipo de compensador possui as seguintes características:

a) Controle contínuo

Isto significa que a corrente no reator é controlada desde zero até seu valor máximo sem descontinuidade.

b) Tempo máximo de resposta

O tempo máximo de execução de uma ordem do regulador, visto por fase, é meio ciclo;

c) Ausência de transitórios

Pela própria filosofia de controlar a corrente desde zero até seu valor máximo, continuamente, nota-se que não há transitórios;

d) Geração de correntes harmônicas

Como foi citado anteriormente a técnica de controle do ângulo de disparo provoca o aparecimento de correntes harmônicas;

e) Perdas elevadas

As perdas são elevadas, principalmente quando a demanda é de origem indutiva (incluindo capacitor fixo);

f) Redundância e flexibilidade

No dimensionamento dos tiristores é levado em consideração que se houver danificação de um percentual de tiristores isto não afeta a operação, tendo em vista que são colocados tiristores a mais (redundantes).

2.2.2 Sistema de controle do compensador estático tipo reator controlado a tiristores

Os compensadores estáticos a tiristores necessitam de dispositivos adicionais de controle capazes de lhes dotar das características desejadas. A constituição de tais controladores, seus circuitos internos, as grandezas de excitação, etc., podem ser completamente diferentes de outros equipamentos de acordo com o fabricante. Contudo, como as grandezas mensuráveis dos sistemas e a forma de resposta praticamente não mudam de um sistema para outro, torna-se perfeitamente possível generalizar em seu aspecto físico os principais componentes do sistema de controle. Uma análise deste tipo é feita em (Pinheiro, 1980).

Aqui, é apresentado uma descrição bastante simplificada do sistema de controle do compensador estático, tipo RCT, de fabricação Siemens. Maiores detalhes acerca deste sistema de controle pode ser visto em (RT-DOEL-11, 1984).

O sistema de controle do compensador, apresentado na figura 2.3, funciona do seguinte modo: a partir das medições de tensão e corrente obtidas dos Tp's e Tc's associados ao barramento de alta tensão os blocos M₁ e M₂ fornecem sinais senoidais v(t) e Ki(t), sendo K o estatismo ajustável entre 0 a 10%. Estes sinais são somados no bloco M₃, resultando no sinal s(t), que após convertido em sinais DC pelos blocos M_L e M_R são comparados ao valor V_{REF} (tensão de referência) para

formação do sinal de erro. O sinal $s(t)$ é tratado de forma a gerar erros de controle distintos que vão alimentar dois reguladores, cujas saídas se somam, determinando uma ação de controle (bloco Q), sinal este que é proporcional à admitância a ser obtida pelo disparo dos tiristores. Os dois controles, reguladores mais os respectivos sistemas de medição, são denominados como canal rápido (CR) e canal lento (CL), que têm desempenhos e objetivos diferentes. Resumidamente, o canal rápido atua somente em presença de grandes perturbações no sistema (curto-circuitos seguido de rejeição de carga, sobretensões elevadas, etc) e o canal lento só atuará nas pequenas perturbações do sistema (variações de tensões próprias, resultante de manobras de equipamentos, variações de cargas, etc). São os reguladores RL e RR dos canais lento e rápido respectivamente, que de acordo com suas estratégias de controle, determinam a ação de controle apropriada.

Nos blocos L_1 e L_2 é determinado o ângulo de disparo dos tiristores que resultará na admitância a ser vista pelo sistema. A saída destes blocos é utilizada por circuitos de disparo encarregados de comandar os tiristores para disparar no ângulo desejado (blocos D_1 e D_2).

2.3 MODELO DINÂMICO DO COMPENSADOR ESTÁTICO

Nos estudos dinâmicos, o compensador estático é visto como um elemento dinâmico capaz de variar a admitância

do barramento onde o mesmo está conectado de modo a controlar a tensão deste barramento.

O modelo dinâmico utilizado para simulação digital leva em consideração os seguintes aspectos:

- Adequado para simulações de eventos equilibrados e conseqüentemente tem representação monofásica.

- Representou-se apenas o canal lento, observando, assim apenas o comportamento do sistema para pequenas perturbações.

- Não são considerados os retardos e constantes de tempo dos circuitos de linearização e aqueles intrínsecos ao disparo dos tiristores, que a rigor constitui um processo de caráter descontínuo.

A figura 2.4 apresenta o diagrama de blocos correspondente ao modelo utilizado, o qual foi implementado em um programa de estabilidade para simulação dinâmica.

2.4 MODELO LINEAR DO COMPENSADOR ESTÁTICO

A figura 2.5 apresenta o diagrama de blocos correspondente ao modelo linear utilizado. Este diagrama é o mesmo utilizado para o modelo dinâmico, excetuando-se as não-linearidades.

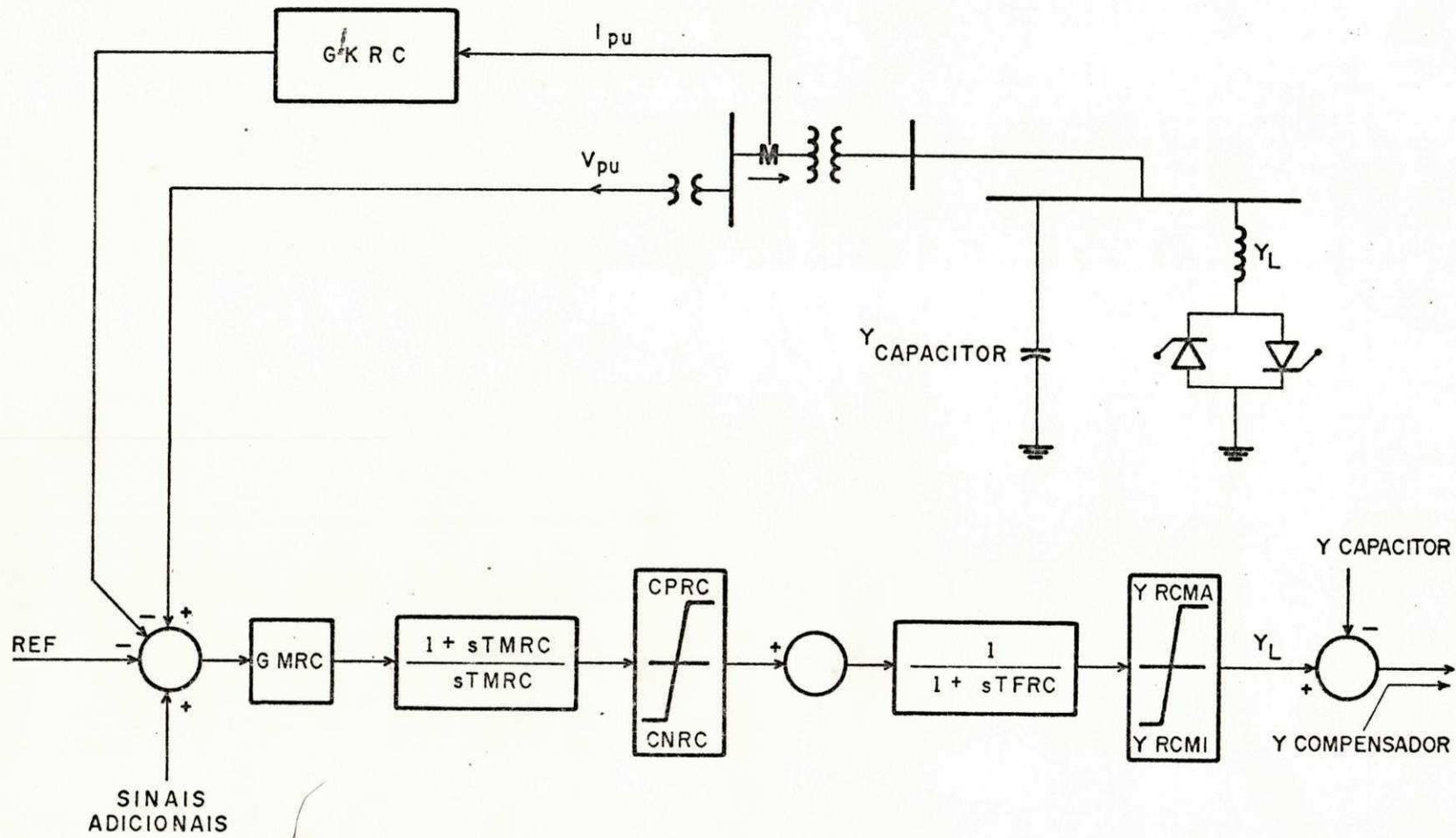


Fig. 2.4 - Diagrama de blocos do compensador estático.

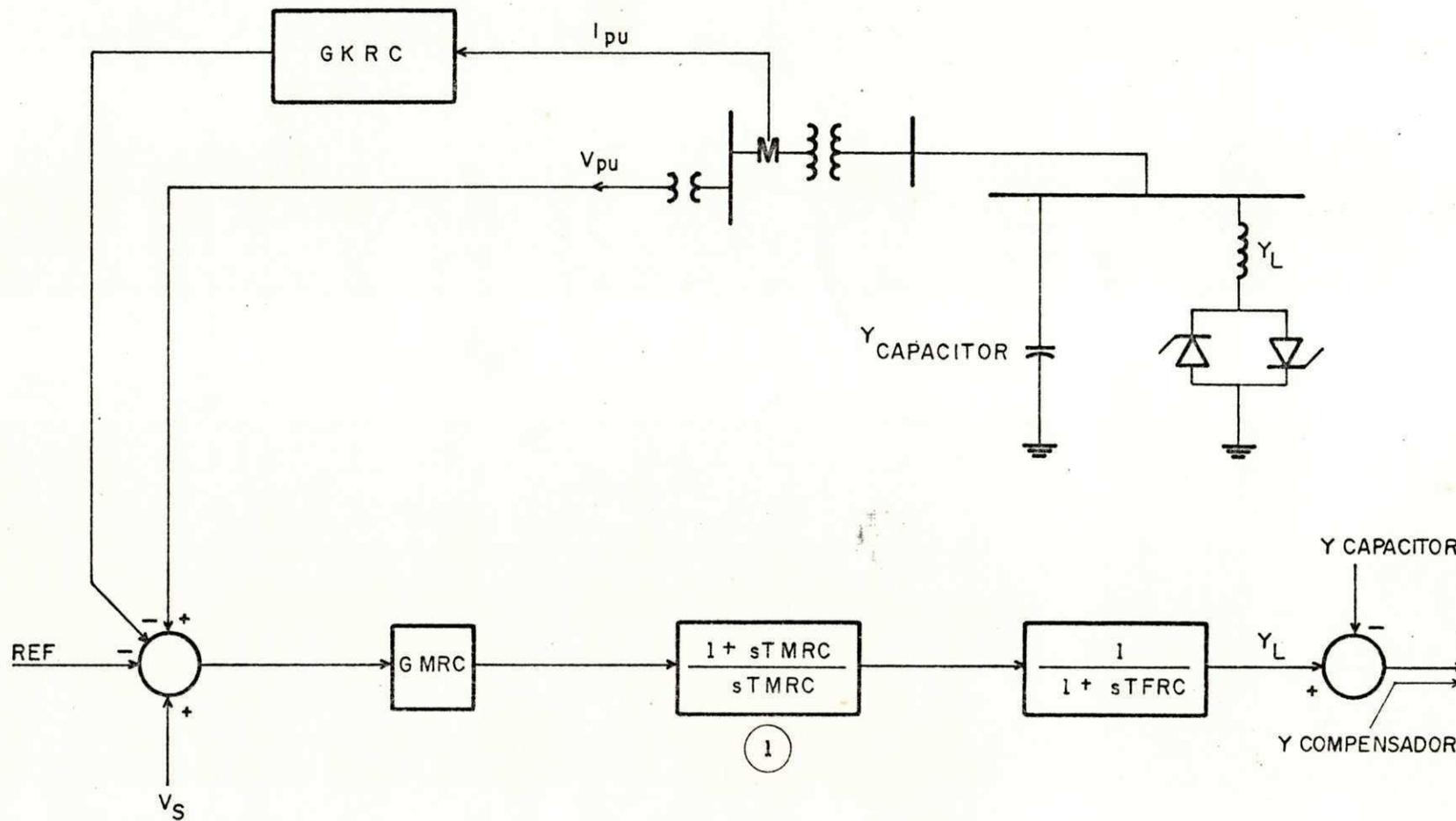


Fig. 2.5 - Diagrama de blocos do regulador do compensador estático para obtenção do modelo linear.

O modelo linear é obtido em forma de variáveis de estado. A figura 2.6 mostra as variáveis de estado escolhidas representadas por X_{c1} e X_{c2} . Pode-se observar que o bloco 1 do diagrama da figura 2.5 foi dividido em dois blocos (veja blocos I e II na figura 2.6) com a finalidade de facilitar a obtenção das equações de estado.

A determinação das equações de estado para o compensador estático não envolve transformação de eixos, pois as equações de estado do compensador e as do sistema ao qual o compensador será conectado são escritas em relação aos mesmos eixos D-Q de referência.

A tabela 2.1 apresenta os símbolos para o modelo do compensador.

2.4.1 Determinação das equações de estado

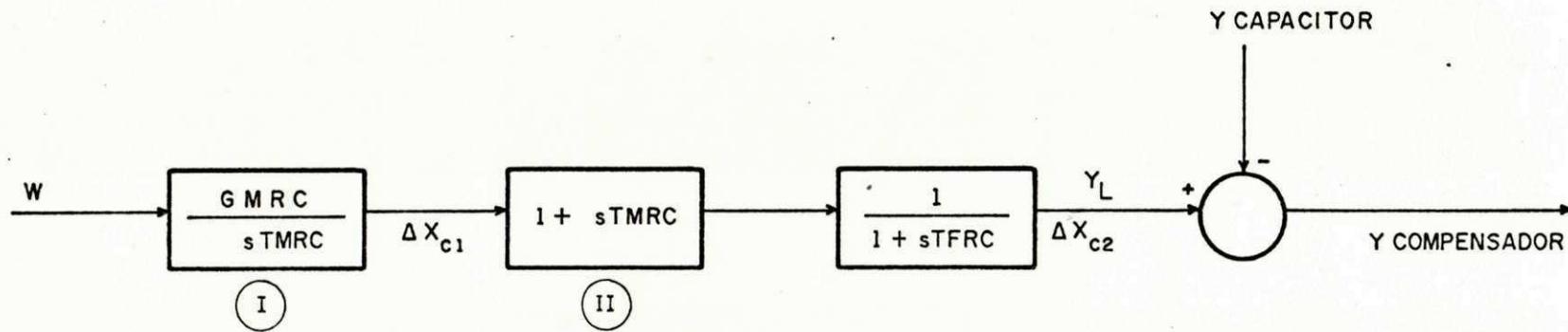
As equações de estado linearizadas em torno de um ponto de operação para o compensador, com base no diagrama da figura 2.6, podem ser escritas com valores em pu do compensador por

$$\Delta \dot{X}_{c1} = \frac{GMRC}{TMRC} \cdot \Delta \omega \quad (2.1)$$

$$\Delta \dot{X}_{c2} = \frac{1}{TFRC} (\Delta X_{c1} - \Delta X_{c2} + GMRC \cdot \Delta \omega) \quad (2.2)$$

TABELA 2.1 - SÍMBOLOS PARA O MODELO DO COMPENSADOR ESTÁTICO

GMRC	=	Ganho do regulador de tensão (p.u. de admitância / p.u. de tensão)
GKRC	=	Ganho do filtro de medição de corrente
TMRC	=	Constante de tempo do regulador de tensão
TFRC	=	Constante de tempo de atraso da representação da susceptância variável; associado ao retardo da comutação.
V	=	Módulo da tensão terminal (p.u.)
I	=	Módulo da corrente terminal (p.u.)
v_D	=	Componente da tensão terminal no eixo direto (p.u.)
v_Q	=	Componente da tensão terminal no eixo em quadratura (p.u.)
i_D	=	Componente da corrente terminal no eixo direto (p.u.)
i_Q	=	Componente da corrente terminal no eixo em quadratura (p.u.)
Y_{COMP}	=	Admitância líquida do compensador (p.u.)
Y_{CAP}	=	Admitância do capacitor (p.u.)
V_s	=	Sinal adicional



$$W = V - GKRC \cdot I - REF - V_S$$

Fig. 2.6 - Diagrama de blocos do regulador do compensador estático para obtenção das equações de estado.

onde

$$\Delta \omega = \Delta V - GKRC \cdot \Delta I + \Delta u \quad (2.3)$$

e

$$\Delta V = \frac{v_{D0}}{V_0} \Delta v_D + \frac{v_{Q0}}{V_0} \Delta v_Q \quad (2.4)$$

$$\Delta I = \frac{i_{D0}}{I_0} \Delta i_D + \frac{i_{Q0}}{I_0} \Delta i_Q \quad (2.5)$$

A corrente líquida no compensador é

$$|I| = |Y_{COMP}| * |V| \quad (2.6)$$

Suas componentes nos eixos D e Q são:

$$i_D + j i_Q = -j Y_{COMP} (v_D + j v_Q) \quad (2.7)$$

Separando as partes real e imaginária tem-se

$$i_D = Y_{COMP} \cdot v_Q \quad (2.8)$$

$$i_Q = -Y_{COMP} \cdot v_D \quad (2.9)$$

A fim de interligar o compensador com o sistema de transmissão a admitância resultante na saída do compensador deverá estar em p.u. na base do sistema. Por convenção admitância indutiva terá valor negativo; desta forma, a partir do diagrama de blocos, ter-se-á a seguinte equação

$$Y_{COMP} = -X_{c2} + Y_{CAP} \quad (2.10)$$

Substituindo a equação (2.10) nas equações (2.8) e (2.9), tem-se

$$i_D = -X_{c2} v_Q + Y_{CAP} v_Q \quad (2.11)$$

$$i_Q = X_{c2} v_D - Y_{CAP} v_D \quad (2.12)$$

As equações (2.11) e (2.12) linearizadas são:

$$\Delta i_D = -v_{Qo} \Delta X_{c2} + (-X_{c2o} + Y_{CAP}) \Delta v_Q \quad (2.13)$$

$$\Delta i_Q = v_{Do} \Delta X_{c2} + (X_{c2o} - Y_{CAP}) \Delta v_D \quad (2.14)$$

Da equação (2.10), tem-se que:

$$X_{c2} = -Y_{COMP} + Y_{CAP} ,$$

assim o valor inicial da variável ΔX_{c2} será,

$$X_{c20} = -Y_o + Y_{CAP}$$

onde Y_o representa o valor inicial da admitância Y_{COMP} de modo que os termos $(-X_{c20} + Y_{CAP})$ e $(X_{c20} - Y_{CAP})$ das equações (2.13) e (2.14) serão (Y_o) e $(-Y_o)$ respectivamente. Agora, Δi_D e Δi_Q podem ser reescritas como

$$\Delta i_D = -v_{Qo} \Delta X_{c2} + Y_o \Delta v_Q \quad (2.15)$$

$$\Delta i_Q = v_{Do} \Delta X_{c2} - Y_o \Delta v_D \quad (2.16)$$

Das equações (2.15) e (2.16) pode-se obter Δv_D e Δv_Q , assim

$$\Delta v_D = \frac{v_{Do}}{Y_o} \Delta X_{c2} - \frac{1}{Y_o} \Delta i_Q \quad (2.17)$$

$$\Delta v_Q = \frac{v_{Qo}}{Y_o} \Delta X_{c2} + \frac{1}{Y_o} \Delta i_D \quad (2.18)$$

que são as equações de tensão; em forma matricial será:

$$\Delta v = \begin{pmatrix} \Delta v_D \\ \Delta v_Q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & v_{Do}/Y_o \\ 0 & v_{Qo}/Y_o \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta X_{c1} \\ \Delta X_{c2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -1/Y_o \\ 1/Y_o & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta i_D \\ \Delta i_Q \end{pmatrix} \quad (2.19)$$

O procedimento a seguir tem por objetivo colocar as equações de estado (2.1) e (2.2) em sua forma final.

Assim, substituindo as equações (2.4) e (2.5) em (2.3), tem-se

$$\begin{aligned} \Delta\omega &= \frac{v_{Do}}{V_o} \Delta v_D + \frac{v_{Qo}}{V_o} \Delta v_Q - GKRC \frac{i_{Do}}{i_o} \Delta i_D - \\ &- GKRC \frac{i_{Qo}}{i_o} \Delta i_Q + \Delta u \end{aligned} \quad (2.20)$$

A substituição de (2.17) e (2.18) em (2.20) resultará:

$$\begin{aligned} \Delta\omega &= \frac{V_o}{Y_o} \Delta X_{c2} + \left(-GKRC \frac{i_{Do}}{I_o} + \frac{v_{Qo}}{V_o Y_o} \right) \Delta i_D - \\ &- \left(GKRC \frac{i_{Qo}}{I_o} + \frac{v_{Do}}{V_o Y_o} \right) \Delta i_Q + \Delta u \end{aligned} \quad (2.21)$$

Agora, substituindo-se (2.21) nas equações (2.1) e (2.2) ter-se-á as equações de estado do compensador em sua forma final, assim

$$\Delta \dot{X}_{c1} = \frac{GMRC \cdot V_o}{TMRC \cdot Y_o} \Delta X_{c2} + \left(\frac{-GMRC \cdot GKRC \cdot i_{Do}}{TMRC \cdot I_o} + \frac{GMRC \cdot v_{Qo}}{TMRC \cdot V_o \cdot Y_o} \right) \Delta i_D -$$

$$- \left(\frac{GMRC \cdot GKRC \cdot i_{Qo}}{TMRC \cdot I_o} + \frac{GMRC \cdot v_{Do}}{TMRC \cdot V_o \cdot Y_o} \right) \Delta i_Q + \frac{GMRC}{TMRC} \Delta u$$

$$\Delta \dot{X}_{c2} = \frac{1}{TFRC} \Delta X_{c1} + \left(\frac{GMRC \cdot V_o}{TFRC \cdot Y_o} - \frac{1}{TFRC} \right) \Delta X_{c2} + \left(\frac{-GMRC \cdot GKRC \cdot i_{Do}}{TFRC \cdot I_o} + \right.$$

$$\left. + \frac{GMRC \cdot v_{Qo}}{TFRC \cdot V_o \cdot Y_o} \right) \Delta i_D - \left(\frac{GMRC \cdot GKRC \cdot i_{Qo}}{TFRC \cdot I_o} + \frac{GMRC \cdot v_{Do}}{TFRC \cdot V_o \cdot Y_o} \right) \Delta i_Q +$$

$$+ \frac{GMRC}{TFRC} \Delta u$$

que em forma matricial será:

$$\begin{pmatrix} \Delta \dot{X}_{c1} \\ \Delta \dot{X}_{c2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{GMRC \cdot V_o}{TMRC \cdot Y_o} \\ \frac{1}{TFRC} & \left(\frac{GMRC \cdot V_o}{TFRC \cdot Y_o} - \frac{1}{TFRC} \right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta X_{c1} \\ \Delta X_{c2} \end{pmatrix} +$$

$$\begin{aligned}
 & + \begin{pmatrix} \left(\frac{-\text{GMRC} \cdot \text{GKRC} \cdot i_{D0}}{\text{TMRC} \cdot I_0} + \frac{\text{GMRC} \cdot v_{Q0}}{\text{TMRC} \cdot V_0 \cdot Y_0} \right) & - \left(\frac{\text{GMRC} \cdot \text{GKRC} \cdot i_{Q0}}{\text{TMRC} \cdot I_0} + \frac{\text{GMRC} \cdot v_{D0}}{\text{TMRC} \cdot V_0 \cdot Y_0} \right) \\ \left(\frac{-\text{GMRC} \cdot \text{GKRC} \cdot i_{D0}}{\text{TFRC} \cdot I_0} + \frac{\text{GMRC} \cdot v_{Q0}}{\text{TFRC} \cdot V_0 \cdot Y_0} \right) & - \left(\frac{\text{GMRC} \cdot \text{GKRC} \cdot i_{Q0}}{\text{TFRC} \cdot I_0} + \frac{\text{GMRC} \cdot v_{D0}}{\text{TFRC} \cdot V_0 \cdot Y_0} \right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta i_D \\ \Delta i_Q \end{pmatrix} \\
 & + \begin{pmatrix} \frac{\text{GMRC}}{\text{TMRC}} \\ \frac{\text{GMRC}}{\text{TFRC}} \end{pmatrix} \Delta u \qquad (2.22)
 \end{aligned}$$

O vetor de saída pode ser:

$$\Delta Y = \Delta X_{c2}$$

ou na forma matricial

$$\Delta Y = [0 \quad 1] \begin{pmatrix} \Delta X_{c1} \\ \Delta X_{c2} \end{pmatrix}$$

Deste modo o sistema linearizado em forma de variáveis de estado que representa o compensador estático pode ser escrito como

$$\Delta \dot{X}_c = A_c \Delta X_c + B_c \Delta u + C_c \Delta I \quad (2.23)$$

$$\Delta V = D_c \Delta X_c + E_c \Delta I \quad (2.24)$$

$$\Delta Y = F_c \Delta X_c \quad (2.25)$$

onde

$$\Delta X_c = (\Delta X_{c1}, \Delta X_{c2})^T \quad \text{vetor de estados}$$

$$\Delta V = (\Delta v_D, \Delta v_Q)^T \quad \text{vetor de tensão}$$

$$\Delta I = (\Delta i_D, \Delta i_Q)^T \quad \text{vetor de corrente}$$

$$\Delta Y = (\Delta X_{c2}) \quad \text{vetor de saída}$$

$$\Delta u = \Delta V_s \quad \text{vetor de entrada}$$

e

$$A_c = \begin{pmatrix} 0 & \frac{GMRC \cdot V_o}{TMRC \cdot Y_o} \\ \frac{1}{TFRC} & \left(\frac{GMRC \cdot V_o}{TFRC \cdot Y_o} - \frac{1}{TFRC} \right) \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{GMRC}{TMRC} \\ \\ \\ \frac{GMRC}{TFRC} \end{pmatrix}$$

$$C_c = \begin{pmatrix} \left(\frac{-GMRC.GKRC.i_{Do}}{TMRC.I_o} + \frac{GMRC.v_{Qo}}{TMRC.V_o.Y_o} \right) & -\left(\frac{GMRC.GKRC.i_{Qo}}{TMRC.I_o} + \frac{GMRC.v_{Do}}{TMRC.V_o.Y_o} \right) \\ \left(\frac{-GMRC.GKRC.i_{Do}}{TMRC.I_o} + \frac{GMRC.v_{Qo}}{TFRC.V_o.Y_o} \right) & -\left(\frac{GMRC.GKRC.i_{Qo}}{TFRC.I_o} + \frac{GMRC.v_{Do}}{TFRC.V_o.Y_o} \right) \end{pmatrix}$$

$$D_c = \begin{pmatrix} 0 & v_{Do}/Y_o \\ 0 & v_{Qo}/Y_o \end{pmatrix}, \quad E_c = \begin{pmatrix} 0 & -1/Y_o \\ 1/Y_o & 0 \end{pmatrix} \quad F_c = [0 \quad 1]$$

Os parâmetros do sistema, equações (2.23) a (2.25), possíveis de ajuste são GMRC, GKRC, TMRC, que passarão a ser denominados de η_1 , η_2 e η_3 , respectivamente. Como as matrizes A_c , B_c e C_c são funções destes parâmetros o sistema de equações será escrito como

$$\Delta \dot{X}_c = A_c(\eta) \Delta X_c + B_c(\eta) \Delta u + C_c(\eta) \Delta I \quad (2.26)$$

$$\Delta V = D_c \Delta X_c + E_c \Delta I \quad (2.27)$$

$$\Delta Y = F_c \Delta X_c$$

com $\eta = (\eta_1 , \eta_2 , \eta_3)$ vetor de parâmetros

No capítulo seguinte o sistema de equações acima será interligado a um modelo linearizado de sistema de potência para fins de ajuste do vetor de parâmetros η .

A determinação das condições iniciais é feita a partir dos resultados de um fluxo de cargas do sistema de potência, observando os valores de tensão e potência reativa da barra aonde está interligado o compensador estático. A admitância Y_0 é obtida pela relação entre tensão e potência reativa da barra. Os valores iniciais de corrente são obtidos a partir dos valores de tensão e admitância (Y_0) através das equações (2.6), (2.8) e (2.9).

3

MODELO EQUIVALENTE DINÂMICO DE SISTEMAS DE POTÊNCIA

3.1 INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é a obtenção de um modelo equivalente dinâmico linear em forma de variáveis de estado, baseado em teoria de identificação (Mota, 1981).

A identificação do modelo equivalente é obtida pelo método dos mínimos quadráticos recursivo ou estimador de Markov na forma de Kalman.

O modelo equivalente dinâmico é aplicado ao sistema Oeste da Companhia Hidroelétrica do São Francisco (CHESF), apresentado no Apêndice A onde apenas o compensador estático na barra 7 não foi incluído na determinação do modelo.

O modelo linear em forma de variáveis de estado do compensador estático, como apresentado no capítulo 2, equa

ções (2.26) a (2.28) é interligado ao modelo equivalente dinâmico, formando um modelo linear geral compensador estático /equivalente dinâmico.

3.2 MODELO EQUIVALENTE DINÂMICO PARA SISTEMAS DE POTÊNCIA

O modelo equivalente dinâmico tem a seguinte forma final

$$\Delta \dot{X}_e = A_e \Delta X_e + B_e \Delta V \quad (3.1)$$

$$\Delta I = C_e \Delta X_e + D_e \Delta V \quad (3.2)$$

onde

$$\Delta V = \begin{pmatrix} \Delta v_D \\ \Delta v_Q \end{pmatrix} \quad \text{o vetor de entrada ,}$$

$$\Delta I = \begin{pmatrix} \Delta i_D \\ \Delta i_Q \end{pmatrix} \quad \text{o vetor de saída}$$

com

$$\Delta v_D = v_D - v_{D0}$$

$$\Delta v_Q = v_Q - v_{Q0}$$

$$\Delta i_D = i_D - i_{D0}$$

$$\Delta i_Q = i_Q - i_{Q0}$$

O subíndice "o" corresponde ao ponto de operação do sistema .
Veja figura 3.1. O modelo será determinado como segue:

a) Inicialmente as seguintes funções de transferência discretas são identificadas pelo método dos mínimos quadráticos recursivo generalizado (Wilson, 1980)

$$\frac{\Delta i_D}{\Delta v_D}, \quad \frac{\Delta i_Q}{\Delta v_D}, \quad \frac{\Delta i_D}{\Delta v_Q} \quad \text{e} \quad \frac{\Delta i_Q}{\Delta v_Q}$$

onde em cada função de transferência, a tensão é a entrada e a corrente é a saída, no ponto de interligação do modelo equivalente com o restante do sistema.

b) Logo após a identificação das funções de transferência, elas são transformadas para uma representação em forma de variáveis de estado discreta.

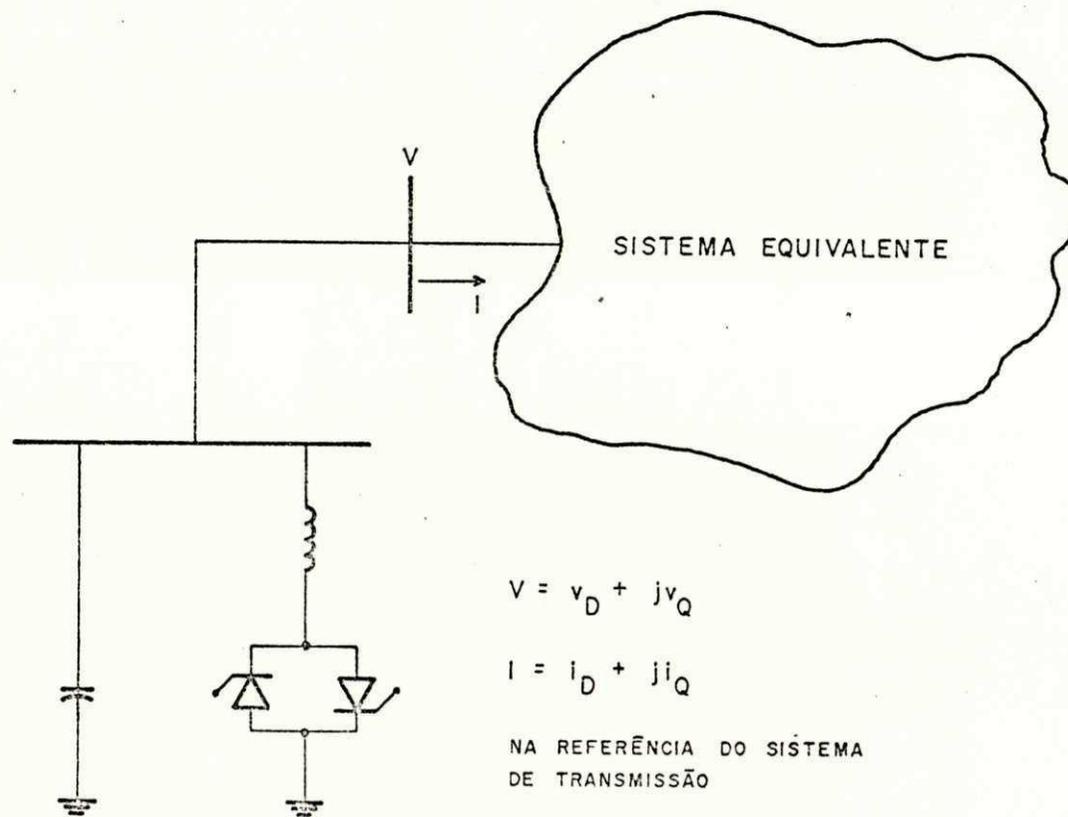


Fig. 3.1 - Compensador / sistema equivalente.

c) Em seguida os quatro modelos de uma entrada e uma saída são conectados para formar um sistema equivalente dinâmico discreto.

d) O modelo equivalente discreto é transformado num modelo contínuo correspondente, a fim de permitir sua simulação com o restante do sistema num programa de estabilidade.

3.2.1 Estimador linear de variância mínima (Markov)

Considere um sistema dado por (Graupe, 1972)

$$Y = X + W \tag{3.3}$$

onde Y é um vetor de medidas r -dimensional
 W é um vetor de ruído associado as medidas
 r denota um número sequencial de medição

e

$$X = U a \tag{3.4}$$

onde U , X e " a " são: entrada do modelo, saída e vetor de parâmetros respectivamente.

Considerando-se que um conjunto de medidas se-

jam disponíveis e que W possua uma curva de distribuição Gaussiana tal que:

$$p(W) = f(N,r) \exp(W^T N^{-1} W/2)$$

$$E(W) = 0$$

$$E(WW^T) = N$$

onde p denota probabilidade
E denota valor esperado
f(N,r) é uma função escalar de N e r;

então:

Se a variância N é conhecida a priori, pode-se derivar um estimador linear de variância mínima (Estimador de Markov) do vetor de parâmetros "a" como segue:

Usando-se \hat{a} para denotar valor estimado tem-se que de (3.3) e (3.4)

$$\hat{W} = Y - U \hat{a}$$

Definindo-se a função de probabilidade

$$p(\hat{W}) = p(Y - U \hat{a})$$

o estimador \hat{a} de "a" de variância mínima será o de probabilidade máxima, aquele que maximiza $\ln [p(\hat{W})]$, e é dado por:

$$\frac{\partial}{\partial \hat{a}} [\ln [p(Y-U\hat{a})]] = 0 \quad (3.5)$$

Esta função tem o mesmo máximo que $p(\hat{W})$ e é mais fácil de se operar na derivada parcial acima (Mood, 1963).

Como

$$\ln [p (Y - U\hat{a})] = \ln [f (N , r)] + (Y - U\hat{a})^T N^{-1} (Y - U\hat{a})/2$$

a equação (3.5) torna-se

$$\frac{\partial}{\partial \hat{a}} [(Y - U\hat{a})^T N^{-1} (Y - U\hat{a})] = 0$$

ou

$$U^T N^{-1} U\hat{a}^* - U^T N^{-1} Y = 0$$

fornecendo

$$\hat{a}^* = (U^T N^{-1} U)^{-1} U^T N^{-1} Y \quad (3.6)$$

o que é equivalente ao estimador dos mínimos quadráticos ponderado.

Nesta formulação \hat{a}^* é calculado de uma só vez a partir das matrizes acima.

Neste estimador, as variâncias ponderam o efeito das medidas no processo de estimação. Todavia se as variâncias são iguais, elas não afetarão o estimador.

3.2.2 Formulação recursiva do estimador de Markov

Quando \hat{a}^* é calculado de uma só vez, pode trazer problemas de mal condicionamento na inversão das matrizes. Uma alternativa e também para implementação em tempo real do estimador, é a formulação recursiva na forma de Kalman, onde cada medida é processada de uma vez após medição ou leitura no caso de implementação por simulação digital. O método combinará uma estimação antiga e um novo conjunto de medidas para obter uma nova estimação.

O problema é formulado como segue (P.B. Liebelt, 1967).

Inicialmente, para um conjunto de "m" medições

$$Y^m = U^m a + W^m \quad (3.7)$$

os parâmetros são estimados de acordo com (3.6)

$$\hat{a}^m = (U^{Tm} N^{-1m} U^m)^{-1} U^{Tm} N^{-1m} Y^m \quad (3.8)$$

este estimador minimiza o termo $(U^{Tm} N^{-1m} U^m)^{-1}$ da matriz diagonal variância do erro $(\hat{a} - a)$ a qual será designada por P^m .

Considere agora "s" medidas adicionais

$$Y^s = U^s a + W^s \quad (3.9)$$

combinando-se as $m + s = r$ medições tem-se

$$\begin{pmatrix} Y^m \\ Y^s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U^m \\ U^s \end{pmatrix} a + \begin{pmatrix} W^m \\ W^s \end{pmatrix}$$

ou

$$[Y^r] = [U^r] a + [W^r]$$

com a estimação correspondente

$$\hat{a}^r = (U^{Tr} N^{-1r} U^r)^{-1} U^{Tr} N^{-1r} Y^r$$

ou

$$\hat{a}^* = \left[\begin{matrix} [U^{Tm} & U^{Ts}] \\ \left[\begin{matrix} N^m & 0 \\ 0 & N^s \end{matrix} \right]^{-1} \end{matrix} \right] \cdot \begin{pmatrix} U^m \\ U^s \end{pmatrix} \right]^{-1}$$

$$[U^{Tm} \quad U^{Ts}] \cdot \begin{pmatrix} N^m & 0 \\ 0 & N^s \end{pmatrix}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} Y^m \\ Y^s \end{pmatrix}$$

$$= [U^{Tm} N^{-1m} \quad U^m + U^{Ts} (N^s)^{-1} U^s]^{-1} \cdot [U^{Tm} (N^m)^{-1} Y^m + U^{Ts} (N^s)^{-1} Y^s]$$

Considerando-se a definição da matriz em (3.8) e após algumas manipulações, (Liebelt, 1967) a estimação dos parâmetros e a matriz covariância do erro são expressas em função de seus valores conhecidos a priori e de novas medições adicionais

$$K = P^m U^{Ts} (N^s + U^s P^m U)$$

$$\hat{a}^{*r} = \hat{a}^{*m} + K (Y^s - U^s \hat{a}^m)$$

$$P^r = P^m - K U^s P^m$$

isto leva a um processo recursivo.

O estimador recursivo na forma de Kalman processando uma medida de cada vez é:

$$K = P_k U_{k+1}^T + (q_{k+1} + U_{k+1} P_k U_{k+1}^T)^{-1}$$

$$a_{k+1}^* = a_k^* + K (y_{k+1} - U_{k+1} a_k^*)$$

$$P_{k+1} = (I - K U_{k+1}) P_k \quad \text{com } K = 1, 2, \dots, r$$

Se a variância q é a mesma para todas as medidas, ela não tem efeito na estimação mas afeta a matriz variância de erro P .

Valores iniciais para " \hat{a} " e P são necessários no processo recursivo. Por exemplo,

$$\hat{a} = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ \cdot \\ 1 \end{pmatrix} \quad \text{e} \quad P = \begin{pmatrix} 10^5 & & 0 \\ & 10^5 & \\ & & \cdot \\ & & & \cdot \\ 0 & & & & 10^5 \end{pmatrix}$$

A convergência deste processo é analisado em (Payne, 1977).

É apresentado a seguir a identificação de um modelo dinâmico discreto em forma de função de transferência, pelo método dos mínimos quadráticos recursivo ou estimador de Markov na forma de Kalman.

3.2.3 Identificação de sistemas dinâmicos

Para uma representação contínua de um sistema dinâmico de uma entrada e uma saída, uma equação diferencial de ordem n pode ser usada

$$\begin{aligned} \frac{d^n y}{dt^n} + \alpha_1 \frac{d^{n-1} y}{dt^{n-1}} + \dots + \alpha_{n-1} \frac{dy}{dt} + \alpha_n y &= \\ = B_0 \frac{d^n u}{dt^n} + \dots + B_{n-1} \frac{du}{dt} + B_n u \end{aligned}$$

a qual pode ser escrita em forma de função de transferência como

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{B_0 s^n + \dots + B_{n-1} s + B_n}{s^n + \alpha_1 s^{n-1} + \dots + \alpha_{n-1} s + \alpha_n}$$

Similarmente, para sistemas discretos, uma equação diferença é escrita em termos do operador de avanço "Z", como

$$\frac{Y(Z)}{U(Z)} = \frac{b_0 Z^n + \dots + b_{n-1} Z + b_n}{Z^n + a_1 Z^{n-1} + \dots + a_{n-1} Z + a_n}$$

Algumas vezes, a função de transferência discreta é escrita em termos do operador de retardo Z^{-1}

$$\frac{Y(Z)}{U(Z)} = \frac{b_0 + b_1 Z^{-1} + \dots + b_{n-1} Z^{-(n-1)} + b_n Z^{-n}}{1 + a_1 Z^{-1} + \dots + a_{n-1} Z^{-(n-1)} + a_n Z^{-n}}$$

Para identificação de um sistema discreto o modelo deve ser colocado na seguinte forma:

$$A(Z) Y(Z) = B(Z) U(Z)$$

ou no domínio do tempo

$$Y_k + a_1 Y_{k-1} + \dots + a_n Y_{k-n} = b_0 u_k + b_1 u_{k-1} + \dots + b_n u_{k-n}$$

resultando, em forma matricial,

$$Y_k = [Y_{k-1}, \dots, Y_{k-n}, u_k, \dots, u_{k-n}] \begin{pmatrix} -a_1 \\ -a_2 \\ \vdots \\ -a_n \\ b_0 \\ b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

ou

$$Y = Ua$$

onde Y e U são vetores de medição de saída e matriz de medi-

ção de entrada, respectivamente.

Usando o método dos mínimos quadráticos, o estimador será:

$$\hat{a}^* = (U^T U)^{-1} U^T Y$$

Quando houver ruídos na medição o modelo deverá ter a seguinte forma:

$$Y = Ua + W ,$$

onde W é um ruído aditivo não correlacionado com a saída Y, a fim de se usar o estimador de Markov na forma recursiva (forma de Kalman).

$$\hat{a}^* = (U^T N^{-1} U)^{-1} U^T N^{-1} Y.$$

Nesta formulação, veja o que acontece ao modelo dinâmico.

Considere o sistema dinâmico discreto geral apresentado na figura 3.2.

O diagrama de blocos fornece a seguinte equação em (Z)

$$A(Z) Y(Z) = B(Z) U(Z) + A(Z) W(Z) \quad (3.11)$$

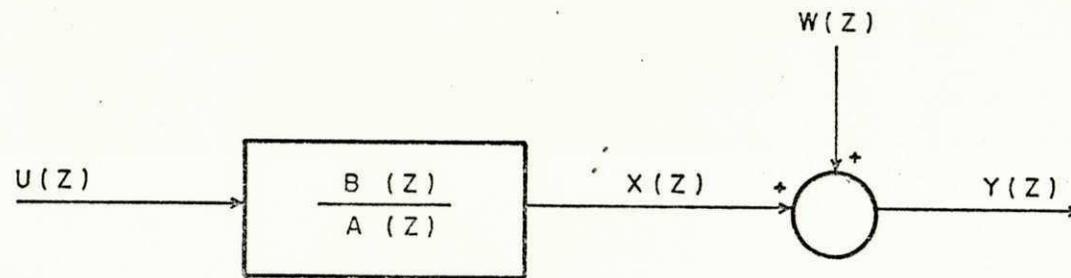


Fig. 3.2 - Sistema dinâmico discreto .

ou no domínio do tempo

$$Y_k = [Y_{k-1}, \dots, Y_{k-n}, u_k \dots u_{k-n}] \begin{pmatrix} -a_1 \\ -a_2 \\ \vdots \\ -a_n \\ b_0 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} + W_k + a_1 W_{k-1} + \dots + a_n W_{k-n}$$

Nesta formulação, Y_k depende dos ruídos nos instantes anteriores a k (ruídos correlacionados com a saída; não aditivo), mesmo quando $W(Z)$ é considerado com as seguintes características:

- 1) Aditivo
- 2) Curva de distribuição de probabilidade normal

Para se ter um estimador não-tendencioso, onde o ruído é aditivo (não correlacionado com a saída), deve-se multiplicar (3.11) por $\frac{1}{A(Z)}$; então, tem-se (Eykhoff, 1974)

$$A(Z) \bar{Y}(Z) = B(Z) \bar{U}(Z) + W(Z)$$

onde

$$\bar{Y}(Z) = [1/A(Z)] \cdot Y(Z)$$

e

$$\bar{U}(Z) = 1/A(Z) \cdot U(Z)$$

no domínio do tempo

$$Y_k = [\bar{Y}_{k-1}, \dots, \bar{Y}_{k-n}, \bar{u}_k, \dots, \bar{u}_{k-n}] \begin{pmatrix} -a_1 \\ \vdots \\ -a_n \\ b_0 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix} + W_k$$

Mas, como na definição de \bar{Y} e \bar{U} necessita-se de $A(Z)$ i.ê. $a_1, a_2 \dots$ etc., isto leva a um processo iterativo como segue:

Inicialmente estima-se $a^T = [-a_1 \dots a_n, b_0 \dots b_n]^T$ normalmente pela forma de Kalman recursiva.

Define-se $\bar{Y}(Z)$ e $\bar{U}(Z)$ usando-se

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

agora

$$\bar{Y}_k = Y_k - a_1 Y_{k-1} - \dots - a_n Y_{k-n}$$

$$\bar{u}_k = u_k - a_1 \bar{u}_{k-1} - \dots - a_n \bar{u}_{k-n}$$

O vetor "a" é reestimado baseado em \bar{Y}_k e \bar{u}_k . O processo iterativo é continuado até que um critério de convergência seja satisfeito.

Este novo método chama-se "Método dos mínimos quadráticos recursivo generalizado".

Após o processo de identificação de um sistema dinâmico discreto em forma de função de transferência, a transformação do modelo para a forma de variáveis de estado se faz necessário por ser mais usual para fins de manipulação.

3.2.4 Representação discreta em forma de variáveis de estado de uma função de transferência

Suponha um sistema representado pela seguinte equação

$$y_{k+n} + a_1 y_{k+n-1} + \dots + a_n y_k =$$

$$b_0 u_{k+n} + b_1 u_{k+n-1} + \dots + b_n u_k$$

Definindo-se os seguintes estados (Ogata, 1970 e Kailat, 1980).

$$x_1(k) = y(k) - h_0 u(k)$$

$$x_2(k) = x_1(k+1) - h_1 u(k)$$

⋮

$$x_n(k) = x_{n-1}(k+1) - h_{n-1} u(k)$$

onde

$$h_0 = b_0$$

$$h_1 = b_1 - a_1 h_0$$

⋮

$$h_n = b_n - a_1 h_{n-1} - \dots - a_n h_0$$

Então a representação em forma de variáveis de estado é:

$$\begin{pmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ \vdots \\ x_n(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -a_n & -a_{n-1} & \dots & -a_2 & -a_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ \vdots \\ x_n(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_n \end{pmatrix} u(k)$$

$$y_k = [1, 0, \dots, 0] \begin{pmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ \vdots \\ x_n(k) \end{pmatrix} + h_o u_k$$

3.2.5 Transformação de um sistema dinâmico discreto em contínuo na forma de variáveis de estado

Uma equivalência aproximada entre representações contínua e discreta de sistemas dinâmicos em forma de variáveis de estado é derivada como segue:

Dado um sistema contínuo

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx + Du$$

uma equivalência discreta pode ser obtida considerando-se que a entrada é constante durante o intervalo de amostragem T .

O modelo equivalente discreto é:

$$x_{k+1} = \phi x_k + \Gamma u_k \quad (3.12)$$

$$y_k = C x_k + Du_k \quad (3.13)$$

onde

$$\phi = \exp (AT)$$

e

$$\Gamma = \begin{pmatrix} \int_0^T \exp (AT) dt \\ 0 \end{pmatrix} B,$$

como

$$\int_0^T \exp (AT) dt = A^{-1} (e^{AT} - I)$$

então

$$\Gamma = A^{-1} [\phi - I] B$$

Agora, considere o sistema discreto, equações (3.12) e (3.13). Diagonalizando-se o sistema pela transformação

$$x_k = M V_k,$$

onde M é a matriz modal, então (Ogata, 1970)

$$V_{k+1} = M^{-1} \phi M V_k + M^{-1} \Gamma u_k$$

$$y_k = C M V_k + D u_k$$

ou

$$V_{k+1} = \bar{\Phi} V_k + \bar{\Gamma} u_k$$

$$y_k = \bar{C} V_k + D u_k$$

Agora,

$$\bar{\Phi} = \begin{pmatrix} z_1 & & 0 \\ & z_2 & \\ 0 & & \ddots \\ & & & z_n \end{pmatrix}$$

onde z_1, z_2, \dots, z_n são os autovalores do sistema discreto.

A matriz \bar{A} do sistema contínuo equivalente é relacionado com $\bar{\Phi}$ como segue:

$$\bar{\Phi} = e^{\bar{A}T}$$

ou

$$\begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{s_1 T} \\ e^{s_2 T} \\ \vdots \\ e^{s_n T} \end{pmatrix}$$

Então

$$z_i = e^{s_i T} = e^{(\tau_i + j\omega_i)T} = e^{\tau_i T} \cdot e^{j\omega_i T} \quad i=1,2,\dots,n$$

como

$$|z_i| = e^{\tau_i T} \quad e \quad \frac{1}{|z_i|} = \omega_i T, \quad ,$$

o qual implica em

$$\tau_i = \frac{1}{T} \ln |z_i|$$

e

$$\omega_i = \frac{1}{T} \frac{1}{|z_i|} \quad \text{rad.}$$

Logo, a matriz \bar{A} pode ser encontrada para o sistema na forma modal com $s = \tau + j\omega$

$$\dot{V} = \bar{A}V + \bar{B}u$$

$$y = \bar{C}V + Du$$

onde

$$\bar{B} = [\bar{\phi} - I]^{-1} \bar{A} \bar{F}$$

$$\bar{C} = CM$$

O modelo contínuo nas variáveis de estado iniciais pode ser encontrado através da transformação inversa

$$V = M^{-1} x$$

com

$$A = M \bar{A} M^{-1}$$

$$B = M \bar{B}$$

$$C = \bar{C} M^{-1} = C$$

3.3 OBTENÇÃO DE UM MODELO EQUIVALENTE DINÂMICO PARA SISTEMAS DE POTÊNCIA

O sistema apresentado no apêndice A figura A.1 será usado para a determinação de um modelo equivalente dinâmico, onde apenas o compensador estático da barra 7 não é incluído.

Para eliminar o efeito dinâmico do compensador estático da barra 7, este será simulado como uma barra infinita, isto é: reatância bem pequena e inércia muito grande.

Inicialmente, as quatro funções de transferências

$$\frac{\Delta i_D}{\Delta v_D}, \quad \frac{\Delta i_Q}{\Delta v_D}, \quad \frac{\Delta i_D}{\Delta v_Q} \quad \text{e} \quad \frac{\Delta i_Q}{\Delta v_Q}$$

serão identificadas separadamente pelo método dos mínimos quadráticos recursivo generalizado. Nesta identificação escolheu-se para cada função de transferência um numerador e denominador de 3ª ordem uma vez que esta escolha mostrou-se ser suficiente para o fim desejado. Logo as funções de transferência terão a seguinte forma

$$\frac{Y(Z)}{u(Z)} = \frac{i(Z)}{v(Z)} = \frac{b_0 + b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2} + b_3 Z^{-3}}{1 + a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2} + a_3 Z^{-3}}$$

As medições de v e i (entrada e saída) são leituras obtidas de um programa digital de estabilidade, no ponto de interligação do compensador estático com o restante do sistema a ser representado por um modelo equivalente dinâmico.

Para uma pequena perturbação no sistema a simulação fornecerá r valores de v e i que permitirá a formação das matrizes Y e U de

$$Y = Ua$$

ou

$$Y_k = [Y_{k-1}, Y_{k-2}, Y_{k-3}, u_k, u_{k-1}, u_{k-2}, u_{k-3}] \begin{pmatrix} -a_1 \\ -a_2 \\ -a_3 \\ b_0 \\ b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

onde $k = 1, 2, \dots, r$.

Para cada valor de k , corresponderá um valor para Y e u isto é, para i e v .

Na simulação digital de um sistema de potência, as imprecisões na modelagem e erros numéricos correspondem a existência de um ruído branco associado às medições (Doyle, 1979).

Portanto, a estimação deve ser tratada pelo método dos mínimos quadráticos recursivo generalizado.

Para facilitar o processo de identificação dos parâmetros, a componente algébrica b_0 de (3.14) é retirada. Esta componente é calculada como a relação entre saída e entra-

da no instante inicial da simulação dinâmica e incorporada posteriormente ao modelo dinâmico.

Para a função de transferência $\frac{\Delta i_D}{\Delta v_D}$, o vetor de parâmetros

$$a^T = [-a_1, -a_2, -a_3, b_1, b_2, b_3]$$

foi identificado baseados em valores de Δi_D e Δv_D obtidos de uma simulação dinâmica do sistema, onde a perturbação foi uma variação forçada na parte real da tensão terminal da máquina (barra infinita representativa da parte do sistema não incluída no modelo equivalente), Δv_D de 5% durante 0.2 s; mantendo-se Δv_Q constante.

Os seguintes valores numéricos foram computados

$$a^T = [2.9473 \quad -2.8989 \quad 0.9516 \quad -0.0671 \quad 0.1313 \quad -0.0643]$$

Para a identificação de $\frac{\Delta i_Q}{\Delta v_D}$, a mesma simulação foi utilizada fornecendo

$$a^T = [2.8751 \quad -2.7667 \quad 0.8907 \quad -0.0930 \quad 0.1837 \quad -0.0917]$$

Para a identificação de $\frac{\Delta i_D}{\Delta v_Q}$ e $\frac{\Delta i_Q}{\Delta v_Q}$, a perturbação no sistema foi na parte imaginária da tensão Δv_Q de 5% durante 0.2 s; mantendo-se Δv_D constante.

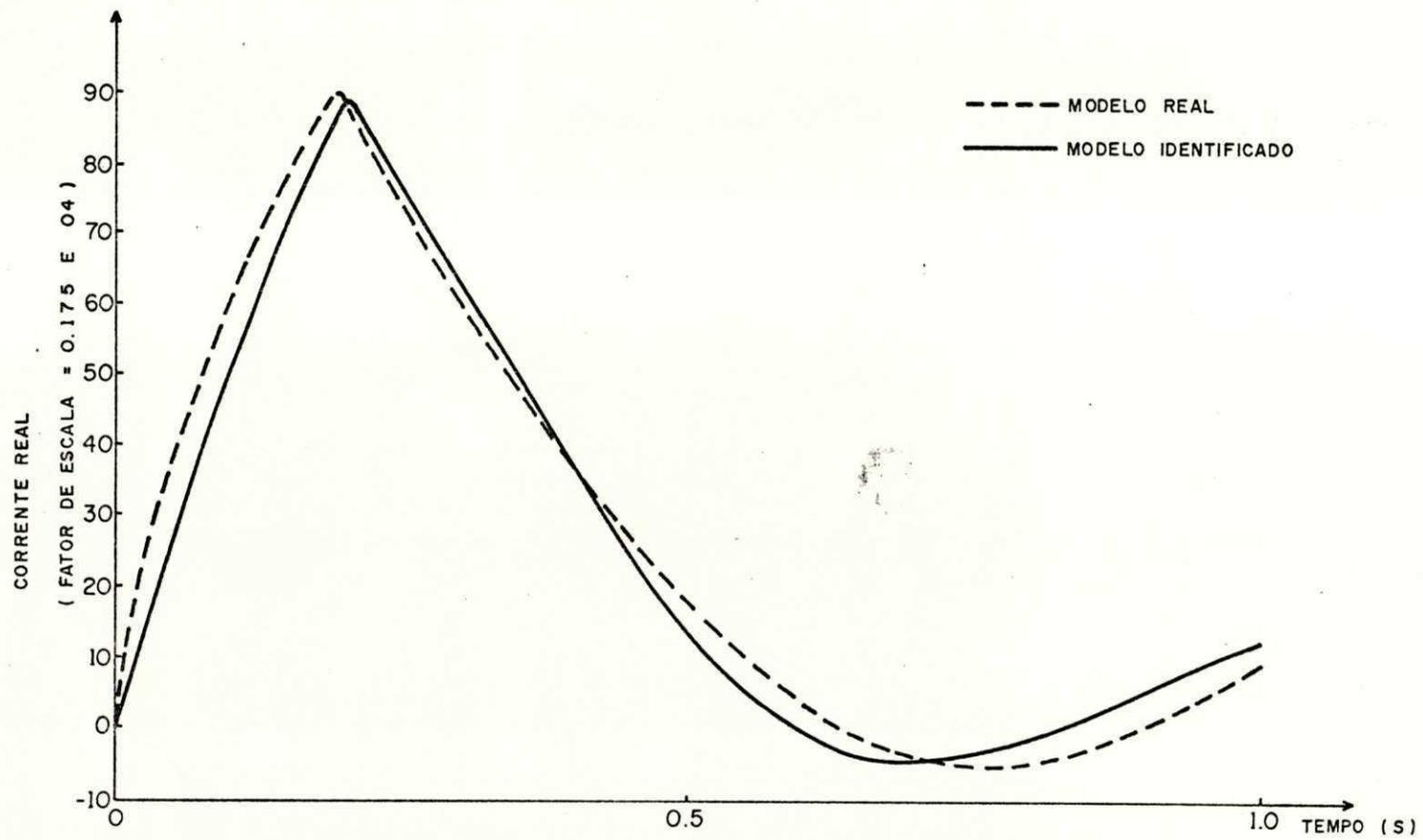


Fig. 3.3 - Função de transferência $\Delta I_D / \Delta V_D$.

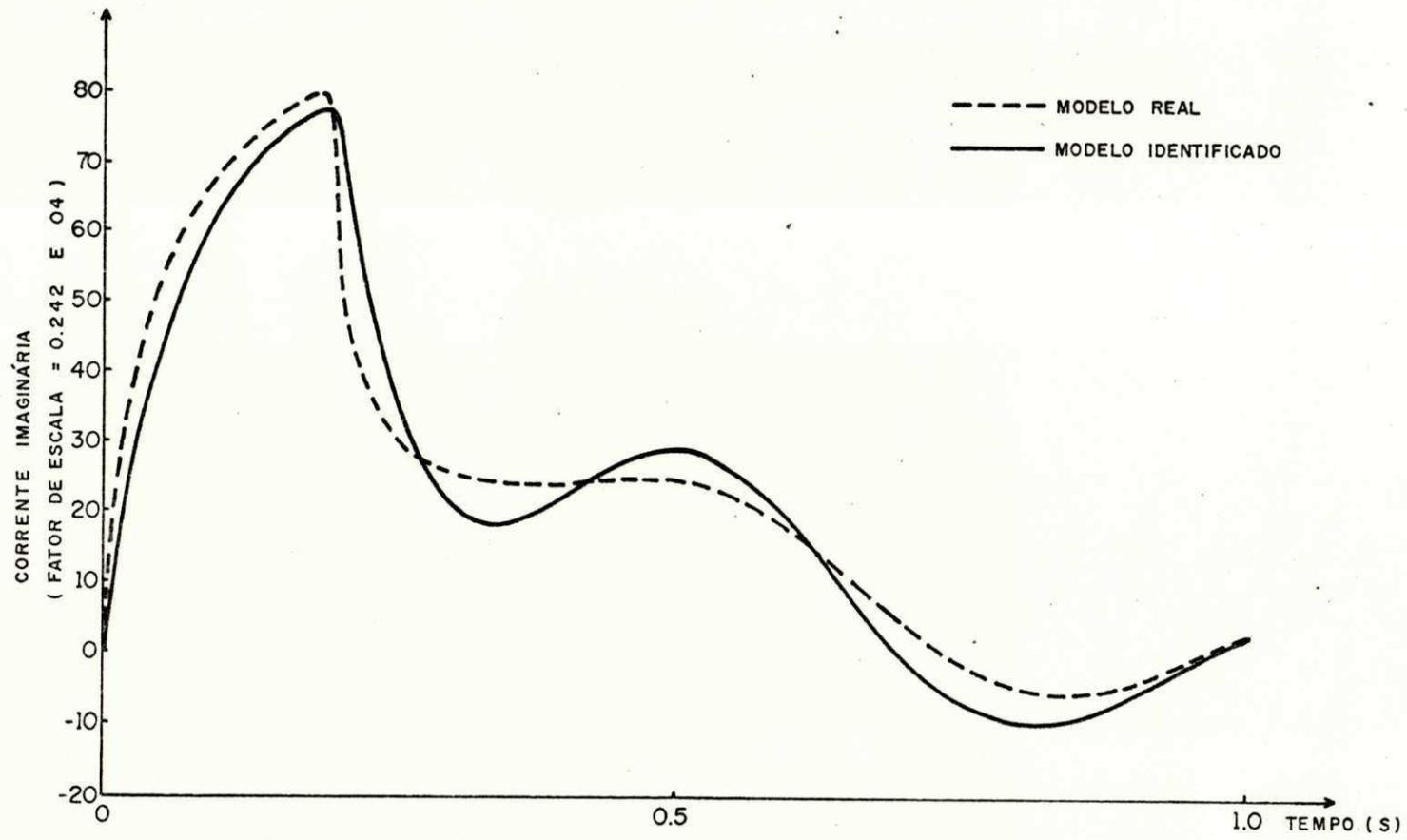


Fig. 3.4 - Função de transferência $\Delta I_Q / \Delta V_D$.

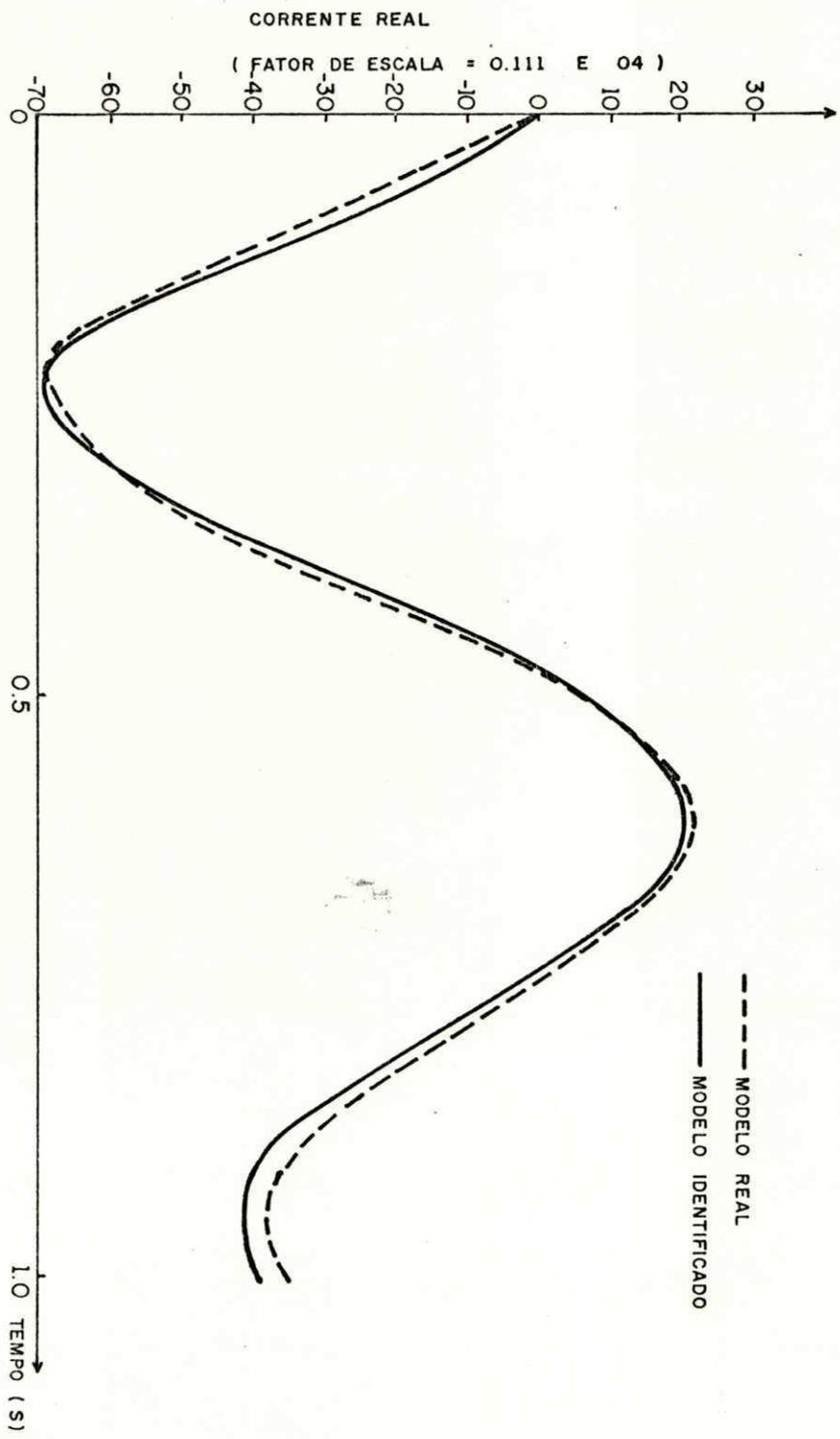


Fig. 3. 5 - Função de transferência $\Delta I_D / \Delta V_Q$

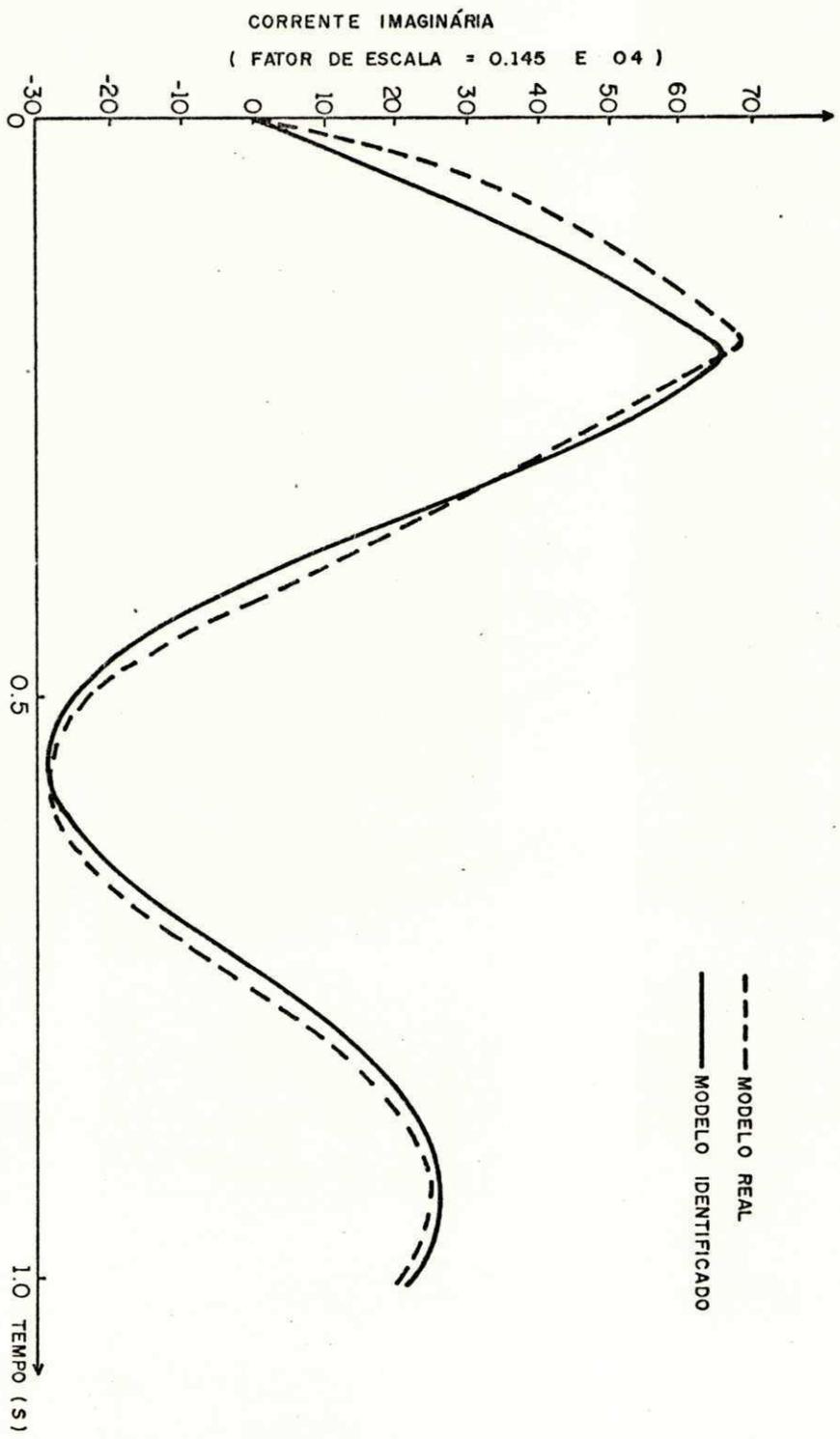


Fig. 3. 6 - Função de transferência $\Delta I_Q / \Delta V_Q$

Os seguintes valores numéricos foram computados pa-

ra $\frac{\Delta i_D}{\Delta v_Q}$

$$a^T = [2.9723 \quad -2.9521 \quad 0.9797 \quad -0.10495 \quad 0.1995 \quad -0.0948]$$

e para $\frac{\Delta i_Q}{\Delta v_Q}$

$$a^T = [2.9562 \quad -2.9198 \quad 0.9635 \quad 0.10903 \quad -0.2095 \quad 0.1007]$$

As figuras 3.3, 3.4, 3.5 e 3.6 mostram resultados da simulação dinâmica do sistema não linear completo e das funções de 3ª ordem correspondentes.

A partir dos parâmetros das funções de transferência, construiu-se quatro modelos discretos em forma de variáveis de estado de acordo com o item 3.2.4.

Para $\frac{\Delta i_D}{\Delta v_D}$

$$\begin{pmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ x_3(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0.9516 & -2.8989 & 2.9473 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -0.0671 \\ -0.0666 \\ -0.0659 \end{pmatrix} \Delta v_D$$

ϕe_1 Γe_1

$$\Delta i_D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ & C_{e1} & \\ & & \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} 1.4187 \\ & D_{e1} \\ & & \end{bmatrix} \Delta v_D \quad (3.15)$$

Para $\frac{\Delta i_Q}{\Delta v_D}$

$$\begin{pmatrix} x_4(k+1) \\ x_5(k+1) \\ x_6(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0.8907 & -2.7667 & 2.8751 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_4(k) \\ x_5(k) \\ x_6(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -0.0930 \\ -0.0837 \\ -0.0749 \end{pmatrix} \Delta v_D$$

ϕ_{e2} Γ_{e2}

$$\Delta i_Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ & C_{e2} & \\ & & \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_4(k) \\ x_5(k) \\ x_6(k) \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} -8.6788 \\ & D_{e2} \\ & & \end{bmatrix} \Delta v_D \quad (3.16)$$

Para $\frac{\Delta i_D}{\Delta v_Q}$

$$\begin{pmatrix} x_7(k+1) \\ x_8(k+1) \\ x_9(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0.9797 & -2.9521 & 2.9723 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_7(k) \\ x_8(k) \\ x_9(k) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -0.1049 \\ -0.1127 \\ -0.1199 \end{pmatrix} \Delta v_Q$$

ϕ_{e3} Γ_{e3}

$$\Delta i_D = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} C_{e3} \\ \left(\begin{array}{c} x_7(k) \\ x_8(k) \\ x_9(k) \end{array} \right) \end{matrix} + \begin{bmatrix} 8.4140 \end{bmatrix} \Delta v_Q \quad (3.17)$$

D_{e3}

Para $\frac{\Delta i_Q}{\Delta v_Q}$

$$\begin{bmatrix} x_{10}(k+1) \\ x_{11}(k+1) \\ x_{12}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0.9635 & -2.9198 & 2.9562 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{10}(k) \\ x_{11}(k) \\ x_{12}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.1090 \\ 0.1128 \\ 0.1159 \end{bmatrix} \Delta v_Q$$

ϕ_{e4} Γ_{e4}

$$\Delta i_Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} C_{e4} \\ \left(\begin{array}{c} x_{10}(k) \\ x_{11}(k) \\ x_{12}(k) \end{array} \right) \end{matrix} + \begin{bmatrix} 1.6755 \end{bmatrix} \Delta v_Q \quad (3.18)$$

D_{e4}

Agora os quatro modelos de uma entrada e uma saída, podem ser combinados para formar um modelo dinâmico discreto equivalente na forma a seguir

$$X_e(k+1) = \phi_e X_e(k) + \Gamma_e \Delta V$$

$$\Delta I = C_e X_e(k) + D_e \Delta V$$

onde

$$X_e^T = [X_1(k), X_2(k), X_3(k), X_4(k), X_5(k), X_6(k), X_7(k), \\ X_8(k), X_9(k), X_{10}(k), X_{11}(k), X_{12}(k)]$$

$$\Delta I = \begin{pmatrix} \Delta i_D \\ \Delta i_Q \end{pmatrix} \quad \Delta V = \begin{pmatrix} \Delta v_D \\ \Delta v_Q \end{pmatrix}$$

$$\phi_e = \begin{pmatrix} \phi_{e1} & & & 0 \\ & \phi_{e2} & & \\ & & \phi_{e3} & \\ 0 & & & \phi_{e4} \end{pmatrix}$$

$$\Gamma_e = \begin{pmatrix} \Gamma_{e1} & 0 \\ \Gamma_{e2} & 0 \\ 0 & \Gamma_{e3} \\ 0 & \Gamma_{e4} \end{pmatrix} \quad C_e = \begin{pmatrix} c_1 & 0 & 0 & 0 & c_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_2 & 0 & 0 & 0 & c_4 \end{pmatrix}$$

$$D_e = \begin{pmatrix} 1.4187 & 8.4140 \\ -8.6788 & 1.6755 \end{pmatrix}$$

Na formação das matrizes C_e e D_e , usou-se o princípio da superposição; isto é Δi_D e a componente Δi_D calculada com Δv_Q constante (3.15) somada com a componente Δi_D calculada com Δv_D constante (3.17). Similarmente, Δi_Q é a soma de (3.16) com (3.18).

O modelo contínuo correspondente, é obtido de acordo com o item (3.2.5), onde A_e , B_e , C_e e D_e são dadas por:

$$A_{e1} = \begin{pmatrix} -151.5652 & 203.2748 & -57.7123 \\ -49.2089 & -1.6538 & 50.8641 \\ 48.4017 & -196.6613 & 148.2569 \end{pmatrix}$$

$$A_{e2} = \begin{pmatrix} -153.5712 & 207.6539 & -54.1158 \\ -48.2004 & -3.8517 & 52.0682 \\ 46.3767 & -192.2550 & 145.8471 \end{pmatrix}$$

$$A_{e3} = \begin{pmatrix} -150.4958 & 201.2417 & -50.7486 \\ -49.7220 & -0.6808 & 50.4041 \\ 49.3845 & -198.5200 & 149.1329 \end{pmatrix}$$

$$A_{e4} = \begin{pmatrix} -151.0667 & 202.3785 & -51.3149 \\ -49.4409 & -1.2401 & 50.6825 \\ 48.8315 & -197.4210 & 148.5864 \end{pmatrix}$$

$$B_{e1} = \begin{pmatrix} -6.7370 \\ -6.6890 \\ -6.6292 \end{pmatrix}, \quad B_{e2} = \begin{pmatrix} -9.7870 \\ -8.8284 \\ -7.9262 \end{pmatrix}, \quad B_{e3} = \begin{pmatrix} -10.0931 \\ -10.8896 \\ -11.6397 \end{pmatrix}$$

$$B_{e4} = \begin{pmatrix} 10.6889 \\ 11.1049 \\ 11.4472 \end{pmatrix}$$

C_e e D_e são as mesmas matrizes do sistema discreto, resultando um modelo final na seguinte forma:

$$\Delta \dot{X}_e = A_e X_e + B_e \Delta V \quad (3.19)$$

$$\Delta I = C_e X_e + D_e \Delta V \quad (3.20)$$

3.4 REPRESENTAÇÃO DO SISTEMA COMPENSADOR ESTÁTICO/EQUIVALENTE DINÂMICO

Nesta seção é apresentado o modelo linear do compensador estático/equivalente dinâmico.

O compensador estático é representado pelo seguinte modelo linear na forma de variáveis de estado como descrito na seção 2.4.1, equações (2.23) a (2.25)

$$\dot{\Delta X}_c = A_c \Delta X_c + B_c \Delta u + C_c \Delta I \quad (3.21)$$

$$\Delta V = D_c \Delta X_c + E_c \Delta I \quad (3.22)$$

$$\Delta Y = F_c \Delta X_c$$

onde

$$\Delta X_c = [\Delta X_{c1}, \Delta X_{c2}]^T$$

$$\Delta u = \Delta V_s$$

$$\Delta V = (\Delta v_D, \Delta v_Q)^T$$

$$\Delta I = (\Delta i_D, \Delta v_Q)^T$$

com

$$\Delta v_D = v_D - v_{D0}, \quad \Delta i_D = i_D - i_{D0}$$

$$\Delta v_Q = v_Q - v_{Q0}, \quad \Delta i_Q = i_Q - i_{Q0}$$

o subíndice zero corresponde ao ponto de operação inicial.

O modelo equivalente dinâmico, como apresentada na seção 3.3, equações (3.19) e (3.20) é da forma

$$\Delta \dot{X}_e = A_e \Delta X_e + B_e \Delta V \quad (3.23)$$

$$\Delta I = C_e \Delta X_e + D_e \Delta V \quad (3.24)$$

onde

$$\Delta V = [\Delta v_D , \Delta v_Q]^T$$

$$\Delta I = [\Delta i_D , \Delta i_Q]^T$$

Após a combinação das equações dinâmicas do compensador e sistema equivalente, resulta

$$\begin{pmatrix} \Delta \dot{X}_c \\ \Delta \dot{X}_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_c & 0 \\ 0 & A_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta X_c \\ \Delta X_e \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} C_c & 0 \\ 0 & B_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta I \\ \Delta V \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_c \\ 0 \end{pmatrix} \Delta u \quad (3.25)$$

Também, das equações algébricas

$$\begin{pmatrix} \Delta I \\ \Delta V \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & C_e \\ D_c & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta X_c \\ \Delta X_e \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & D_e \\ E_c & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta I \\ \Delta V \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

Substituindo os valores de ΔV e ΔI das equações (3.26) na equação (3.25),

$$\begin{pmatrix} \dot{\Delta X}_c \\ \dot{\Delta X}_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_c + C_c D_e R D_c & C_c C_e + C_c D_e R E_c C_e \\ B_e R D_c & A_e + B_e R E_c C_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta X_c \\ \Delta X_e \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_c \\ 0 \end{pmatrix} \Delta u$$

onde

$$R = [I - E_c D_e]^{-1}$$

Então, o modelo linear geral na forma de variáveis de estado é estabelecido

$$\dot{\Delta X} = A \Delta X + B \Delta u \tag{3.27}$$

$$\Delta Y = C \Delta X \tag{3.28}$$

onde

$$\Delta X = (X_{c1}, X_{c2}, X_1, X_2, \dots, X_{12})^T$$

$$\Delta u = \Delta V_s$$

e a matriz C é igual a

$$C = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$$

Lembrando que as matrizes A_c , B_c , C_c do compensa-

dor estático são funções dos parâmetros η (equação (2.26), então a equação (3.27) será

$$\Delta \dot{X} = A(\eta) \Delta X + B(\eta) \Delta u \quad (3.29)$$

A entrada Δu do sistema de controle do compensador não será utilizada neste trabalho. Nesta entrada pode ser conectados sinais adicionais como, por exemplo sinais estabilizantes.

Assim o sistema geral compensador estático/equivalente dinâmico será representado na forma

$$\Delta \dot{X} = A(\eta) \Delta X \quad (3.30)$$

$$\Delta Y = C \Delta X \quad (3.31)$$

O sistema (3.30), assim determinado, será utilizado no próximo capítulo para ajuste dos parâmetros η do compensador estático.

3.5 SIMULAÇÃO DO MODELO COMPENSADOR ESTÁTICO/EQUIVALENTE DINÂMICO

Com a finalidade de verificar a validade do modelo equivalente dinâmico em substituição ao modelo não-linear

original simulou-se o modelo linearizado compensador estático /equivalente dinâmico, equação 3.29 para uma perturbação correspondente à variação de 2% na tensão de referência do compensador estático e comparou-se com uma simulação análoga, desta vez no modelo não linear original em um programa de estabilidade transitória. Com isso obteve-se a admitância líquida do compensador nas duas simulações. Ver figura 3.7 que apresenta a admitância resultante das simulações dos modelos não linear e equivalente dinâmico, respectivamente.

Observa-se o mesmo tipo de resposta da admitância em ambos os casos, o que justifica o uso do modelo equivalente dinâmico para fins de ajuste dos parâmetros do compensador estático.

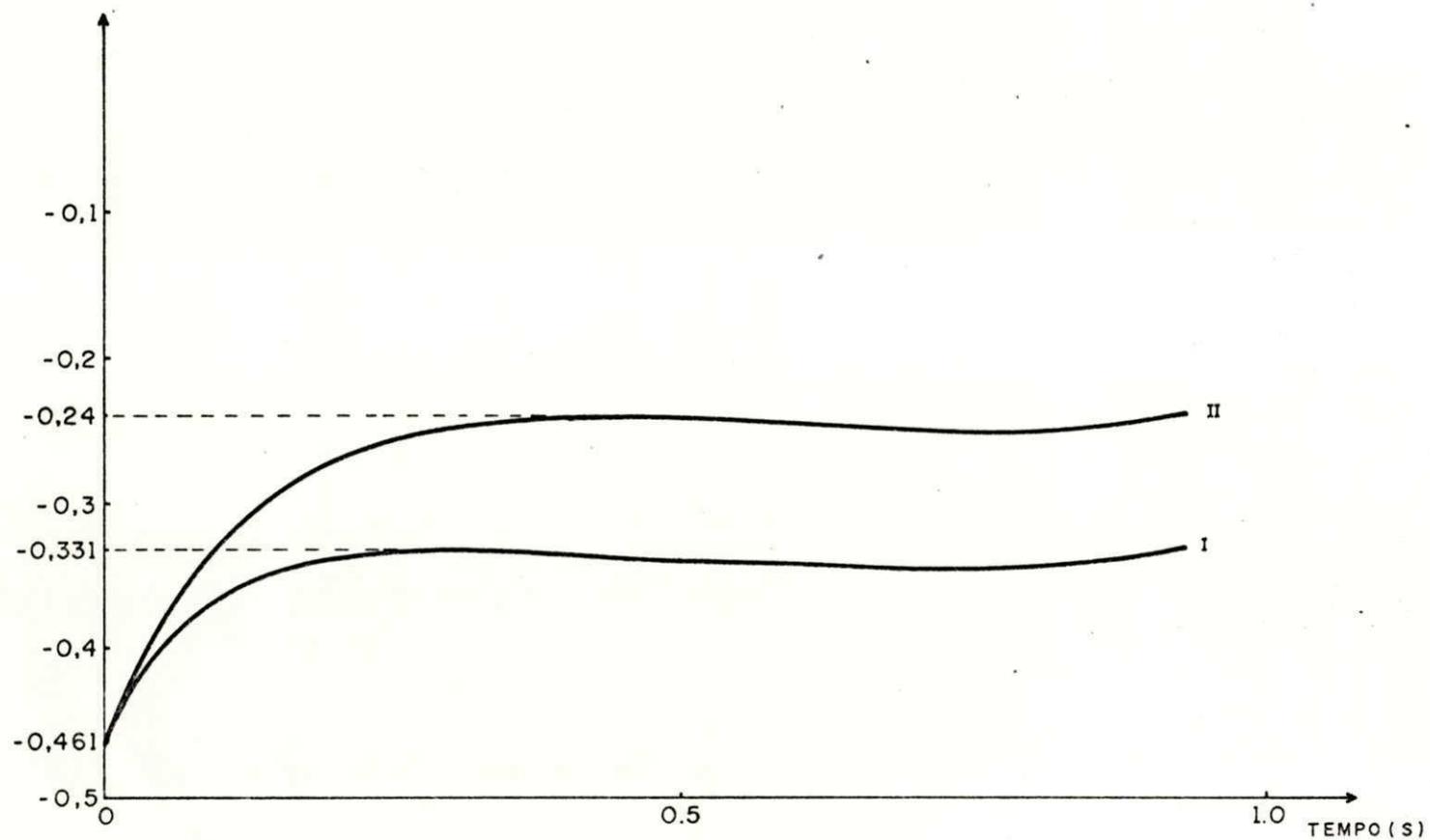


Fig. 3.7 - Admitância do compensador
I) Modelo não-linear
I) Modelo linear

AJUSTE ÓTIMO DE PARÂMETROS

4.1 INTRODUÇÃO

Técnicas de tentativa-erro, usando a teoria de controle clássico (lugar das raízes, plano dos parâmetros, gráficos de Bode e Nyquist) seguidas de simulação, têm sido utilizadas para a seleção dos parâmetros em controladores com estrutura conhecida aplicados a sistemas de potência. Essas técnicas são usadas para a seleção de um número muito pequeno de parâmetros, tornando a aplicação muito limitada. É necessário, portanto, o desenvolvimento de técnicas mais eficientes e que permitam selecionar todos os parâmetros ajustáveis dos reguladores e estabilizadores de sistemas de potência (Castro, 1984).

O objetivo deste capítulo é aplicar a técnica sugerida por Castro no ajuste dos parâmetros do compensador estático em estudo neste trabalho.

Será feita uma aplicação ao sistema apresentado

no Apêndice A.

4.2 AJUSTE DOS PARÂMETROS

O compensador estático cujos parâmetros deverão ser ajustados é representado por um modelo linearizado interligado com um equivalente dinâmico representando o restante do sistema de potência, descrito pelas expressões (3.30) e (3.31).

Com isso, a dinâmica das máquinas, cargas, etc, que podem ter uma certa influência no ajuste, são levadas em consideração.

O ajuste é realizado visando a maximização da velocidade de resposta sem grandes oscilações. Para isto sugere-se posicionar os autovalores de $A(\eta)$ através do ajuste dos parâmetros η de modo a minimizar

$$J_1 = \max \{ \text{Re} [\lambda_i (A)] , \quad i = 1, 2, \dots \} \quad (4.1)$$

sujeito as restrições

$$\max \left| \frac{\text{Im} [\lambda_i (A)]}{\text{Re} [\lambda_i (A)]} \right| < \xi , \quad i = 1, 2, \dots$$

e

$$\eta_{\min}^i \leq \eta_i \leq \eta_{\max}^i, \quad i = 1, 2, \dots, p$$

onde $\lambda_i(A)$ é o i -ésimo autovalor complexo de A e η_{\min}^i e η_{\max}^i são os valores limites para o i -ésimo parâmetro. ξ é um escalar positivo associado ao amortecimento desejado e p é o número de parâmetros ajustáveis.

Como os autovalores λ_i não podem ser posicionados arbitrariamente com o ajuste dos parâmetros, o escalar ξ também não pode ser tomado arbitrariamente. É aconselhável tomar inicialmente, um valor razoavelmente grande para ξ e a seguir, com o conhecimento dos autovalores resultantes, um valor mais realístico pode ser tomado.

Outros problemas de otimização podem ser sugeridos para o ajuste dos parâmetros. Isso pode ser feito pela substituição de J_1 e das restrições a fim de atender ao objetivo desejado.

No processo de otimização que consiste em ajustar os parâmetros η de modo a minimizar o índice de desempenho J_1 , utilizou-se as técnicas de "procura direta" e "funções de penalidade" (Gottfried, 1973; Himmelblau, 1972).

As técnicas utilizadas são apresentadas a seguir.

4.2.1 Procura direta

Geralmente, na solução de problemas de programação não-linear sem restrições, os métodos do gradiente e segunda derivada convergem mais rapidamente do que as técnicas de procura direta. Entretanto, para utilização desses métodos, o usuário enfrenta dois principais problemas para sua implementação. Primeiro, nos casos com um grande número de variáveis pode ser difícil ou impossível determinar funções analíticas para as derivadas necessárias aos métodos do gradiente ou da segunda derivada. Segundo, as técnicas de otimização baseadas no cálculo de primeira e possivelmente segundas derivadas requerem uma preparação relativamente grande do problema antes de introduzi-lo no algoritmo, quando comparadas com as técnicas de procura direta.

Praticamente nas técnicas de procura direta as direções para minimização são determinadas unicamente por cálculos sucessivos de uma função objetivo, simbolizada por $f(x)$.

No caso da otimização em estudo, só os valores da função são conhecidos. A função objetivo não é necessariamente diferenciável. Neste caso, uma técnica de otimização para minimizar a função objetivo sem calcular derivadas torna-se atrativa.

Hooke e Jeeves (1962) propuseram uma estratégia simples e lógica de procura que faz uso de conhecimentos pré-

viose ao mesmo tempo rejeita informações absolutas concernentes à natureza e topologia da função objetivo no espaço E^n . O algoritmo consiste de duas fases principais uma "procura exploratória" em torno do ponto base e uma expansão (pattern search) na direção selecionada para minimização.

O algoritmo de procura direta opera da seguinte maneira. Valores incrementais ΔX_i são designados para cada variável independente x_i . Estes valores incrementais controlam a faixa exploratória e eles não são necessariamente iguais para todo i . Geralmente ΔX_i representará alguma fração da distância entre os elementos superior e inferior de x_i . Entretanto, uma vez que os ΔX_i são selecionados, eles permanecem fixos até que se torne necessário em algum ponto da computação reduzi-los simultaneamente.

A computação começa pela seleção de valores iniciais para cada variável x_i , denominado ponto exploratório inicial, simbolizado por x_1^* , dentro da região de interesse. A seguir a função objetivo é calculada para x_1^* . Conhecendo $f(x_1^*)$, aumenta-se x_1 para $x_1 + \Delta X_1$ e calcula-se f para este novo ponto. Se f mostra uma melhora como resultado deste aumento, isto é, se

$$f(x_1 + \Delta X_1, x_2, \dots, x_n) > f(x_1, x_2, \dots, x_n)$$

para o problema de maximização, ou se

$$f(x_1 + \Delta X_1, x_2, \dots, x_n) < f(x_1, x_2, \dots, x_n)$$

para a minimização], então este novo ponto passa a ser o próximo ponto exploratório, o qual denomina-se de x_{11}^* . Se não houver melhora para $x_1 + \Delta X_1$, então verifica-se para $x_1 - \Delta X_1$ e este passará a ser o novo ponto exploratório se f agora melhora. No caso de f não melhorar nem para $x_1 + \Delta X_1$ nem para $x_1 - \Delta X_1$, faremos x_{11}^* ser igual ao ponto exploratório inicial x_1^* .

De x_{11}^* procede-se a mudança em x_2 de $\pm \Delta X_2$ e estabelece-se a posição do próximo ponto exploratório x_{12}^* como acima. O procedimento é repetido testando as mudanças nas variáveis, uma de cada vez, até que todas as variáveis tenham sido perturbadas por seus respectivos valores incrementais. No final desta sequência de movimentos exploratórios, tem-se estabelecido algum ponto x_{1n}^* que estará nas zinhancas de x_1^* . Esta posição final será referenciada como um ponto base chamado simplesmente de x_1 . Pode-se notar que o ponto base não coincidirá com o ponto exploratório inicial a menos que não tenha havido melhoramentos em f após todas as variáveis terem sido perturbadas por seus correspondentes valores incrementais.

Após a determinação do ponto base x_1^* é feita uma expansão de acordo com a regra de aceleração

$$x_{i+1}^* = 2 x_i - x_{i-1} \tag{4.2}$$

estabelecendo um novo ponto exploratório. Outra sequência exploratória é então feita. O melhor valor da função objetivo encontrada durante o processo exploratório é comparado com o do ponto base anterior. Se houve um melhoramento ele é aceito como o novo ponto base.

A alteração sucessiva de uma sequência exploratória com uma expansão continua enquanto houver melhoramento no valor da função objetivo. Cada sequência exploratório x_i^* termina com o ponto base x_i . Cada expansão é feita de acordo com a expressão 4.2.

No caso de uma sequência exploratória não ter tido sucesso, há dois casos a considerar. Primeiro, se f calculada para o ponto exploratório inicial x_{i+1}^* for maior que f calculada para o ponto base x_i (para o problema de minimização), então faz-se x_{i+1}^* igual a x_i de modo que uma nova sequência exploratória é iniciada do ponto base anterior. Segundo, se f calculada para o ponto base for igual a f para o ponto exploratório inicial, então todos os ΔX_i são reduzidos por um fator constante e se uma nova sequência exploratória é um sucesso ela é seguida por uma expansão. Se não é, verifica-se em qual dos dois casos se classifica a falha e o processo continua. Se a falha recai no segundo caso os ΔX_i são reduzidos gradualmente até que uma nova direção com sucesso possa ser obtida ou todos os ΔX_i sejam menores que uma determinada tolerância. Falhas para melhorar $f(x)$ para valores muito pequenos de ΔX_i indica que o local ótimo foi encontrado.

Frequentemente as variáveis independentes são limitadas. Quando isto ocorre, se por exemplo a variável x_i resultante de uma sequência exploratória ou de uma expansão, excede seu valor limite, neste caso ela é feita simplesmente igual ao limite e o algoritmo continua. Embora o teste e a correção para esta condição seja muito simples, se requer que a variável seja testada continuamente ao longo da computação. O modo como os limites são tratados neste caso contrasta com os métodos do gradiente que tratam os limites como restrições separadas. Também neste caso, uma regra prática para a escolha dos incrementos ΔX_i é fazer (Gottfried e Weisman, 1973).

$$10^{-5} (x_{imax} - x_{imin}) \leq \Delta X_i \leq 10^{-2} (x_{imax} - x_{imin})$$

Embora a técnica de procura direta de Hooke e Jeeves não seja matematicamente elegante, ela é razoavelmente eficiente e tem sido usada em muitos problemas de otimização.

Um fluxograma ilustrativo do procedimento acima é dado na figura 4.1.

4.2.2 Funções de penalidade

Uma grande variedade de técnicas de funções de penalidade foram propostas, mas a essência de todas elas é transformar um problema de programação não-linear com restrições em um problema sem restrições. Por exemplo, suponha que se queira

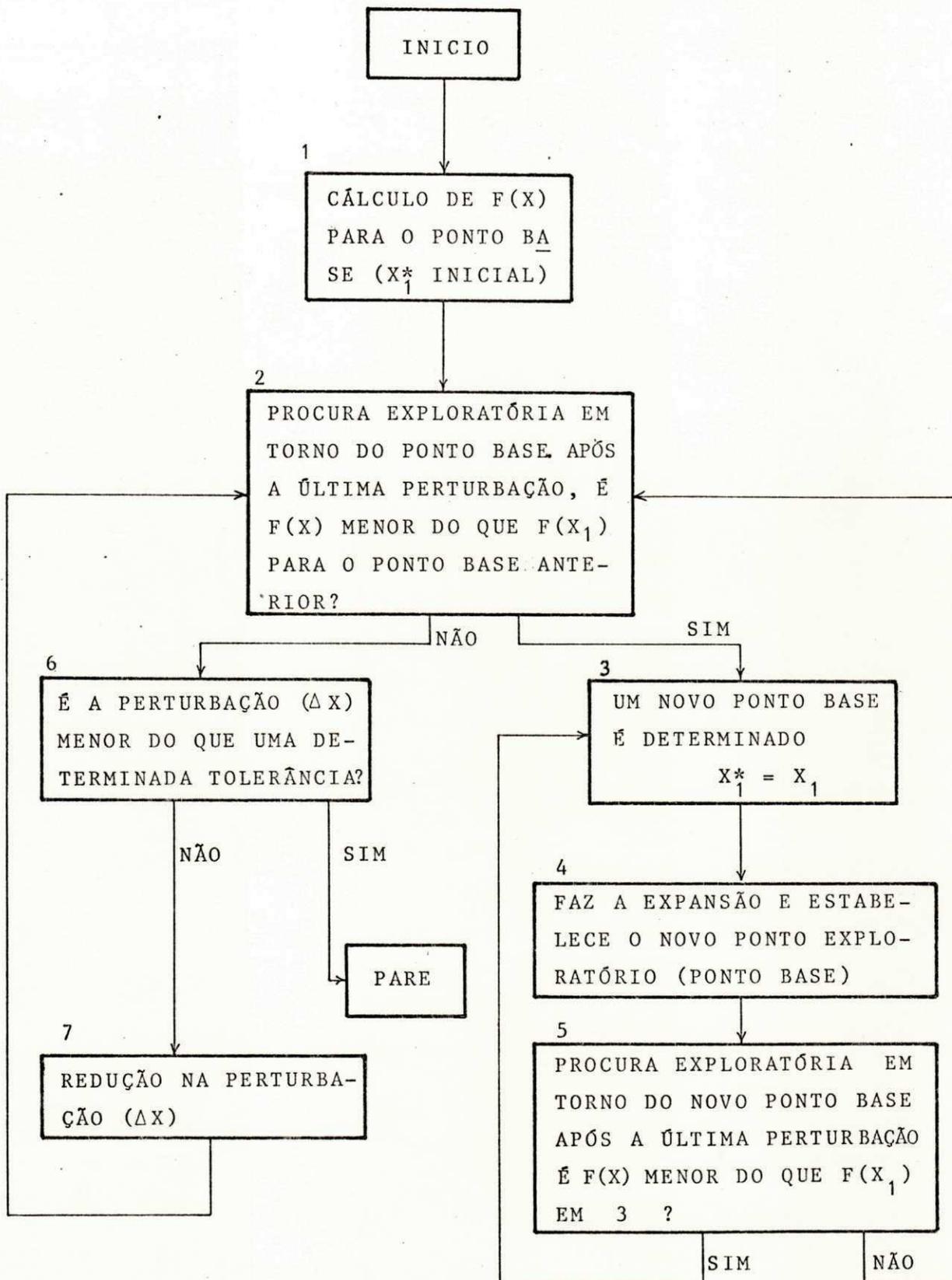


Figura 4.1: Fluxograma ilustrativo do algoritmo de Hooke e Jeeves

encontrar o mínimo de uma função objetivo $f(x)$ sujeita a $h(x)=0$.
Pode-se formar uma nova função objetivo sem restrições

$$P(x) = f(x) + R [h(x)]$$

onde $R[h(x)]$ é a função de penalidade. Durante a minimização de $P(x)$, o vetor x é forçado por uma penalidade para satisfazer a restrição em algum grau. Claramente, enquanto $R [h(x)]$ é satisfeita (dentro de uma tolerância especificada) com $x \rightarrow x^*$, o valor da penalidade torna-se desprezível e $P(x^*) \rightarrow f(x^*)$. A vantagem do problema de minimização sem restrição sobre o problema com restrição é que um algoritmo mais simples pode ser empregado para a minimização.

Formalmente, a transformação do problema de minimização com restrição em um problema sem restrições é o seguinte

Seja o problema genérico de otimização com restrições

$$\text{minimize:} \quad f(x) \quad x \in E^n \quad (4.3)$$

$$\text{sujeita a:} \quad h_i(x) = 0 \quad i=1, \dots, m \quad (4.4)$$

$$\text{e:} \quad g_j(x) \geq 0 \quad j=m+1, \dots, P \quad (4.5)$$

A transformação do problema apresentado pelas equações (4.3) a (4.5) em um problema de minimização sem restrições será:

minimize:

$$P(x^{(k)}, \rho^{(k)}) = f(x^{(k)}) + \sum_{i=1}^m \rho_i^{(k)} H [h_i(x^{(k)})] + \sum_{i=m+1}^p \rho_i^{(k)} G [g_i(x^{(k)})]$$

onde a função $P(x^{(k)}, \rho^{(k)})$ é a função objetivo aumentada $\rho_i^{(k)} \geq 0$ são os fatores de peso, $H [h_i(x^{(k)})]$ e $G[g_i(x^{(k)})]$ são as funções de $h_i(x^{(k)})$ e $g_i(x^{(k)})$, respectivamente e $K=0, 1, \dots$ o número de passos completos na procura numérica.

O efeito das restrições na função $P(x^{(k)}, \rho^{(k)})$, sobre o valor da função é gradualmente diminuído à medida que a procura numérica é efetuada, tendendo para zero quando K tende para infinito de modo que o valor da função objetivo aumentada, converge para o mesmo valor de $f(x)$ e o mínimo de $P(x)$ é o mesmo que o de $f(x)$.

Um excelente histórico sobre várias técnicas de funções de penalidade pode ser encontrada no livro de Fiacco e McCormick (1968),

4.3 APLICAÇÃO DAS TÉCNICAS DE OTIMIZAÇÃO PARA AJUSTE DOS PARÂMETROS DO COMPENSADOR ESTÁTICO

No processo de otimização para a minimização da função objetivo aumentada foi utilizada a técnica de procura direta de Hooke e Jeeves.

A função objetivo aumentada é formada do seguinte modo:

$$P(x,r) = f(x) + \delta K [g(x)]^2 \quad (4.6)$$

onde

$$\delta = 0 \quad \text{se a restrição for satisfeita}$$

$$\delta = 1 \quad \text{se a restrição não for satisfeita}$$

A função objetivo $f(x)$ corresponde ao índice de desempenho J_1 (expressão 4.1). A restrição $g(x)$ é:

$$g(x) = \max \left| \frac{\text{Im} [\lambda_i (A)]}{\text{Re} [\lambda_i (A)]} \right| - \xi_i \leq 0 \quad (4.7)$$

A minimização da função P é obtida por uma série sucessiva de aumentos nos valores de K de estágio a estágio. A procura termina quando a restrição é satisfeita ou quando a diferença absoluta entre o valor inicial e final da restrição é menor do que uma determinada tolerância.

Os limites para os parâmetros η_i correspondente à segunda restrição são tratados como descrito no item 4.2.1.

Partindo dos valores dos parâmetros η_i do compensador estático fornecidos pela CHESF obteve-se através de técnicas de otimização, aqui apresentadas, os valores otimizados de η_i que estão apresentados na tabela 4.1.

Os autovalores obtidos para o modelo interligado compensador estático/equivalente dinâmico são apresentados na tabela 4.2, considerando os seguintes casos:

- a) Para os valores dos parâmetros fornecidos pela CHESF
- b) Para os valores otimizados dos parâmetros η_i

A partir da tabela 4.2 pode-se observar que o processo de otimização levou ao afastamento do eixo real o par de autovalores complexos que possuíam maior parte real (autovalores dominantes*). Obtendo-se assim, um melhor comportamento dinâmico para o sistema com os parâmetros ajustados.

Observa-se todavia, que a maioria dos autovalores do sistema é praticamente insensível às variações dos parâmetros do compensador e praticamente nada melhor poderá ser obtido com essa ajustagem.

O comportamento dinâmico do sistema poderá ser melhorado com a introdução de estabilizadores de sistemas de potência no compensador e/ou em geradores. Este assunto entretanto não é objeto do presente estudo.

Após a ajustagem dos parâmetros o sistema original não linear foi simulado em um programa de estabilidade transitória, para as seguintes perturbações:

- 1) Variação de 10% na tensão de referência do compensador estático. As figuras 4.2 e 4.3 apresentam a resposta da tensão nos seus terminais para os valores dos parâmetros fornecidos pela CHESF e para os valores otimizados, respectivamente.
- 2) Aumento de 100 MVAR na carga da barra 7. As figuras 4.4 e 4.5 apresentam a resposta da tensão nos terminais do compensador para os valores dos parâmetros fornecidos pela CHESF e para os valores otimizados, respectivamente.
- 3) Curto circuito trifásico equilibrado na barra 21 (perto da barra 7), durante 0.1 segundos. As figuras 4.6 e 4.7 apresentam a resposta da tensão nos terminais do compensador para os valores dos parâmetros pela CHESF e para os valores otimizados, respectivamente.

Observa-se que não houve, praticamente diferenças

nas respostas dinâmicas resultantes das perturbações aplicadas para as simulações com os parâmetros fornecidos pela CHESF e com os parâmetros otimizados. Resultados estes que eram esperados devido a pouca sensibilidade dos autovalores à variação dos parâmetros conforme exposto acima.

TABELA 4.1 - DADOS DOS PARÂMETROS η_i

PARÂMETROS	VALORES FORNECIDOS PELA CHESF	VALORES OTIMIZADOS	FAIXA DE VARIAÇÃO	
			η_{MIN}	η_{MAX}
GMRC (η_1)	3.6	0.47	0.1	93
GKRC (η_2)	0.03	0.0	0.0	0.1
TMRC (η_3)	0.015	0.0035	0.0013	0.253

TABELA 4.2 - AUTOVALORES DO MODELO INTERLIGADO

PARA OS VALORES DE η_i FORNECIDOS PELA CHESF	PARA OS VALORES OTIMIZADOS DE η_i
-66.6667	-50.8754
-33.5537	-21.1090
-2.0656 $\pm j$ 11.5606	-2.0275 $\pm j$ 11.1451
*-0.4423 $\pm j$ 7.9653	*-0.5208 $\pm j$ 7.9912
-1.0489 $\pm j$ 8.2449	-0.9856 $\pm j$ 8.1317
-1.3011 $\pm j$ 5.9563	-1.3102 $\pm j$ 5.9479
-7.5792	-6.9749
-0.2855	-0.2883
-2.0953	-2.0586
-1.2731	-1.2684

Detalhes de implementação do programa digital utilizado para ajuste dos parâmetros do compensador estático encontra-se (Silveira, 1985).

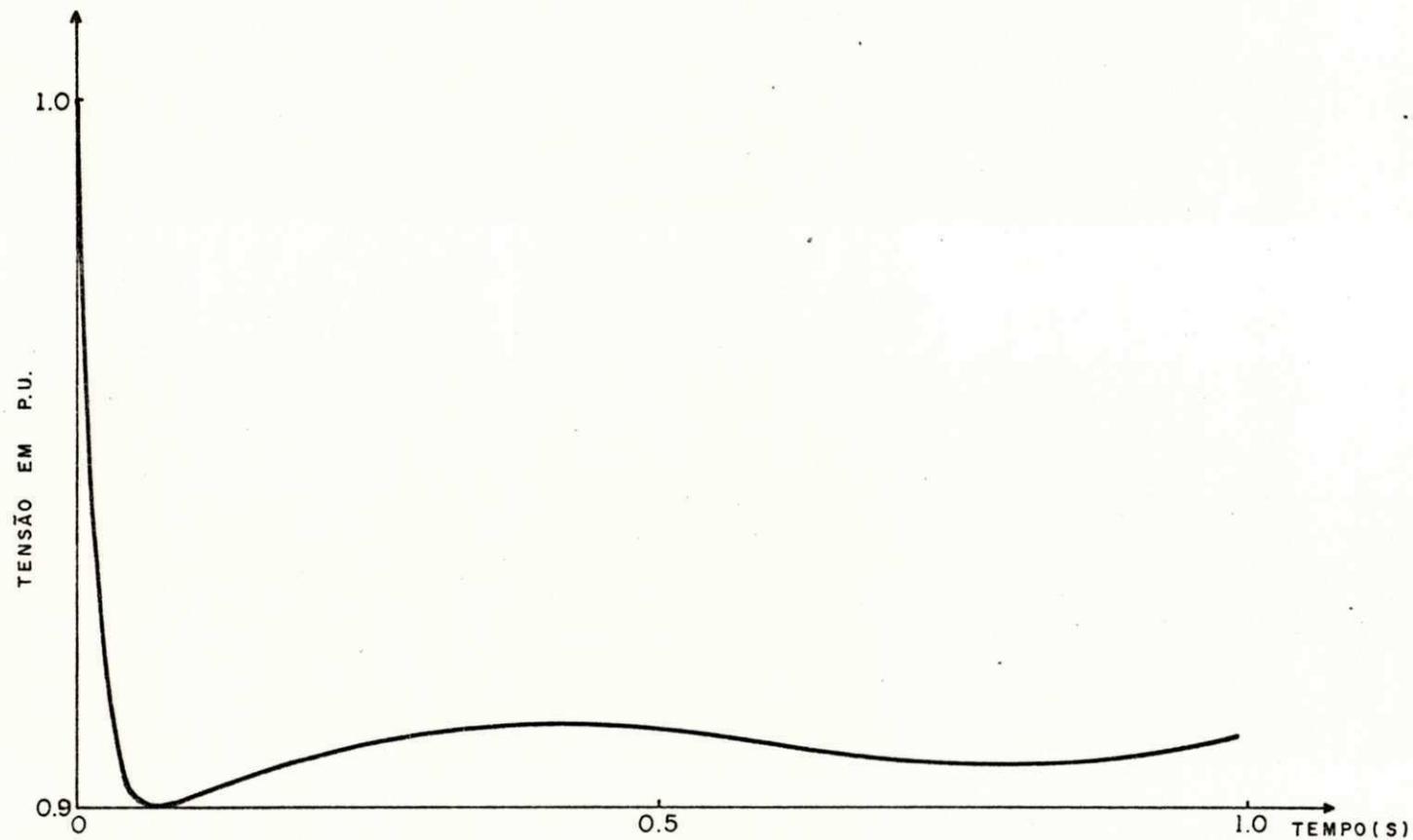


Fig. 4.2 - Variação de 10 % na tensão terminal do compensador estático.
(Parâmetros fornecidos pela CHESF)

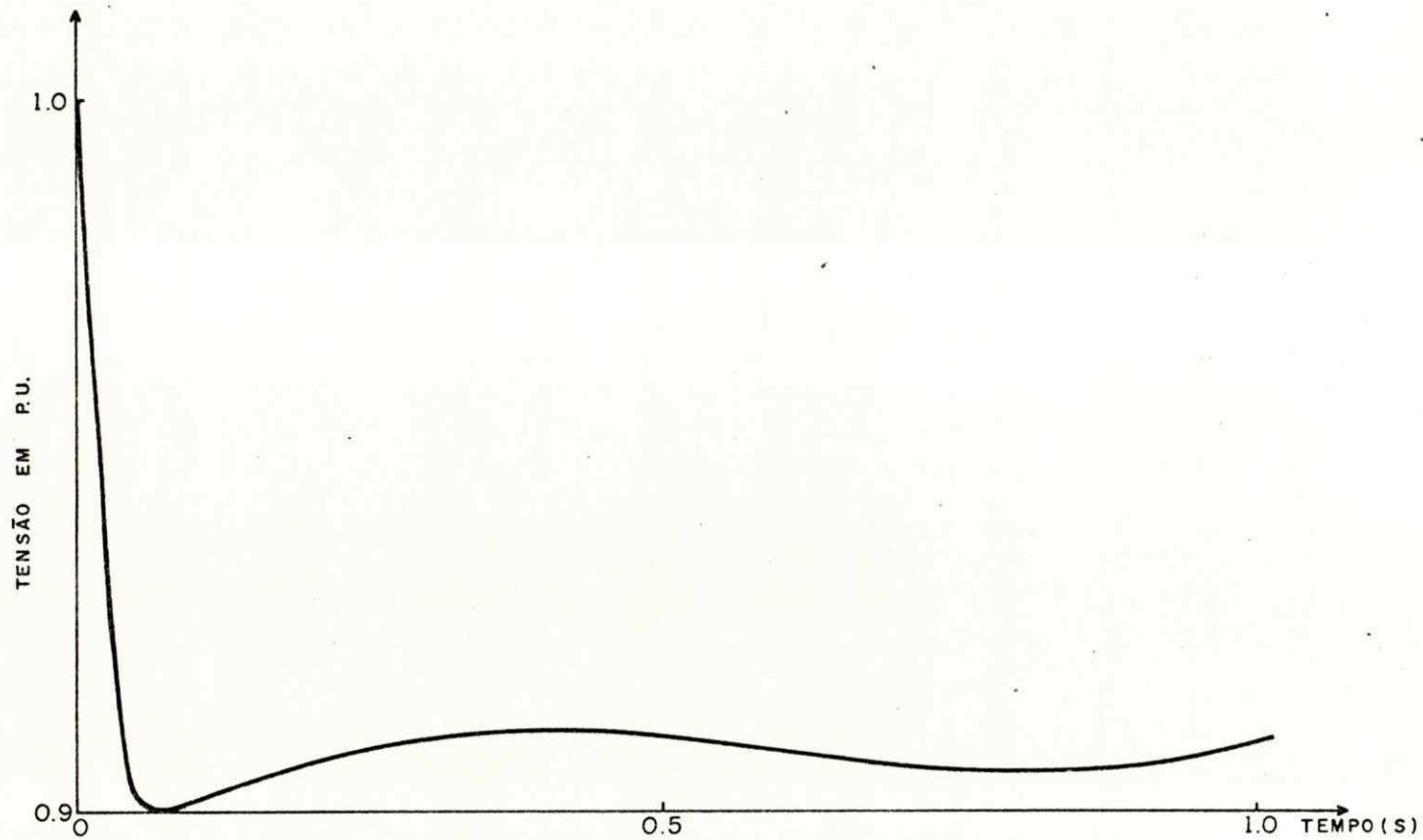


Fig. 4.3 - Variação de 10 % na tensão terminal do compensador estático (parâmetros otimizados) .

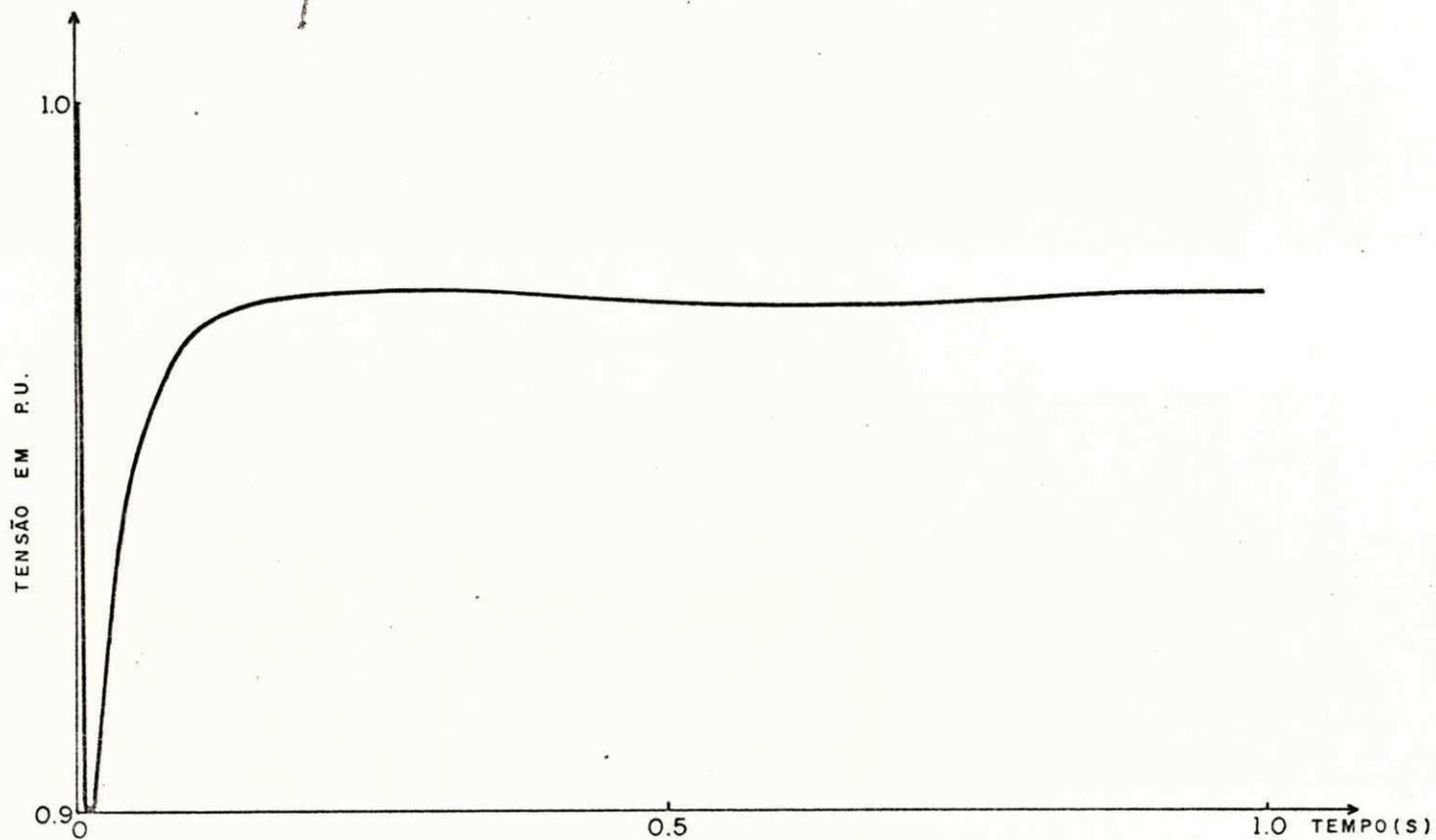


Fig. 4.4 - Tensão terminal do compensador estático para uma variação de 100 MVAR na carga da barra 7 .
(Parâmetros fornecidos pela CHESF)

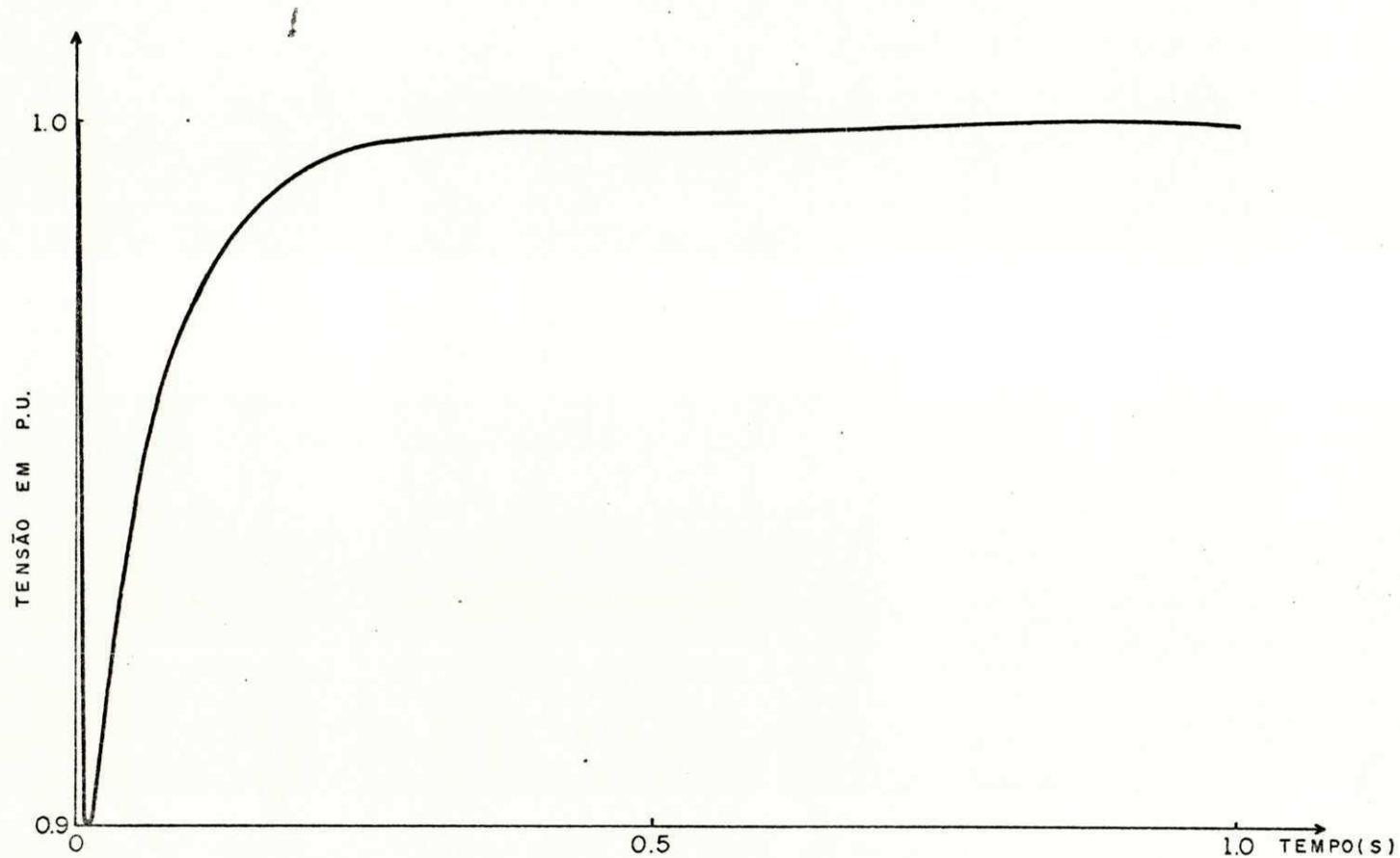


Fig. 4.5 - Tensão terminal do compensador estático para uma variação de 100 MVA na carga da barra 7 (parâmetros otimizados).

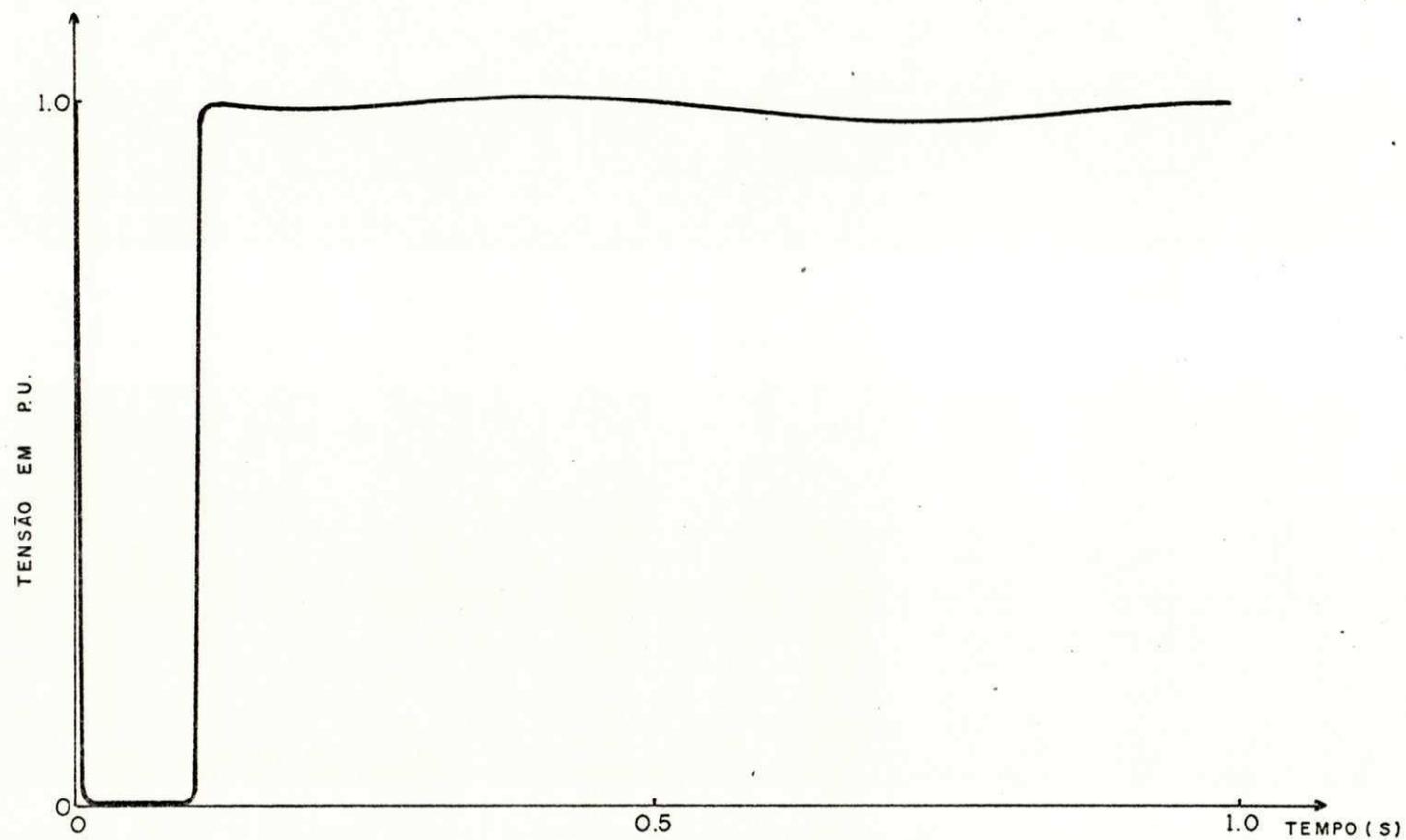


Fig. 4.6 - Tensão terminal do compensador estático para um curto-circuito trifásico equilibrado na barra 21.
(Parâmetros fornecidos pela CHESF)

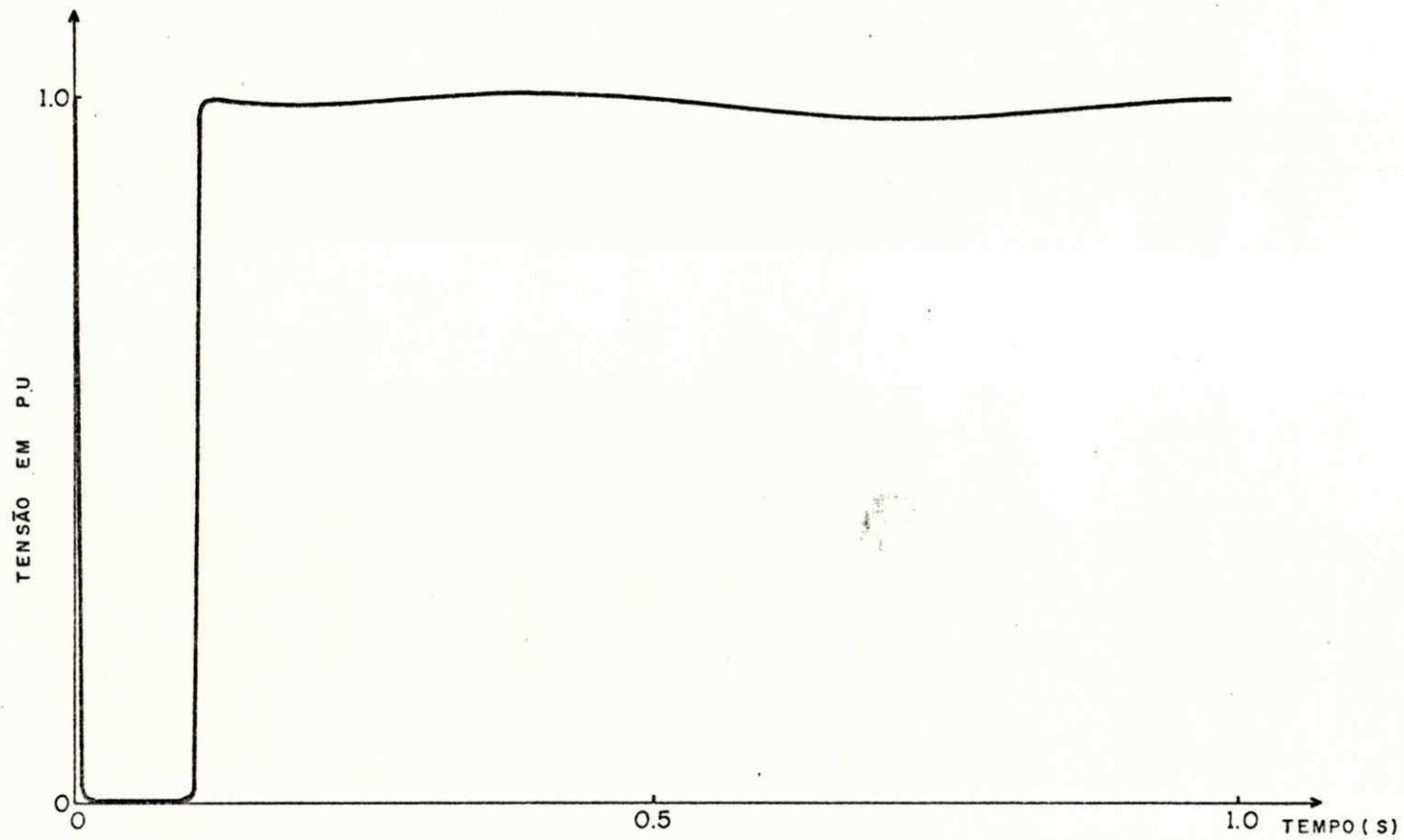


Fig. 4.7 - Tensão terminal do compensador estático para um curto-circuito trifásico equilibrado na barra 21 (parâmetros otimizados).

CONCLUSÃO

O trabalho apresentado tratou de uma técnica para ajuste dos parâmetros de um compensador estático.

A técnica de ajuste, aqui desenvolvida, foi baseada na sugestão dada por (Castro, 1984) e para a sua aplicação utilizou-se o modelo linearizado do compensador estático interligado ao modelo equivalente dinâmico do sistema de potência.

As principais vantagens da técnica utilizada são a automatização permitida por rotinas computacionais, a aplicabilidade a número não restrito de parâmetros, a disponibilidade de se obter informações adicionais, isto é, dentro de todo processo é possível se obter, além dos valores ótimos dos parâmetros ajustáveis, outras informações relativas ao comportamento do sistema sob estudo, bastando para isto que o projetista inclua novas equações ou faça modificações nas equações dos modelos desenvolvidos.

Fica claro que a técnica é aplicável a outros sistemas

de controle. No caso do próprio compensador em estudo se poderá, sem grandes dificuldades, introduzir outras informações relativas ao seu modelamento e isto implicará numa alteração da matriz $A(\eta)$ do sistema compensador/equivalente dinâmico.

A necessidade de se definir λ_i complexo na expressão (4.1) fica claro ao se observar que $\max [\text{Re } \lambda_i(A)]$ para λ_i real tem-se $\text{Im} [\lambda_i(A)]$ igual a zero, resultando consequentemente na anulação da restrição g_i . Este fato foi verificado na prática aplicando a técnica ao sistema exemplo levando em conta todos os autovalores reais e complexos. Não foi obtido em resultado satisfatório, isto é, o autovalor dominante (autovalor real) não sofreu deslocamento apreciável, como era de se esperar. Enquanto que um bom resultado foi conseguido ao se aplicar a técnica considerando apenas os autovalores complexos.

As dificuldades, realmente, encontradas na aplicação da técnica foram a determinação do ponto inicial de procura e das variações em torno destes pontos. Apesar de que, neste trabalho, partiu-se de pontos iniciais conhecidos (fornecidos pela CHESF), verificou-se que partindo de pontos iniciais arbitrários o processo convergia para mínimos diferentes, o que sugere que a função possui vários pontos de mínimo. Para funções deste tipo, o método não garante que partindo de um ponto inicial qualquer o processo convergia para o mínimo ótimo. Testou-se também a técnica para várias funções de um só mínimo e obteve-se sucesso.

Ressalta-se que na aplicação da técnica ao sistema exem

plu partiu-se de pontos conhecidos e conseqüentemente de autovalores iniciais conhecidos. Tomando-se estes valores como base, fica claro o bom resultado obtido, como se verificou no capítulo 4.

É importante lembrar que em processos desta natureza apesar do empenho em automatizá-los, o julgamento do projetista na análise parcial ou final dos resultados é necessária.

Deixa-se, aqui, como uma primeira sugestão para continuação ou melhoramento deste trabalho, um estudo mais detalhado acerca da escolha do ponto inicial de procura.

Nota-se que o objetivo deste trabalho não foi de um estudo comparativo de técnicas de ajuste de parâmetros mas, sim o desenvolvimento de uma técnica de ajuste a ser aplicada a compensadores estáticos, em vista disto, uma segunda sugestão para continuação deste trabalho, seria um estudo comparativo de técnicas de ajuste de parâmetros.

Sabe-se que o uso de sinais adicionais em compensadores estáticos é uma forma eficiente para a estabilização de oscilações eletromecânicas de sistemas de potência (Martins, 1984). Fica, portanto, como terceira sugestão, a aplicação da técnica, aqui desenvolvida, a este tipo de estudo.

Finalmente, como última sugestão de continuidade, sugere-se uma verificação mais aprofundada na formulação da função objetivo proposta. Esta permite que só um autovalor (o de maior parte real) seja testado durante o processo de otimização. Po-

de-se pensar em uma combinação dos autovalores dominantes a serem testados no processo. Neste sentido nada foi tentado neste trabalho.

Como desfecho, pode-se dizer que a técnica desenvolvida mostrou-se eficiente a despeito da dificuldade na determinação do ponto inicial de procura. A técnica apresenta a grande vantagem de não necessitar de simulações de todo o sistema na busca dos parâmetros ótimos, além disso, a técnica é válida para qualquer número de parâmetros, é aplicável a outros sistemas de controle e permite reformulação do projeto sem necessidade de alteração na técnica. Ainda, o ajuste obtido com a utilização de modelos linearizados em torno de um ponto de operação, mostrou-se satisfatório em sistemas reais não-lineares sujeitos a grandes perturbações.

APÊNDICE

O sistema ilustrativo apresentado a seguir é o sistema Oeste da Companhia Hidroelétrica do São Francisco (CHESF), em 500 kV. Este sistema será utilizado no capítulo 3 para a obtenção de um modelo equivalente dinâmico.

A figura A.1 mostra a configuração do sistema composto de 29 barras, 24 geradores, 3 compensadores síncronos e 1 compensador estático. Neste sistema, vários geradores iguais são reunidos em vários grupos e ligados em uma barra comum. Eles são representados por uma máquina equivalente cujos parâmetros são obtidos como se os parâmetros correspondentes das máquinas individuais fossem conectados em paralelo. A constante de inércia equivalente é a soma das constantes de inércia das máquinas individuais.

DADOS DO SISTEMA

Dados de linhas de transmissão (PU-100 MVA e tensões do sistema)

Barra	Barra	R	X	Y
27	26	0.0029	0.0417	4.3646
26	25	0.0018	0.0256	2.6056
25	24	0.0022	0.0313	3.2082
24	22	0.0019	0.0264	2.6840
22	29	0.0031	0.0454	4.7966
10	11	0.0005	0.0028	0.0192
10	12	0.0105	0.0549	0.8598
12	13	0.0052	0.0271	0.4250
13	14	0.0139	0.0719	1.1379
14	15	0.0098	0.0559	0.8598
15	16	0.0372	0.2125	0.3682
16	17	0.0287	0.1634	0.2808
18	23	0.0147	0.0777	0.1271
17	18	0.0295	0.1554	0.2593
18	19	0.0362	0.1905	0.3117
19	20	0.0181	0.0953	0.1558
20	21	0.0087	0.0684	0.9172

Dados de Transformadores (PU-100 MVA e tensões do sistema)

Barra	Barra	X
2	27	0.0044
10	27	0.0059
4	10	0.0655
5	10	0.0151
3	11	0.0389
9	15	0.0400
6	23	0.0588
7	21	0.0400
8	28	0.0200
23	24	0.0300
21	22	0.0150
1	26	0.0112
28	29	0.0300

Dados de Reatores (PU-100 MVA)

Barra	Y
14	-0.3
15	-0.4
16	-0.2
17	-0.2
18	-0.1
20	-0.2
22	-3.5

continuação

Barra	Y
23	-0.2
24	-2.0
25	-2.0
26	-3.5
27	-3.0
29	-4.0

Resultados de um Fluxo de Cargas (figura A.1)

Barra	Tensão		Geração	
	Módulo	Ângulo	Ativa	Reativa
1	1.02	2.80	8.75	0.208
2	1.040	0.00	22.34	-1.516
3	1.010	0.20	2.70	-0.840
4	1.040	1.20	2.70	-0.018
5	1.040	-0.10	7.40	-0.260
6	1.020	-13.20	1.80	0.322
7	1.000	-26.60	0.00	-0.461
8	1.040	-33.30	0.00	0.617
9	1.040	-49.40	0.00	1.154
10	1.049	-6.00	0.00	0.000
11	1.048	-5.50	-	-
12	1.022	-19.9	-	-
13	1.017	-26.3	-	-

continuação

Barra	Tensão		Geração	
	Módulo	Ângulo	Ativa	Reativa
14	1.010	-40.2	-	-
15	0.996	-49.4	-	-
16	0.965	-43.9	-	-
17	0.953	-36.5	-	-
18	0.977	-27.7	-	-
19	1.016	-29.9	-	-
20	1.032	-29.5	-	-
21	1.018	-25.6	-	-
22	1.014	-24.8	-	-
23	1.007	-19.1	-	-
24	1.017	-18.4	-	-
25	1.022	-9.9	-	-
26	1.022	-2.6	-	-
27	1.051	-5.2	-	-
28	1.028	-33.3	-	-
29	1.010	-33.3	-	-

Dados de Carga (PU-100 MVA)

Barra	Carga	
	Ativa	Reativa
10	10.05	-1.94
12	0.31	0.12
13	0.72	0.12
14	0.37	-0.23
15	3.19	0.62

continuação

Barra	Carga	
	Ativa	Reativa
16	0.28	0.07
17	0.20	0.11
18	0.79	0.30
19	0.26	0.15
20	0.89	-0.17
23	0.30	0.18
25	0.27	0.13
26	2.48	0.12
27	20.80	-5.54
29	3.32	-1.43

Dados dos Geradores (PU-100 MVA)

Máquina	X'_d	X_q	X_d	H	T'_{do}
1	0.0329	0.0566	0.0823	39.68	5.6
2	0.0121	0.0263	0.0344	122.02	5.0
3	0.0615	0.1489	0.2090	14.82	4.4
4	0.1167	0.2292	0.3479	13.01	5.5
5	0.0297	0.0682	0.1077	42.64	4.6
6	0.1286	0.2626	0.4234	7.65	4.0
8	0.1750	0.4500	0.7500	4.50	9.0
9	0.350	0.9000	1.5000	2.25	9.0

Dados do sistema de excitação (PU do sistema de tensão unitária) Ver figuras A.2 e A.3

Máquina	K_A	T_A	V_{MAX}	V_{MIN}	V'_{MAX}	V'_{MIN}	T_{M1}	T_{M2}	T_{M3}	T_{M4}
1	50	-	-	-	2.0	-1.5	-	-	0.196	0.026
2	300	-	4.0	4.0	-	-	2.0	2.0	-	-
3	300	-	3.28	-2.95	3.28	-2.95	-	-	2.0	20.0
7	400	-	-	-	7.0	-7.0	0.129	0.045	0.1	0.3
8	400	-	-	-	7.0	-7.0	0.129	0.045	0.1	0.3
9	400	-	-	-	7.0	-7.0	0.129	0.045	0.1	0.3

Dados do sistema de excitação. Ver figuras A.2 e A.3

Máquina	K_A	T_A	V_{MAX}	V_{MIN}	K_E	T_E	A_x	B_x	μ_s	T_{SE}
4	400	0.04	3.5	-3.5	-0.17	0.95	0.0027	1.918	0.04	1.19
5	400	0.04	3.5	-3.5	-0.17	0.95	0.0027	1.918	0.04	1.00
6	400	0.04	3.5	-3.5	-0.17	0.95	0.0027	1.918	0.04	1.19

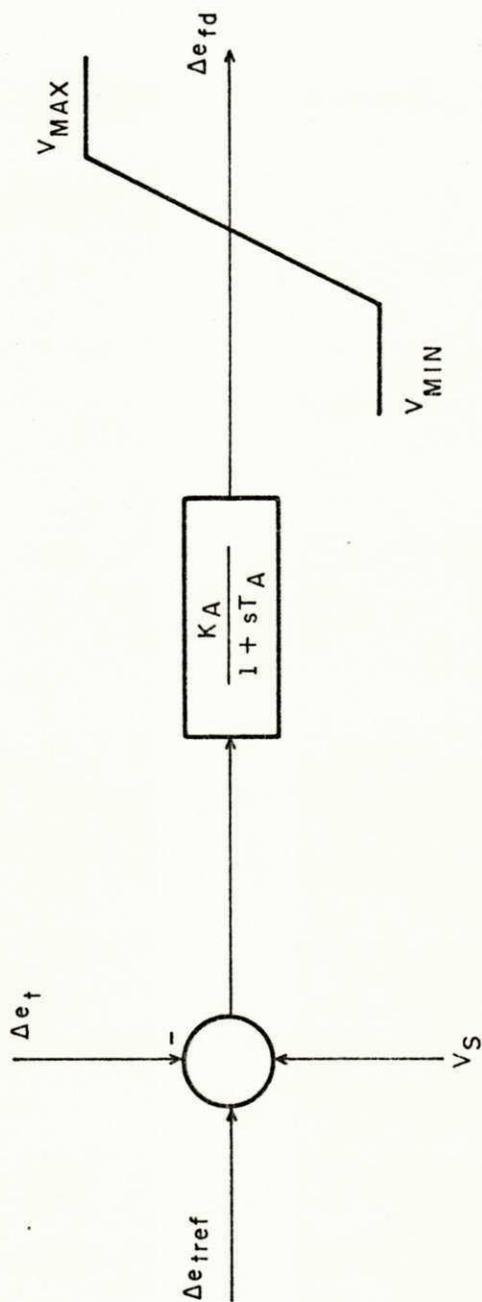


Fig. A.2 - Circuito do controle de excitação. Constantes em P U do sistema de tensão unitária .

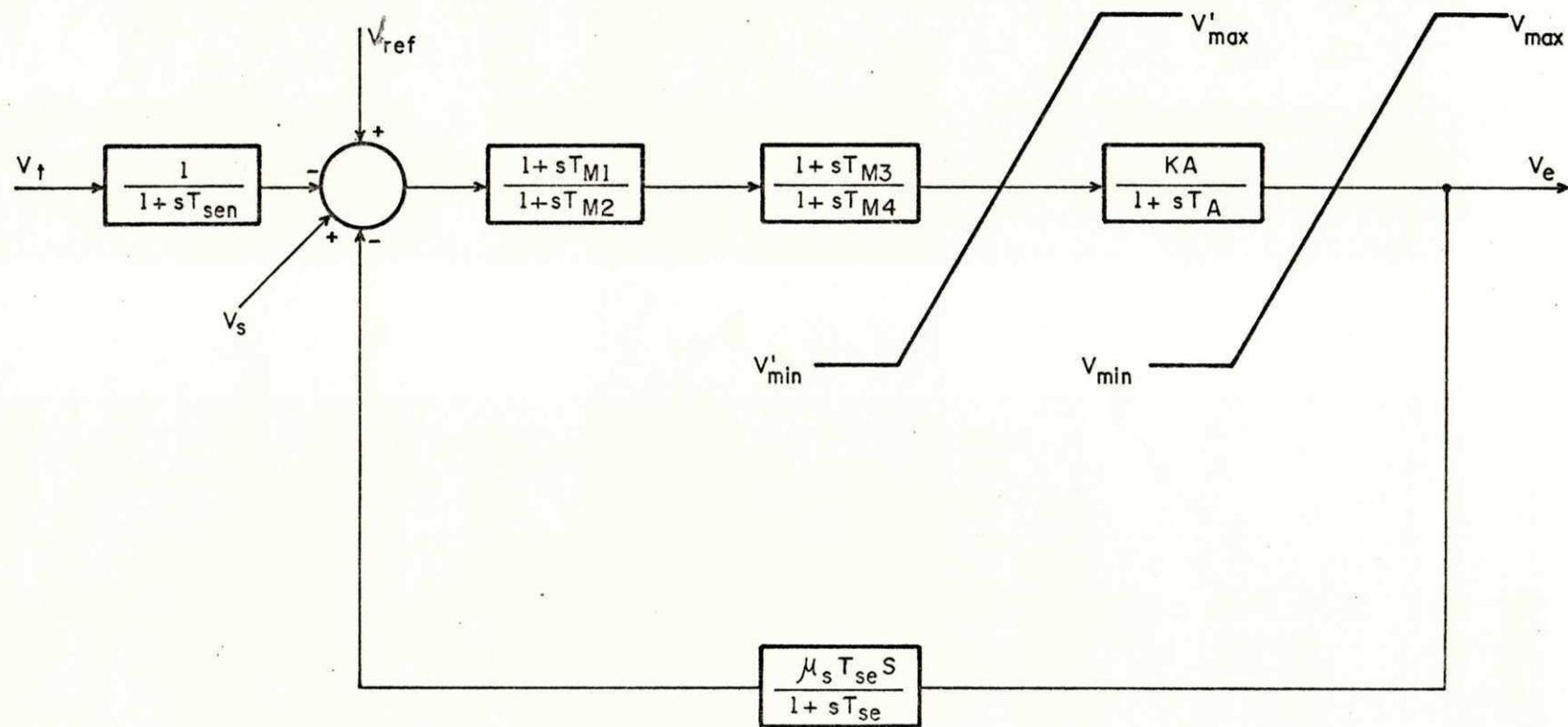


Fig. A.3 - Circuito do controle de excitação. Constantes em PU do sistema de tensão unitária.

BIBLIOGRAFIA

BARTHOLD, L., BECKER, H. e outros, (1977). "Modeling of Static Shunt VAR Systems (SVS) for Systems Analysis" ELECTRA, No. 51, pp. 45-74.

CASTRO, J.C., (1984). "Uma Técnica Computacional para Determinação dos Parâmetros Ajustáveis do Controlador de uma Máquina Síncrona". 5º Congresso Brasileiro de Automática/1º Congresso Latino Americano de Automática. pp. 667-672.

EYKHOFF, P. (1974). "System Identification" John Wiley & Sons, New York.

FIACCO, A. V. AND McCORMIK, G.P. (1968). "Nonlinear Programming". John Wiley and Sons.

GRAUPE, (1972). "Identification of Systems" V.N.R. Company, New York.

GYUGYI, L., AND R. OTTO. "Static Shunt Compensation for Voltage Flicker Reduction and Power Factor Correction". Proceedings of the American Power Conference , pp. 1271-1286.

GOTTFRIED, B.S., AND J. WEISMAN, (1973). "Introduction to Optimization Theory" Prentice Hall, Englewood Cliffs.

HOOKE, R., AND T.A. JEEVES, (1961). "Direct Search Solution of Numerical and Statistical Problems. J. Assoc. Comp. Mach., 8, 212-229.

HIMMELBLAU, D.M., (1972). "Applied Nonlinear Programming" New York, McGraw-Hill.

KAPPOR, S.C., (1979). "Dynamic Stability of Long Transmission Systems with Static Compensators and Synchronous Machines", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-98, No.1 Jan/Feb.

KAILATH, T. (1980). "Linear Systems" Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, N.J. (book).

LIEBELT, PAUL (1967). "An Introduction to Optimal Estimation", Addison-Wesley Publishing Company.

MATTOS, F.C.G. E SENGER, E.C., (1984). "Otimização do Ajuste de Reguladores de Tensão e Sinais Estabilizantes com o Auxílio de Rotinas Computacionais". 5º Congresso Brasileiro de Automática/1º Congresso Latino Americano de Automática, pp. 618-623.

MARTINS, N., (1984). "O Efeito de Compensadores Estáticos de Reativo na Estabilidade à Pequenas Perturbações de Sistemas de Potência". 5º Congresso Brasileiro de Automática/1º Congresso Latino Americano de Automática. pp. 624-629.

MOTA, W.S., (1981). "Optimal Control Techniques in the Design of Power System Stabilizers", Ph.D. Thesis, University of Waterloo - Canada.

MOTA, W.S., (1982). "Identification of a Dynamic Equivalent Model for Power System Based on Recursive Least Squares Method", 4º Congresso Brasileiro de Automática - Campinas, pp. 473-477.

MOOD AND GRAYBILL (1963). "Introduction to the Theory of Statistics" McGraw-Hill Book Company, Inc. New York.

OGATA, K., (1970). "Modern Control Engineering", Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, N.J.

PAYNE, GOODWIN (1977). "Dynamic System Identification - Experiment Design and Data Analysis" Academic Press, New York.

PINHEIRO, R.F., (1980). "Equipments Estáticos para compensação de Reativos e Desequilíbrios em Sistemas Elétricos". Dissertação de Mestrado, Escola de Engenharia de Itajubá.

POZNANIAK, D. T., (1982). "Static Reative Compensation for Power Transmission Systems", IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-101. 10 October.

RT - DOEL - 11, (1984). "Estudo Pré-Operacional do Compensador Estático de Fortaleza: Regime Transitório Dinâmico". CHESF - Recife.

SILVEIRA, A.M., (1985). "Manual do Programa Digital Para Ajuste dos Parâmetros de um Compensador Estático". DEE UFPb.

W. J. WILSON AND J. DPLEVICH (1980). "Co-ordenated Control of Excitation and Governing on Larges Steam Turbine Generators", Sub Contratores report, CEA contract 77-26, University of Waterloo: August.

Trabalho publicado durante a realização da pesquisa:

SILVEIRA, A.M., MOTA, W.S., CASTRO, J.C., (1985). Parameter Adjusting of a Static Compensator Based on Dynamic Equivalent Model of a Large Power System" IFAC Symposium on Planning and Operation of Electric Energy Systems. Rio de Janeiro - Brazil.