

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINANA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**AVALIAÇÃO DA ESTRUTURA E ORDEM DE  
CONTROLADORES DE SISTEMAS DE  
POTÊNCIA EM UM ALGORITMO DE  
POSICIONAMENTO DE PÓLOS**

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

**FRANCISCO JAVIER VARGAS MARÍN**

FLORIANÓPOLIS, AGOSTO DE 1994

**AVALIAÇÃO DA ESTRUTURA E ORDEM DE  
CONTROLADORES DE SISTEMAS DE  
POTÊNCIA EM UM ALGORITMO DE  
POSICIONAMENTO DE PÓLOS**

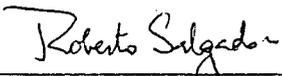
**FRANCISCO JAVIER VARGAS MARÍN**

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE

**MESTRE EM ENGENHARIA**

ESPECIALIDADE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO.

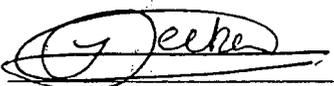
  
Prof. Aginaldo Silveira e Silva, Ph.D.  
Orientador

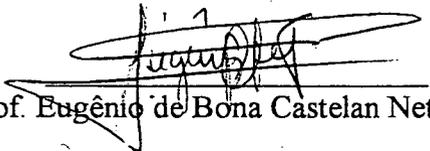
  
Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.  
Coordenador do Curso

**Banca Examinadora**

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

  
Prof. Antonio J. A. Simões Costa, Ph.D.

  
Prof. Ildemar Cassana Decker, D.Sc.

  
Prof. Eugênio de Bona Castelan Neto, Dr.

À minha esposa Ana Cecilia, companheira e amiga de todas as horas, que soube superar todas as dificuldades e sem a qual, certamente, a realização deste trabalho teria sido muito mais difícil

A meus Pais, pelo exemplo de dedicação apoio e experiência de vida transmitida.

# Agradecimentos

Ao professor Aginaldo Silveira e Silva por sua acertada orientação, dedicação e amizade brindada durante todo tempo no desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores e colegas da pós-graduação, que direta ou indiretamente contribuíram com incentivo e amizade.

Ao LABSPOT pelo apoio material em equipamento computacional.

A CAPES pelo patrocínio financeiro da pesquisa.

A Interconexión Eléctrica S.A ISA pelo apoio institucional.

A COLCIENCIAS pelo apoio financeiro.

E, finalmente, a Deus, sem o qual a busca do desconhecido seria em vão, e o crescimento humano sem significado.

# Índice

Agradecimentos .....	v
Lista das Figuras .....	x
Lista das Tabelas.....	xi
Simbologia.....	xii
Resumo .....	xiv
Abstract.....	xv
<b>Capítulo 1</b> .....	<b>1</b>
<b>Introdução</b> .....	<b>1</b>
<b>Capítulo 2</b> .....	<b>6</b>
<b>Estabilidade Dinâmica em Sistemas de Potência Multimáquinas</b> .....	<b>6</b>
2.1 Introdução .....	6
2.2 O Problema de Estabilidade .....	7
2.2.1 Estabilidade Transitória.....	7
2.2.2 Estabilidade Dinâmica .....	7
2.3 Modos de Oscilação Eletromecânicos .....	8
2.4 Estabilizadores de Sistemas de Potência.....	10
2.5 Compensador Estático de Reativo.....	11
2.6 Controlador .....	12

2.6.1 Sinais Adicionais Empregados nos Controladores.....	13
2.6.1.1 Sinal de Velocidade.....	13
2.6.1.2 Sinal de frequência.....	13
2.6.1.3 Sinal de Potência Elétrica.....	13
2.6.1.4 Sinal de Potência de Aceleração.....	15
2.7 Alguns Métodos para o Ajuste de Controladores Visando a Estabilidade.....	15
2.8 Conclusões.....	18

## **Capítulo 3** 19

### **Modelagem do Sistema de Potência Multimáquinas** 19

3.1 Introdução.....	19
3.2 Modelagem dos Elementos do Sistema de Potência.....	19
3.2.1 Modelagem dos Geradores.....	20
3.2.1.1 Modelo 1- Máquina Clássica.....	20
3.2.1.2 Modelo 2- Máquina com Pólos salientes sem enrolamentos amortecedores.....	21
3.2.1.3 Modelo 3 - Máquina de Rotor liso sem enrolamentos amortecedores.....	22
3.2.1.4 Modelo 4 - Máquina com Pólos salientes com enrolamentos amortecedores.....	23
3.2.1.5 Modelo 5 - Máquina de Rotor liso com enrolamentos amortecedores.....	24
3.2.2 Modelo do Regulador de Tensão.....	25
3.2.2.1 Regulador de tensão Modelo ST1 (IEEE ).....	25
3.2.2.2 Regulador de tensão Modelo DC1 (IEEE ).....	26

3.2.3 Compensador Estático de Reativo .....	27
3.2.4 Controladores .....	29
3.2.4.1 Controlador Clássico de Terceira ordem.....	29
3.2.4.2 Controlador Clássico de Quarta ordem.....	32
3.2.4.3 Controlador com Numerador Quadrático .....	34
3.2.4.4 Controlador com Numerador Biquadrático.....	37
3.2.5 Modelo de Carga.....	39
3.3 Modelagem do Sistema de Potência.....	40
3.4 Conclusões.....	42
<b>Capítulo 4</b> .....	<b>43</b>
<b>Algoritmo para Ajuste Coordenado de parâmetros</b> .....	<b>43</b>
4.1 Introdução.....	43
4.2 Método Para Posicionamento de Pólos .....	44
4.2.1 Controlador Clássico de Terceira Ordem.....	47
4.2.2 Controlador Clássico de Quarta Ordem.....	49
4.2.3 Controlador Quadrático .....	51
4.2.4 Controlador Biquadrático.....	53
4.3. Algoritmo para Posicionamento de Pólos em Sistemas Multimáquinas .....	55
4.3.1 Considerações Sobre o Algoritmo Usado .....	56
4.3.2 Algoritmo .....	57
4.3.3 Esquema Geral do Programa CCSP.....	58
4.4 Conclusões.....	59

<b>Capítulo 5</b>	60
<b>Resultados</b>	60
5.1 Introdução.....	60
5.2 Sistema 1.....	61
5.3 Sistema 2.....	65
5.3.1 Sistema com um Controlador.....	67
5.3.2 Sistema com dois Controladores.....	71
5.4 Sistema 3.....	74
5.4.1 Sistema com cinco e seis Controladores.....	75
5.4.2 Sistema com cinco ESPs e um CER.....	78
5.5 Conclusões.....	79
<b>Capítulo 6</b>	81
<b>Conclusões</b>	81
<b>Bibliografia</b>	84
Apêndice A Dados do sistema Sul-Sudeste.....	88
Apêndice B Programas.....	92

## Lista das Figuras

2.1 Diagrama da função GEP(s).....	10
2.2 Controlador clássico de segunda ordem.....	12
3.1 RAT Modelo ST1 .....	25
3.2 RAT Modelo DC1 .....	26
3.3 CER tipo FC-TCR .....	27
3.4 Modelo do CER com sinal suplementar derivado da frequência .....	27
3.5 Controlador clássico de terceira ordem.....	29
3.6 Diagrama de blocos equivalente do controlador clássico de terceira ordem.....	30
3.7 Controlador clássico de quarta ordem .....	32
3.8 Diagrama de blocos equivalente do controlador clássico de quarta ordem.....	33
3.9 Controlador quadrático .....	34
3.10 Diagrama de blocos equivalente do controlador quadrático .....	35
3.11 Controlador biquadrático .....	37
4.1 Sistema de potência realimentado pela saída.....	45
5.1 Diagrama unifilar para o sistema 1.....	62
5.2 Diagrama unifilar para o sistema 2.....	66
5.3 Lugar das raízes para os modos 1 e 2 .....	70
5.4 Simulação não linear para o caso 7 da tabela 5.8 .....	73
A.1 Diagrama unifilar para o sistema 3.....	91

## Lista das Tabelas

5.1 Autovalores em malha aberta para o sistema 1.....	62
5.2 Resultado do cálculo de parâmetros do caso 5.1 estrutura clássica.....	64
5.3 Resultado do cálculo de parâmetros do caso 5.1 estrutura polinomial.....	65
5.4 Modos eletromecânicos em malha aberta para o sistema 2.....	67
5.5 Resultado do cálculo de parâmetros do caso 5.3.1 estrutura clássica.....	68
5.6 Resultado do cálculo de parâmetros do caso 5.3.1 estrutura polinomial.....	69
5.7 Resultado do cálculo de parâmetros do caso 5.3.2 estrutura clássica.....	72
5.8 Resultado do cálculo de parâmetros do caso 5.3.2 estrutura polinomial.....	72
5.9 Modos eletromecânicos com $\zeta$ baixo em malha aberta para o sistema 3.....	74
5.10 Resultado do cálculo de parâmetros para o sistema 3 com seis ESPs derivado da velocidade.....	76
5.11 Resultado do cálculo de parâmetros para o sistema 3 com cinco ESPs derivado da potência elétrica.....	77
5.12 Resultado do cálculo de parâmetros para o sistema 3 com cinco ESPs e um CER.....	79
A.1 Dados do Fluxo de carga.....	88
A.2 Dados do RAT.....	90
A.3 Dados de máquinas.....	90
A.4 Dados do CER.....	90

# Simbologia

## Abreviaturas

ESP	: Estabilizador de Sistemas de Potência,
CER	: Compensador Estático de Reativo,
RAT	: Regulador Automático de Tensão,
GEP	: Função de transferência que inclui o sistema de excitação, circuito de campo do gerador e sistema de potência.

## Simbologia

H	: constante de inércia (seg.),
$X_d, X_q, X_d', X_q', X_d'', X_q''$	: reatâncias síncronas, transitórias e sub-transitórias da máquina nos eixos d e q (pu.),
$T'do, T'qo, T''do, T''qo$	: constantes de tempo transitórias e sub-transitórias nos eixos d e q (seg.),
$E'd, E'q, E''d, E''q$	: tensões internas transitórias e sub-transitórias nos eixos d e q (pu.),
$I_d, I_q, V_d, V_q$	: correntes e tensões terminais nos eixos d e q (pu.),
$I_{im}, I_{re}, V_{im}, V_{re}$	: correntes e tensões terminais nos eixos real e imaginário considerando-se como referência a rede,
$R_s$	: resistência do estator (pu.),

$E_f$	: tensão de campo (pu.),
$V_{ref}$	: tensão de referência (pu.),
$\omega_r$	: velocidade angular à frequência nominal (rad./seg.),
$\omega$	: velocidade angular (rad./seg.),
$\delta$	: ângulo interno da máquina (rad.),
$\theta$	: ângulo externo da máquina ou ângulo da barra (fluxo de potência) (rad.),
$P_m, P_e$	: potência mecânica e elétrica (pu.).
$B_c, B_l$	: susceptância capacitiva e indutiva do CER (pu.),
$V_f$	: tensão do bloco em derivação do AVR (pu.),
$K_a$	: ganho do bloco em série do AVR,
$K_f$	: ganho do bloco em derivação do AVR,
$T_a$	: constante de tempo do bloco em série do AVR (seg.),
$T_f$	: constante de tempo do bloco em derivação do AVR (seg.),
$V_{rmax}$	: limite máximo de tensão permitido no bloco série,
$V_{rmim}$	: limite mínimo de tensão permitido no bloco série,
$V_{imax}$	: limite máximo de tensão de campo,
$V_{imim}$	: limite mínimo de tensão de campo.

### Operadores

$s$ ,	operador de Laplace,
$\partial$ ,	derivada parcial,
$\Delta$ ,	variação incremental de uma grandeza.
$V^T$ ,	indica transposta da matriz ou vetor.

## Resumo

A presente dissertação propõe estender um método para o ajuste coordenado de controladores em sistemas de potência multimáquinas, baseado no método de posicionamento de pólos considerando-se as interações dinâmicas entre as máquinas, visando-se melhorar o amortecimento dos modos eletromecânicos. O cálculo dos parâmetros correspondem a soluções de equações características que representam o sistema. A matriz Jacobiana aumentada é utilizada, a qual por suas características, permite a abordagem de sistemas de grande porte e a modelagem de diversos componentes do sistema de potência.

O trabalho é realizado visando o projeto coordenado de controladores tanto para estabilizadores (ESPs), considerando-se as estruturas clássica e numerador quadrático ou polinomial até quarta ordem, como também o controle suplementar no compensador estático (CER) com estrutura clássica até quarta ordem. A diferença do controlador com a estrutura quadrática com relação a estrutura clássica é a possibilidade de se obter zeros complexos.

O aumento da ordem do controlador e a utilização da estrutura polinomial visa investigar o comportamento do algoritmo usado quando o mesmo apresenta problemas de convergência ou dificuldade no posicionamento dos autovalores especificados.

A avaliação do comportamento do algoritmo para estes controladores é feita através dos resultados do cálculo de parâmetros para um sistema máquina-barra-infinita e dois sistemas multimáquinas. Estes resultados são confirmados mediante verificação do cálculo dos autovalores do sistema compensado.

## Abstract

This work presents an extended method for the coordinated setting of controllers in multimachine power systems, which is based on pole placement considering the dynamical interactions among the machines. This method is aimed at improving the damping of the electromechanical modes. The setting of parameters is based on the solution of characteristic equations, which represent the system. The Jacobian matrix is used and, due to its characteristics, permits the analysis of large power systems and the modeling of different power system components.

This work proposes a method for coordinated setting of controllers applicable not only to Power Systems Stabilizers (PSS) using classical structure and quadratic or polynomial numerator, but also to Static Var Compensator (SVC) with an additional controller, whose classical structure is of fourth order. The difference between polynomial structure and classical structure is the possibility offered by the former to get complex zeros.

The augmented order of the controllers and their polynomial structure is aimed at investigating the performance of the proposed method when it presents problems of convergence or difficulties to place eigenvalues.

To assess the method's performance, numerical results of its applications to a machine infinite bus system and to a two multimachine system are presented. The results are evaluated by calculating the eigenvalues of the closed-loop system.

# Capítulo 1

## Introdução

Os sistemas de potência são constituídos por um conjunto de elementos interconectados cuja finalidade é fornecer energia elétrica aos consumidores de forma confiável, segura e de boa qualidade. Por isto os elementos do sistema elétrico devem ser adequadamente ajustados e operados. Neste sentido são necessários estudos de planejamento da expansão e da operação, onde um dos aspectos abordado é a problemática da estabilidade dinâmica do sistema elétrico de potência.

Os sistemas de potência estão sujeitos a oscilações eletromecânicas que variam em uma faixa de frequência entre 0,2 a 2,5 Hz. Estas oscilações começaram a tomar importância quando foram melhorados os sistemas de excitação como uma resposta ao problema da falta de torque sincronizante, na década de 60, o qual levava o sistema a perda de sincronismo logo após uma forte perturbação. Outras possíveis causas destas oscilações são devidas à topologia da rede, condições de operação e atuação de reguladores de velocidade [1 e 2].

A modernização dos sistemas de excitação conduz a respostas mais rápidas. Estes sistemas de excitação apresentam altos ganhos e baixas constantes de tempo, os quais

melhoram o torque sincronizante. Por outro lado pioram o torque de amortecimento da máquina. No caso de um sistema de potência fraco, carga pesada e geração remota, o aumento do ganho do sistema de excitação aliado a uma constante de tempo baixa, faz decrescer o amortecimento do sistema. Em casos extremos, o amortecimento pode se tornar insuficiente, podendo causar instabilidade. Um valor inadequado de amortecimento pode impor algumas restrições à operação do sistema (redução do ganho dos sistemas de excitação, redução do nível do carregamento das máquinas, etc) para que seja garantida a estabilidade dinâmica do mesmo.

O problema de instabilidade oscilatória se apresenta para pequenas variações de carga em relação ao ponto de operação, caracterizando um problema conhecido como estabilidade a pequenos sinais, ou ainda estabilidade dinâmica. Isto permite abordar o problema utilizando-se modelos lineares e conseqüentemente aplicar recursos fornecidos pela teoria de sistemas lineares.

As oscilações eletromecânicas pouco amortecidas ou com amortecimento negativo podem causar problemas ou desgaste prematuro de equipamentos, além de serem prejudiciais à qualidade no fornecimento de energia elétrica.

O problema de estabilidade dinâmica tem despertado grande interesse nas últimas décadas e, para contorná-lo, são empregados estabilizadores de sistemas de potência (ESP) instalados em unidades geradoras, sinais adicionais empregados em compensadores estáticos de reativos (CER), modulação de potência (ou corrente) em elos de corrente contínua e atualmente em equipamentos associados ao conceito de "Flexible AC Transmission System" (FACTS). Estes dispositivos servem como fontes alternativas de amortecimento para oscilações eletromecânicas [3]. Estes controladores geram um sinal que é modulado e adicionado ao regulador de tensão a partir de sinais derivados da velocidade no eixo da

máquina, frequência da barra, potência elétrica, potência acelerante ou outros sinais que podem ser obtidos do sistema de potência.

Os sinais adicionais empregados nos sistemas de potência para aumentar o amortecimento de modos pouco amortecidos ou até instáveis, são obtidos através de controladores. Estes controladores geralmente são de segunda ordem, empregando-se estruturas do tipo avanço-atraso de fase [2 e 11], chamada neste trabalho de estrutura clássica. Um outro tipo mais flexível de estrutura usa numerador quadrático ou polinomial, permitindo a possibilidade de se ter zeros complexos para o controlador [6,7,23].

A coordenação de ajuste de parâmetros dos controladores e localização dos dispositivos acima mencionados é um problema atual nos sistemas de potência. Para contorná-lo, várias técnicas e ferramentas matemáticas tem sido utilizadas com base em modelos linearizados do sistema em torno de um ponto de operação. Para se obter o modelo linearizado do sistema de potência, vários modelos têm sido desenvolvidos tendo em vista a representação de seus elementos. O modelo obtido através da matriz Jacobiana ou matriz aumentada, a qual é representada em termos das variáveis de estado e algébricas do sistema, apresenta certas vantagens com relação a outros modelos. Por isto, o algoritmo empregado está baseado no modelo da matriz aumentada.

Nas referências [7 e 9] foram desenvolvidos algoritmos de posicionamento de pólos que, embora simples, apresentam boas características de convergência e a possibilidade de aplicação a sistemas de grande porte [9]. Nestes trabalhos, apenas controladores de segunda ordem foram usados. Em [7], a possibilidade de se obter zeros complexos para o controlador foi considerada.

A questão referente à ordem dos controladores, não discutida nos trabalhos anteriormente citados, serviram de motivação para estudar seu efeito no algoritmo de posicionamento de pólos como possível meio para contornar problemas de convergência, ajuste coordenado de  $n+1$  controladores quando  $n$  pólos devem ser posicionados, efeito no

amortecimento de modos eletromecânicos e modos associados às excitatrizes. Diferentes sinais estabilizadores podem ter influência no algoritmo citado e é uma questão que deve ser considerada.

O objetivo do presente trabalho é estender os métodos desenvolvidos em [7,9,10], introduzindo diferentes estruturas para o controlador e a possibilidade de se empregar o sinal adicional derivado da potência elétrica.

As contribuições podem ser resumidas nos seguintes pontos:

- a - Modelagem de controlador clássico (estágios de avanço e atraso de fase iguais) até quarta ordem.
- b - Modelagem de Controlador com numerador quadrático e biquadrático, permitindo se obter zeros complexos no controlador.
- c - Implementação do sinal estabilizador adicional derivado da potência elétrica terminal no gerador.
- d - Avaliação dos efeitos do aumento da ordem e da estrutura polinomial do controlador no comportamento do sistema compensado e do algoritmo de posicionamento de pólos estendido.

A estrutura desta dissertação é a seguinte: no Capítulo 2 são apresentados conceitos sobre o problema de estabilidade dinâmica, a solução usualmente adotada pela indústria de energia elétrica, a estrutura básica do controlador e alguns sinais adicionais empregados em estudos de estabilidade dinâmica. Finalmente, é apresentado um resumo de alguns trabalhos desenvolvidos para contornar os problemas de estabilidade dinâmica. A modelagem dos elementos do sistema de potência que permitem ser consideradas na montagem da matriz Jacobiana e a modelagem do sistema de potência como um todo, são apresentadas no

Capítulo 3. No Capítulo 4 é apresentado o método proposto para o cálculo dos parâmetros dos controladores considerando-se as diferentes estruturas para os sinais adicionais derivados tanto da velocidade no eixo da máquina como da potência elétrica terminal do gerador. Finalmente, é formalizado o algoritmo proposto e são feitos comentários sobre alguns procedimentos do programa principal, modificado para facilitar seu entendimento. Os resultados de aplicação do método em três sistemas: um sistema máquina - barra infinita, um sistema com 5 máquinas e um equivalente do sistema do Sul-Sudeste do Brasil representado por 13 máquinas, são apresentados no Capítulo 5. No Capítulo 6 são apresentadas as conclusões e considerações para futuros trabalhos. O Apêndice A apresenta os dados dos sistemas-teste. Alguns detalhes dos procedimentos modificados e implementados no programa Cálculo de Controladores em Sistema de Potência (CCSP) e no programa EIGEN, usado para o cálculo de autovalores em sistema de potência, são apresentados no Apêndice B.

# Capítulo 2

## Estabilidade Dinâmica em Sistemas de Potência Multimáquinas

### 2.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados alguns conceitos sobre o problema de estabilidade em sistemas de potência multimáquinas. Na seção 2.2 são apresentados os conceitos de estabilidade transitória e dinâmica. O conceito de modos de oscilação eletromecânicos em sistemas de potência elétrica e sua classificação é apresentado na seção 2.3. Na seção 2.4 são comentados os métodos utilizados na indústria para contornar os problemas de estabilidade dinâmica através de estabilizadores de sistemas de potência (ESPs). O compensador estático de reativo, CER, e seu possível emprego como fonte adicional de amortecimento através de sinais adicionais no mesmo, é apresentado na seção 2.5. Na seção 2.6 é apresentado o controlador clássico e são discutidos alguns tipos de sinais adicionais. Finalmente, algumas metodologias desenvolvidas para o ajuste de controladores visando a estabilidade dinâmica são comentadas na seção 2.7.

## 2.2 O Problema de Estabilidade

A evolução dos sistemas de potência com o objetivo de satisfazer sempre uma demanda crescente de forma confiável, segura e com custo tão baixo quanto possível, requer a modernização dos equipamentos e a interconexão dos sistemas elétricos. Estas tendências tendem a diminuir as margens de estabilidade do sistema.

Os problemas de estabilidade em sistemas de potência estão associados aos conceitos de estabilidade transitória e estabilidade dinâmica. Cada um destes problemas é considerado de maneira particular [33].

### 2.2.1 Estabilidade Transitória

Este conceito está relacionado a grandes perturbações no sistema de potência que levam as variáveis do sistema a uma excursão, de forma que as não linearidades do sistema de potência devem ser consideradas. Neste caso empregam-se modelos não lineares para sua análise. Nos estudos de estabilidade transitória, se está interessado em saber se o sistema permanece em sincronismo logo após uma grande perturbação. Dado os curtos tempos presentes no fenômeno, os reguladores de velocidade têm pouca influência. No entanto, o sistema de excitação pode manter a potência elétrica de saída no período de interesse mediante a redução da magnitude de potência acelerante na primeira oscilação, e conseqüentemente evitar a perda de sincronismo. O requisito desejável deste sistema, que pode melhorar a resposta transitória, é a rapidez de resposta, que implica baixas constantes de tempo e altos ganhos.

### 2.2.2 Estabilidade Dinâmica

Este conceito está relacionado ao comportamento da trajetória do sistema em uma vizinhança do ponto de equilíbrio devido à pequenas perturbações no mesmo. Isto permite

abordar o problema através do emprego de modelos lineares para sua análise. Nos estudos de estabilidade dinâmica, se está interessado em saber se as variações de carga ou topologia do sistema resultam em um ponto de equilíbrio para o qual o sistema apresenta um amortecimento suficiente, que garante a estabilidade do mesmo. Dado os tempos envolvidos, os sistemas de excitação modernos, por suas características, podem se adicionar aos fatores que conduzem a baixos amortecimentos no sistema.

A estabilidade dinâmica está associada ao conceito de modos eletromecânicos, discutido na seção seguinte.

## 2.3 Modos de Oscilação Eletromecânicos

As equações não lineares que representam o comportamento de um sistema de potência estão formadas pelas equações independentes de cada uma de seus componentes. Estas equações linearizadas do sistema de potência podem ser escritas conforme a equação (2.1). No Capítulo 3 é apresentado de forma mais detalhada esta representação.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} \quad (2.1)$$

Sejam  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$  os autovalores da matriz  $\mathbf{A}$  supostos distintos. A solução da equação (2.1), pode ser dada pela seguinte expressão:

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{i=1}^n c_i \cdot e^{\lambda_i t} \cdot \mathbf{v}_i \quad (2.2)$$

onde,  $\mathbf{v}_i$  corresponde ao autovetor a direita associado a  $\lambda_i$  e  $c_i$  é a constante que depende do autovalor à esquerda e das condições iniciais. Os termos do tipo  $c_i \cdot e^{\lambda_i t}$  representam os modos do sistema. Modos que predominam na resposta das variáveis da

velocidade e ângulo da máquina são conhecidos na literatura como modos eletromecânicos do sistema. Em um sistema de potência elétrico de  $(m)$  máquinas interligadas existem  $(m-1)$  modos de oscilação eletromecânicos. A resposta de cada máquina do sistema corresponde a soma de todos os modos do sistema. Os modos eletromecânicos são os seguintes [33]:

- **Modo Intraplanta.**

Corresponde às oscilações entre unidades geradoras de uma mesma usina. Dado que massas reduzidas estão envolvidas, a faixa de frequência situa-se entre 1.5 a 2.5 Hz. Normalmente estes modos são bem amortecidos.

- **Modo Local.**

Corresponde às oscilações entre uma usina e um conjunto de usinas que formam um grande sistema. Como maiores inércias estão envolvidas, a faixa de frequência situa-se entre 0.7 a 2.0 Hz.

- **Modo Interárea.**

Corresponde às oscilações entre um conjunto de usinas e outro conjunto de usinas que podem pertencer a um grande sistema ou sistemas diferentes interligados. Devido às grandes inércias envolvidas, a faixa de frequência situa-se entre 0.1 a 0.8 Hz. Nos estudos de estabilidade dinâmica é necessária uma representação detalhada do sistema interligado para se obter uma avaliação precisa destes modos.

Com o objetivo de contornar os problemas oscilatórios, estes modos eletromecânicos podem ser realocados através de controladores. Estes podem ser instalados em diferentes equipamentos do sistema de potência, por exemplo nas unidades geradoras e CERs. Nas seções seguintes são apresentados o ESP e o CER com controle suplementar.

## 2.4 Estabilizadores de Sistemas de Potência

Os primeiros problemas de estabilidade dinâmica registrados foram contornados diminuindo o valor dos ganhos nos sistemas de excitação para fornecer torque sincronizante sem cancelar inteiramente o amortecimento natural das máquinas.

Na evolução de soluções para contornar problemas de estabilidade dinâmica e como produto das pesquisas do setor científico e industrial foi desenvolvido o estabilizador de sistema de potência (ESP). A finalidade deste controlador é estender os limites de estabilidade dinâmica através da modulação da excitação do gerador de modo a fornecer amortecimento para as oscilações dos rotores das máquinas. Para conseguir um amortecimento adicional, o estabilizador deve produzir uma componente de torque elétrico de magnitude adequada em uma faixa de frequência que englobe todos os possíveis modos de oscilação. Este torque gerado deve estar em fase com as variações de velocidade no eixo da máquina. Por isto, a função de transferência do estabilizador deve compensar o atraso de fase introduzido pelo sistema de excitação, pelo circuito de campo do gerador e pelo sistema de potência. Para facilitar a apresentação deste trabalho, a função de transferência que engloba as características de ganho e fase do sistema de excitação, do circuito de campo do gerador e do sistema de potência, será denotada por  $GEP(s)$  [11,12,33], como mostrado na figura 2.1.

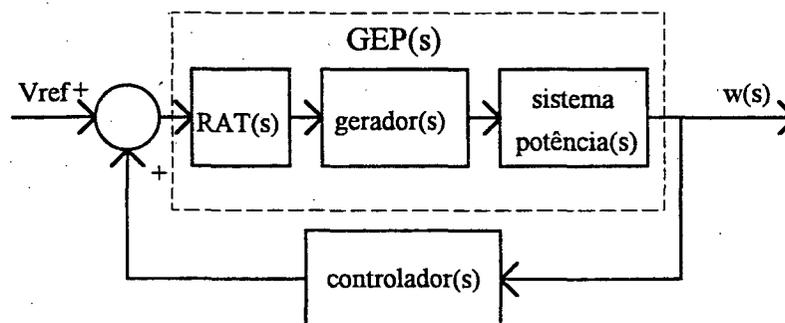


Figura 2.1 - Diagrama da função  $GEP(s)$

Outro equipamento que pode ser empregado para fornecer amortecimento às oscilações eletromecânicas é o compensador estático de reativos com controle suplementar. A seguir este equipamento é apresentado de forma geral.

## 2.5 Compensador Estático de Reativo

Tradicionalmente o CER tem sido utilizado no controle de tensão e no suprimento de potência reativa requerida pela carga. Seu uso é particularmente adequado na redução de perturbações causadas por tipos de cargas que variam muito rápido. Dado que apresenta uma resposta rápida e pode ser totalmente controlável (quanto ao sinal a ser injetado), é empregado para controlar sobre-tensões causadas por rejeição de carga e energização de transformadores. Igualmente, é empregado para suprir potência reativa demandada pelos conversores em linhas de transmissão de corrente contínua. Suas desvantagens são: geração de harmônicos na rede, sensibilidade à sua localização e custos elevados [35].

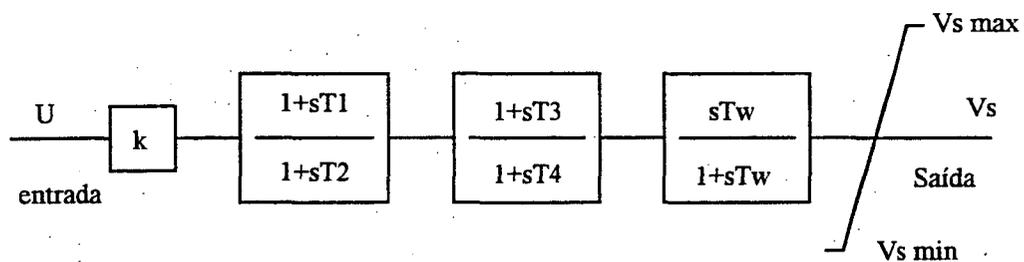
O CER já instalado como solução aos problemas acima citados, também pode ser adicionalmente aproveitado para fornecer amortecimento ao sistema, através da instalação de um controlador com sinal suplementar como: frequência da barra, fluxo de potência na linha, ângulo de tensão na barra, velocidade, potência terminal do gerador e outros sinais, incluindo combinações dos anteriores [10 e 12].

Existem três tipos básicos de compensadores estáticos de reativo: Reator Controlado por Tiristores e Capacitor Fixo (RCT-FC), Capacitor Chaveado por Tiristores (CCT) e Compensadores a Reator Saturado (CRS) [13]. Estes equipamentos podem melhorar a estabilidade transitória e dinâmica do sistema.

O controlador é o dispositivo responsável para fornecer amortecimento adicional requerido pelo sistema de potência. A seguir é apresentado a forma geral deste controlador.

## 2.6 Controlador

Tanto nos Estabilizadores de Sistemas de Potência ESPs como nos sinais suplementares dos Compensadores Estáticos de Reativo CERs, tem sido empregado o controlador clássico de segunda ordem formado por dois estágios de avanço-atraso de fase [2 e 11]. Esta estrutura de controlador será definida como estrutura clássica. Esta estrutura de controlador junto com o bloco "wash-out" é representado pela figura 2.2. O filtro "wash-out" evita o efeito do sinal estabilizador quando há um desvio permanente de frequência (caso de ilhamento, por exemplo) [19].



**Figura 2.2 - Controlador clássico de segunda ordem**

onde,

- $k$  : ganho do controlador,
- $T_1, T_3$  : constantes de tempo de avanço de fase,
- $T_2, T_4$  : constantes de tempo de atraso de fase,
- $T_w$  : constante do bloco "wash-out",
- $U$  : sinal de entrada,
- $V_s$  : sinal de saída.

Os sinais adicionais empregados no controlador podem ser de vários tipos. A seguir são discutidas as características, vantagens e desvantagens de alguns sinais.

## **2.6.1 Sinais Adicionais Empregados nos Controladores**

De acordo com a literatura clássica, os sinais que têm sido mais utilizados são os seguintes [11 e 33]:

### **2.6.1.1 Sinal de Velocidade**

Dado que o estabilizador deve compensar o atraso de fase do GEP(s) de modo a produzir uma componente de torque em fase com a velocidade, o sinal ideal é a velocidade. No entanto, para conseguir o avanço de fase requerido, devido ao atraso de fase introduzido pelo GEP(s), é necessário o emprego de derivadores puros, o que introduz o problema de altos ganhos a altas frequências, fazendo-se inviável esta implementação. Na prática, para contornar o problema são usados blocos do tipo avanço-atraso de fase, que compensam o atraso de fase do GEP(s) na faixa de frequência de interesse. Este sinal requer o uso de filtro do tipo "wash-out" [14 e 19].

### **2.6.1.2 Sinal de Frequência**

Em comparação com o sinal de velocidade, o de frequência apresenta maior sensibilidade a oscilações do rotor quando o sistema de transmissão de potência torna-se mais fraco (reatância externa alta), carga pesada e geração remota. Isto tende a compensar a redução em ganho de GEP(s). Além dessa vantagem, o sinal de frequência é mais sensível a modos que envolvem unidades individuais. Este sinal é mais adequado como sinal adicional no compensador estático para melhorar o amortecimento do sistemas [15,16,17].

### **2.6.1.3 Sinal de Potência Elétrica**

Supondo-se que a potência mecânica seja considerada constante, as expressões para a equação de oscilação da máquina tornam-se:

$$2H \frac{d\Delta\omega}{dt} \cong -\Delta P_e \quad (2.3)$$

$$\frac{d\Delta\delta}{dt} = \omega_r \Delta\omega \quad (2.4)$$

Da equação (2.3) observa-se que a potência elétrica é aproximadamente proporcional à aceleração, a qual está adiantada 90° com relação à velocidade. O uso do sinal de potência elétrica como sinal adicional do estabilizador elimina portanto a necessidade de grandes avanços de fase em comparação com o emprego dos sinais de velocidade e frequência. O sinal de potência elétrica é pouco sensível a modos torcionais. Outros problemas surgem devido ao fato de que a potência mecânica não permanece constante na operação real. Os problemas mais relevantes são [7,14,18]:

- Oscilações locais na tensão terminal e potência reativa dos geradores, causadas por oscilações de origem hidráulica.
- Em situações de subfrequência há elevação rápida de geração devido à atuação dos reguladores de velocidade. Neste caso ocorre uma redução de tensão no sistema. A variação rápida de potência (tomada de carga) pode, devido à realimentação negativa do sinal de potência elétrica, reduzir ainda mais a tensão, gerando-se um efeito desestabilizante.
- O ESP pode apresentar interação com modos de baixa frequência do regulador de velocidade, associados a ciclos limite causados por folgas e zonas mortas nas válvulas dos servomotores.

#### **2.6.1.4 Sinal de Potência de Aceleração**

O emprego do sinal baseado na potência de aceleração é mais vantajoso quando existem variações significativas na potência mecânica fornecida pela turbina. O problema mais relevante deste sinal é a dificuldade da medição da potência mecânica. Por isto é necessário processá-lo a partir de grandezas elétricas ou por transdução da posição do distribuidor [18 e 20].

### **2.7 Alguns Métodos para o Ajuste de Controladores Visando a Estabilidade**

A localização e o ajuste coordenado dos estabilizadores de sistemas de potência, e sinais adicionais em compensadores estáticos de reativos tem sido objeto de várias pesquisas nos últimos anos. Neste sentido, várias técnicas e ferramentas matemáticas baseadas em modelos lineares tem sido desenvolvidos. A seguir são apresentados alguns trabalhos sobre o tema:

- Na referência [4] foi desenvolvida uma técnica seqüencial para a localização ótima efetiva dos estabilizadores. Neste algoritmo não foi considerado o ajuste de parâmetros. A técnica seqüencial consiste em introduzir em cada máquina um estabilizador ideal (realimentação estática da saída com ganho pré-definido), e verificar qual autovalor sofre a maior variação através da análise de autovetores à esquerda normalizados. Assim, as máquinas associados aos modos que apresentarem o maior resíduo serão as candidatas a serem equipadas com estabilizador (ESP).

- Na referência [21] foi apresentado um método para a obtenção de uma função de transferência, identificação e localização dos geradores nos quais os ESPs deveriam ser efetivamente instalados. O método baseia-se na análise dos resíduos da função de transferência, os quais são obtidos a partir do produto dos índices de controlabilidade e observabilidade.
- Na referência [22] foi desenvolvido um algoritmo para o ajuste simultâneo dos ESPs em um sistema de potência multimáquinas. A técnica baseia-se nos conceitos de torque sincronizante e torque de amortecimento equivalentes. Também é analisado o comportamento do controlador. A desvantagem deste método é requerer grafos de fluxo de sinal (fórmula de ganho do Mason) e tabelas verdade para mapear as interações entre todas as barras do sistema.
- Na referência [23] foi apresentada uma técnica sequencial para o ajuste coordenado dos ESPs em um sistema de potência multimáquinas. A cada estágio do projeto um algoritmo de posicionamento de pólos (com possibilidade de se obter zeros complexos no controlador), o qual posiciona um dado modo de oscilação. A grande desvantagem deste método é que a adição sequencial de ESPs perturba os autovalores e autovetores posicionados previamente.
- Na referência [6] foi adotado o posicionamento de pólos através do controle descentralizado como estratégia para o cálculo de parâmetros do estabilizador. Nesta técnica existem restrições na estrutura do controlador. A desvantagem deste método é a necessidade de calcular os autovalores e autovetores do sistema repetidamente, o que aumenta o tempo de computação.
- Na referência [24] foi desenvolvida uma técnica de síntese do ESP, combinando o método da resposta de frequência e o método de posicionamento de pólos. Neste método, os autovalores que devem ser posicionados são calculados incrementando-se o coeficiente de amortecimento  $D$  através de um programa de autovalores. A técnica também faz a análise

dos resíduos da função de transferência para quantificar o efeito do ESP, antes de sua síntese, sobre cada modo de oscilação.

- Na referência [8] foi proposto um método para posicionamento coordenado de pólos dos ESPs em um sistema de potência multimáquinas. A cada estágio do processo são calculados os parâmetros de um ESP associado a um autovalor a ser posicionado como solução de uma equação característica. O método é baseado na representação de estados.
- Na referência [25] foi desenvolvida uma técnica para posicionamento ótimo tanto de ESPs como de CERs com controle suplementar em um sistema de potência multimáquinas. A técnica baseia-se em análise dos resíduos de uma função de transferência associado com um modo de interesse, o qual é obtido pelo produto dos autovetores a direita e a esquerda normalizados relacionados com este modo. A técnica emprega a representação de estados.
- Na referência [7] foi desenvolvida uma metodologia para posicionamento desejado de pólos, via realimentação dinâmica da saída e estratégia de controle descentralizado, considerando-se a possibilidade de zeros complexos no controlador. O ESP admite sinais de entrada ao controlador tanto de velocidade como de potência elétrica. A técnica está baseada na representação de estado.
- Na referência [5] foi apresentado um algoritmo para calcular os zeros de uma função de transferência que representa um sistema de potência multimáquinas. Também, é sugerido um método para cálculo de autovalores, apresentando melhoras no método AESOPS.
- Na referência [26] foi apresentado um método baseado na teoria de controle ótimo para o ajuste coordenado de ESPs em um sistema de potência multimáquinas. Esta técnica mostra-se promissora, mas ainda está em processo de evolução.
- Na referência [9] foi apresentado uma melhoria das metodologias desenvolvidas em [7] e [10]. O método é baseado na matriz jacobiana ou matriz aumentada mediante solução de equações características. Esta última referência servirá como base para o presente trabalho.

## 2.8 Conclusões

Os problemas de estabilidade dinâmica associados às oscilações eletromecânicas em sistemas de potência, devido às suas características, permitem uma abordagem mediante o emprego de modelos lineares. Isto, permite utilizar a teoria de sistemas lineares para sua análise. As oscilações podem ser amortecidas mediante o emprego de sinais estabilizadores localizados nos geradores ou compensadores estáticos de reativo.

Várias metodologias tem sido desenvolvidas para o ajuste dos controladores envolvendo localização e cálculo de parâmetros, tais como técnicas de posicionamento de pólos. Estas técnicas podem ser baseadas na formulação da matriz Jacobiana ou matriz aumentada e servirá como base no presente trabalho para estender o algoritmo desenvolvido em [9], considerando-se as diferentes estruturas para o controlador e o sinal adicional derivado da potência elétrica.

Para um bom entendimento do comportamento dinâmico do sistema de potência, é imprescindível entender a modelagem matemática de cada um dos elementos que compõem o sistema. Estes modelos matemáticos serão apresentados no Capítulo 2.

# Capítulo 3

## Modelagem do Sistema de Potência Multimáquinas

### 3.1 Introdução

O comportamento dinâmico de um sistema de potência é regido pelo comportamento de seus elementos. O projeto de um controlador que melhore sua performance requer uma boa modelagem destes componentes destacando-se aqueles que têm efeitos mais significativos no seu comportamento. Neste sentido, este capítulo apresenta na seção 3.2 os modelos matemáticos para cada um destes componentes e as diferentes estruturas dos controladores, as quais devem ser incluídas na matriz jacobiana. Finalmente, na seção 3.3 é apresentada a modelagem do sistema de potência como um todo utilizando-se a formulação da matriz Jacobiana ou matriz aumentada.

### 3.2 Modelagem dos Elementos do Sistema de Potência

O comportamento dinâmico dos diferentes elementos do sistema de potência, como geradores síncronos, sistemas de excitação, reguladores de velocidade, estabilizadores,

compensadores estáticos de reativo incluindo o controle suplementar, cargas, etc. podem ser representados por equações diferenciais e algébricas.

A seguir são apresentados os modelos de cada um dos elementos que formam o sistema de potência, os quais podem ser empregados na montagem da matriz Jacobiana aumentada [9 e 27].

### 3.2.1 Modelagem dos geradores

Normalmente os modelos empregados para representar os geradores síncronos são os seguintes [28,29,30]:

#### 3.2.1.1 Modelo 1- Máquina clássica

Este modelo representa uma máquina clássica. Neste modelo são feitas as seguintes considerações: a tensão transitória no eixo q é mantida constante, a resistência de armadura, a saliência transitória e o decaimento de fluxo são desprezados. Com estas aproximações as equações algébricas linearizadas que representam o estator da máquina síncrona são dadas pelas seguintes expressões [28 e 30]:

- Equação de conexão do gerador à rede:

$$-\begin{bmatrix} \cos\delta_o & \text{sen}\delta_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{re} \\ \Delta V_{im} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{re}_o \cdot \text{sen}\delta_o & -V_{im}_o \cdot \cos\delta_o \end{bmatrix} \Delta\delta - \begin{bmatrix} -X'd & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \end{bmatrix} = 0 \quad (3.1)$$

- Potência:

$$\Delta P_e = E' q_o \cdot \Delta I_q \quad (3.2)$$

As equações diferenciais que representam o comportamento do rotor, uma vez linearizadas, são dados pelas seguintes expressões:

- Ângulo:

$$\Delta \dot{\delta} = \Delta \omega \quad (3.3)$$

- Velocidade:

$$\Delta \dot{\omega} = \frac{\Delta P_m - \Delta P_e}{M}, \quad \text{com } M = \frac{2H}{\omega_r} \quad (3.4)$$

### 3.2.1.2 Modelo 2 - Máquina com pólos salientes sem enrolamentos amortecedores

Neste modelo são desprezados os enrolamentos amortecedores e todos seus efeitos. Assim, as equações algébricas e diferenciais linearizadas que representam este modelo são as seguintes [28 e 30]:

- Equação de conexão do gerador à rede:

$$[\Delta E'q] - [\cos \delta_0 \quad \sin \delta_0] \begin{bmatrix} \Delta V_{re} \\ \Delta V_{im} \end{bmatrix} + [V_{re_0} \cdot \sin \delta_0 - V_{im_0} \cdot \cos \delta_0] \Delta \delta - [-X'd \quad R_s] \begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \end{bmatrix} = 0 \quad (3.5)$$

- Potência:

$$\Delta P_e = [E'q_0 - 2R_s \cdot I_{q_0}] \Delta I_q - 2R_s \cdot I_{d_0} \Delta I_d + I_{q_0} \cdot \Delta E'q \quad (3.6)$$

- Tensão transitória no eixo em quadratura:

$$\Delta \dot{E}'_q = -\frac{\Delta E'_q - (X_d - X'_d)\Delta I_d - \Delta E_f}{T'_{do}} \quad (3.7)$$

- Ângulo e velocidade: mesmas do modelo 1.

### 3.2.1.3 Modelo 3 - Máquina de rotor liso sem enrolamentos amortecedores

Neste modelo é considerado um enrolamento adicional no eixo q. Os efeitos subtransitórios são desprezados. Assim, as equações relativas a este modelo são [28 e 30]:

- Equação de conexão do gerador à rede:

$$\begin{bmatrix} \Delta E'_d \\ \Delta E'_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\text{sen}\delta_o & \text{cos}\delta_o \\ +\text{cos}\delta_o & \text{sen}\delta_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{re} \\ \Delta V_{im} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{re}_o \cdot \text{cos}\delta_o + V_{im}_o \cdot \text{sen}\delta_o \\ V_{re}_o \cdot \text{sen}\delta_o - V_{im}_o \cdot \text{cos}\delta_o \end{bmatrix} \Delta \delta - \begin{bmatrix} +R_s & X'_q \\ -X'_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

- Potência:

$$\Delta P_e = [E'_d]_o - (X'_q - X'_d)I_{q_o} - 2R_s I_{d_o} \Delta I_d + [E'_q]_o - (X'_q - X'_d)I_{d_o} - 2R_s I_{q_o} \Delta I_q + I_{d_o} \cdot \Delta E'_d + I_{q_o} \cdot \Delta E'_q \quad (3.9)$$

- Tensão transitória no eixo direto:

$$\Delta \dot{E}'_d = -\frac{\Delta E'_d + (X_q - X'_q)\Delta I_q}{T'_{qo}} \quad (3.10)$$

- Ângulo, velocidade, tensão transitória no eixo q: as equações (3.3), (3.4) e (3.7) respectivamente.

### 3.2.1.4 Modelo 4 - Máquina de pólos salientes com enrolamentos amortecedores

Neste modelo são considerados os efeitos subtransitórios. Assim, as equações que representam este modelo são dadas pelas seguintes expressões [28 e 30]:

- Equação de conexão do gerador à rede:

$$\begin{bmatrix} \Delta E''_d \\ \Delta E''_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\text{sen}\delta_o & \text{cos}\delta_o \\ +\text{cos}\delta_o & \text{sen}\delta_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{re} \\ \Delta V_{im} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{re}_o \cdot \text{cos}\delta_o + V_{im}_o \cdot \text{sen}\delta_o \\ V_{re}_o \cdot \text{sen}\delta_o - V_{im}_o \cdot \text{cos}\delta_o \end{bmatrix} \Delta\delta - \begin{bmatrix} +R_s & X'_q \\ -X'_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

- Potência:

$$\Delta P_e = [E''_d - (X''_q - X''_d)I_{q_o} - 2R_s I_{d_o}] \Delta I_d + [E''_q - (X''_q - X''_d)I_{d_o} - 2R_s I_{q_o}] \Delta I_q + I_{d_o} \cdot \Delta E''_d + I_{q_o} \cdot \Delta E''_q \quad (3.12)$$

- Tensão subtransitória no eixo q:

$$\Delta \dot{E}''_q = \frac{\Delta E'_q + (X'_d - X''_d) \Delta I_d - \Delta E''_q}{T''_{d_o}} \quad (3.13)$$

- Tensão subtransitória no eixo d:

$$\Delta \dot{E}''_d = - \frac{\Delta E''_d + (X'_q - X''_q) \Delta I_q}{T''_{q_o}} \quad (3.14)$$

- Ângulo, velocidade, tensão transitória no eixo q: as equações (3.3), (3.4) e (3.7) respectivamente.

### 3.2.1.5 Modelo 5 - Máquina de rotor liso com enrolamentos amortecedores

Neste modelo são considerados os efeitos subtransitórios. Portanto são representados dois enrolamentos no eixo q e no eixo d. Este modelo representa a máquina de forma mais detalhada. As equações que representam o modelo são as seguintes: conexão do gerador a rede, potência elétrica, ângulo, velocidade, tensão transitória no eixo q, tensão subtransitória no eixo q e d, apresentadas no modelo 4 e a equação abaixo [28 e 30]:

- Tensão transitória no eixo d:

$$\Delta \dot{E}'_d = -\frac{\Delta E'_d + (X_q - X'_q)\Delta I_q}{T'_{q0}} \quad (3.15)$$

Lembrando que as equações de cada gerador do sistema de potência são referidos a um eixo de referência particular, deve-se escolher uma referência comum para todas as máquinas do sistema. Isto é feito empregando-se uma transformação de coordenadas através da equação de transformação (3.16).

$$\begin{bmatrix} V_{re} \\ V_{im} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin\delta & \cos\delta \\ \cos\delta & \sin\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Esta transformação permite que as equações que representam as máquinas síncronas possam ser relacionadas a um sistema único de referência.

### 3.2.2 Modelo de Regulador de Tensão

O regulador de tensão tem por objetivo reduzir as variações na tensão terminal do gerador. Vários tipos de reguladores de tensão associados a diferentes tipos de sistemas de excitação são utilizados em sistemas de potência. No entanto, neste trabalho são empregados os modelos ST1 e DC1 do IEEE [31]:

#### 3.2.2.1 Regulador de tensão Modelo ST1 (IEEE).

Neste modelo é desprezado o efeito da saturação e pode-se representá-lo conforme mostra a figura 3.1.

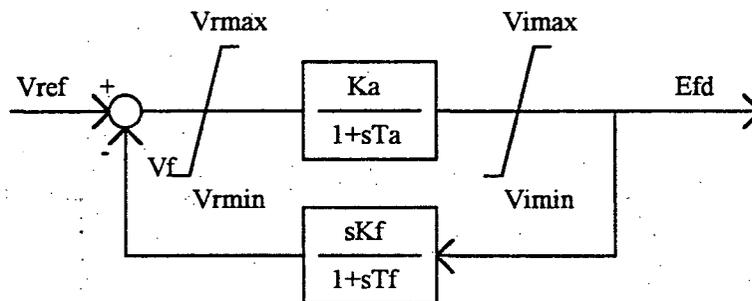


Figura 3.1 - RAT Modelo ST1

As equações linearizadas de tensão de campo e malha estabilizadora de controle de tensão, são dadas pelas seguintes expressões:

$$\Delta \dot{E}_{fd} = \frac{K_a(V_{ref} - \Delta V_f) - \Delta E_{fd}}{T_a} \quad (3.17)$$

$$\Delta \dot{V}_f = -\frac{\Delta V_f - K_f \cdot \Delta \dot{E}_{fd}}{T_e} \quad (3.18)$$

### 3.2.2.2 Regulador de Tensão Modelo DC1 (IEEE).

Este modelo pode ser representado como se apresenta na figura 3.2.

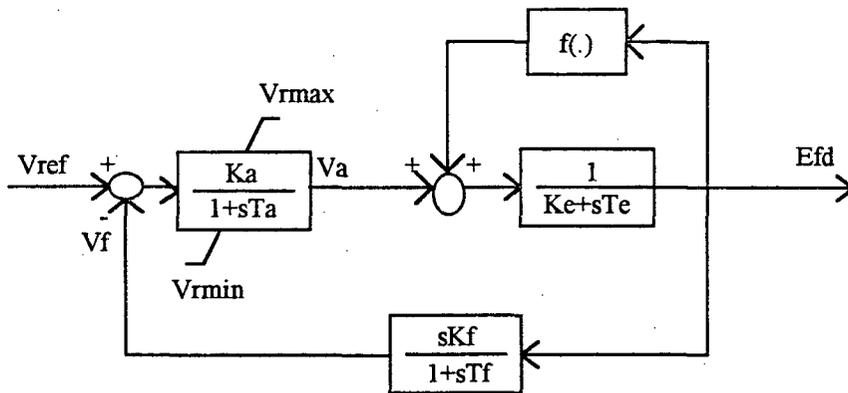


Figura 3.2 - RAT Modelo DC1

onde,  $f(\cdot)$  é uma função que representa os limites devido ao sistema de excitação da máquina. As equações diferenciais linearizadas correspondentes ao modelo são:

$$\Delta \dot{E}_{fd} = \frac{(\Delta V_a + F(\cdot)) - K_e \Delta E_{fd}}{T_e} \quad (3.19)$$

$$\Delta \dot{V}_a = \frac{K_a(V_{ref} - \Delta V_f) - \Delta V_a}{T_a} \quad (3.20)$$

$$\Delta \dot{V}_f = \frac{K_f \cdot \Delta \dot{E}_{fd} - \Delta V_f}{T_f} \quad (3.21)$$

### 3.2.3 Compensador Estático de Reativo

O compensador estático de reativo (CER) a ser modelado é do tipo Reator Controlado por Tiristores e Capacitor Fixo (RCT-CF) segundo a figura 3.3. O sinal suplementar de entrada no controlador é obtido da frequência na barra terminal. O CER é representado por um modelo de primeira ordem conforme a figura 3.4. Na referência [9] são apresentados os detalhes da modelagem do CER e do sinal adicional do controlador.

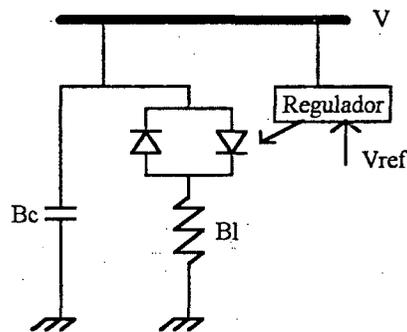


Figura 3.3 - CER tipo RCT-CF

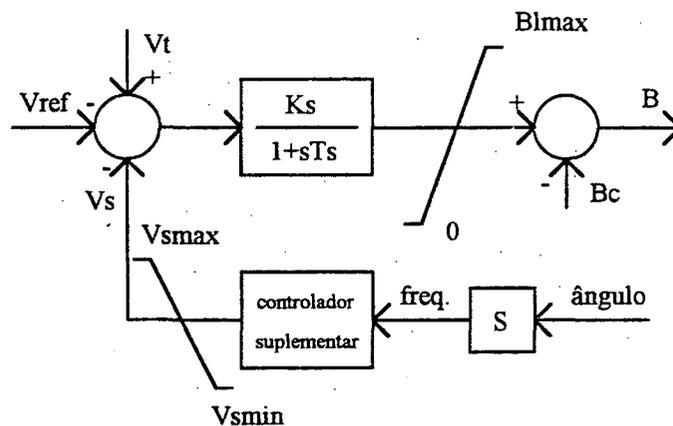


Figura 3.4 - Modelo do CER com sinal suplementar derivado da frequência

A equação que representam o CER é dada abaixo:

$$\Delta \dot{B} = -\frac{1}{T_s} \Delta B + \frac{k_s}{T_s} \left[ \frac{V_{im}}{V} \Delta V_{im} + \frac{V_{re}}{V} \Delta V_{re} \right] - \frac{k_s}{T_s} [\Delta S_2 + g_1 \Delta S_1] + \frac{g_1^2 k}{T_d} \left( \frac{V_{re} \Delta V_{im}}{V^2} - \frac{V_{im} \Delta V_{re}}{V^2} - \Delta X \right) \quad (3.22)$$

Em [9] o controlador suplementar é de segunda ordem e dado pelas equações seguintes:

$$\Delta \dot{S}_1 = -\frac{1}{T_2} \Delta S_1 + \frac{\beta \cdot k}{T_d} \left[ \frac{V_{re}}{V^2} \Delta V_{im} - \frac{V_{im}}{V^2} \Delta V_{re} - \Delta X \right] \quad (3.23)$$

$$\Delta \dot{S}_2 = -\frac{1}{T_2} \Delta S_2 + \beta \cdot \Delta S_1 + \frac{\alpha \cdot k}{T_d} \left[ \frac{V_{re}}{V^2} \Delta V_{im} - \frac{V_{im}}{V^2} \Delta V_{re} - \Delta X \right] \quad (3.24)$$

$$\Delta \dot{X} = -\frac{1}{T_d} \Delta X + \frac{1}{T_d} \left[ \frac{V_{re}}{V^2} \Delta V_{im} - \frac{V_{im}}{V^2} \Delta V_{re} \right] \quad (3.25)$$

onde,

- B : Sinal de saída correspondente à variação de susceptância do CER,
- $S_1, S_2$  : Variáveis de estado auxiliares para o controlador,
- X : Variável de estado auxiliar para obter a frequência na barra,
- $\alpha, \beta, g_1, g_2$  : constantes,
- $V_{re}, V_{im}$  : tensão real e imaginária da barra,
- $T_s, T_d, T_2$  : constantes de tempo.

Controladores suplementares do tipo CER de ordem mais elevada são consideradas na seção seguinte.

### 3.2.4 Controladores

Estes dispositivos são os responsáveis por processar algum sinal adicional a partir de alguma grandeza do sistema elétrico e adicioná-lo ao regulador de tensão. Assim, os controladores devem ser ajustados adequadamente para amortecer aqueles modos pouco ou até negativamente amortecidos. A representação destes controladores é importante na análise do comportamento dinâmico do sistema elétrico.

O controlador com estrutura clássica composto por dois estágios de avanço e atraso de fase é apresentado na figura 2.1, e os detalhes de sua modelagem são apresentadas nas referências [7] e [9]. Neste trabalho pretende-se investigar o aumento da ordem nos controladores com estrutura clássica e controladores com estrutura polinomial, a qual permite a possibilidade de zeros complexos no controlador quando resulta da aplicação do algoritmo de posicionamento de pólos. Assim, nas seções seguintes são apresentados os controladores clássicos de terceira e quarta ordem e os controladores com estrutura quadrática e biquadrática. A modelagem destas estruturas serão usadas na montagem da matriz Jacobiana.

#### 3.2.4.1 Controlador Clássico de Terceira Ordem

O controlador clássico de terceira ordem, composto por três estágios de avanço-atraso de fase com o estágio "wash-out", pode ser representado conforme mostra a figura 3.5.

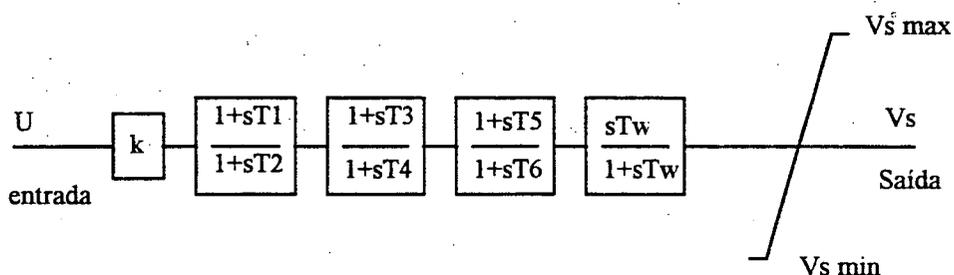


Figura 3.5 - Controlador clássico de terceira ordem

onde,

$U$  : sinal adicional de entrada no controlador,

$V_s$  : sinal de saída,

$k$  : ganho,

$T_1, T_3, T_5$  : constantes de tempo de avanço de fase,

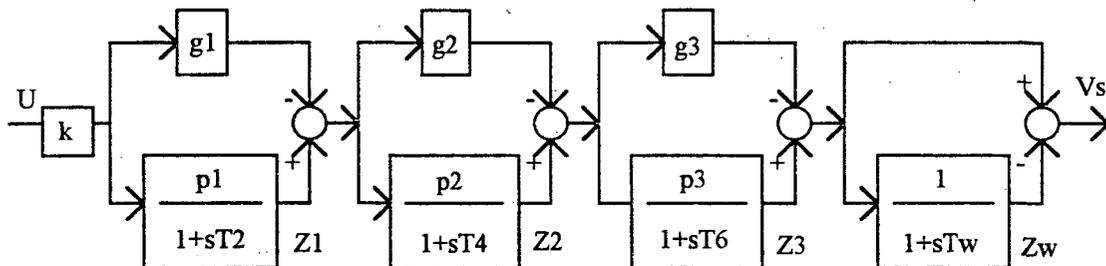
$T_2, T_4, T_6$  : constantes de tempo de atraso de fase,

$T_w$  : constante de tempo do bloco "wash-out",

$V_{smax}$  : limite máximo permitido ao sinal  $V_s$ ,

$V_{smin}$  : limite mínimo permitido ao sinal  $V_s$ .

Na montagem da matriz Jacobiana este controlador pode ser representado pelo diagrama de blocos conforme é apresentado na figura 3.6.



**Figura 3.6 - Diagrama de blocos equivalente do controlador clássico de terceira ordem**

As equações diferenciais que representam o controlador clássico de terceira ordem linearizadas podem ser dadas pelas seguintes expressões:

$$\dot{Z}_1 = -\frac{1}{T_1} Z_1 + \frac{1}{T_2} p_1 \cdot kU \quad (3.26)$$

$$\dot{Z}_2 = \frac{1}{T_4} p_2 \cdot Z_1 - \frac{1}{T_4} Z_2 + \frac{1}{T_4} g_1 \cdot p_2 \cdot kU \quad (3.27)$$

$$\dot{Z}_3 = \frac{1}{T_6} g_2 \cdot p_3 \cdot Z_1 + \frac{1}{T_6} p_3 \cdot Z_2 - \frac{1}{T_6} Z_3 + \frac{1}{T_6} g_1 \cdot g_2 \cdot p_3 \cdot kU \quad (3.28)$$

onde,

$$g_1 = T_1/T_2,$$

$$p_1 = 1 - g_1,$$

$$g_2 = T_3/T_4,$$

$$p_2 = 1 - g_2,$$

$$g_3 = T_5/T_6,$$

$$p_3 = 1 - g_3,$$

$Z_1, Z_2, Z_3$  : variáveis de estado associadas ao controlador.

Se adicionalmente é considerado o bloco "wash-out", a equação linearizada correspondente é dada por:

$$\dot{Z}_w = \frac{1}{T_w} g_2 \cdot g_3 \cdot Z_1 + \frac{1}{T_w} g_3 \cdot Z_2 + \frac{1}{T_w} Z_3 - \frac{1}{T_w} Z_w + \frac{1}{T_w} g_1 \cdot g_2 \cdot g_3 \cdot kU \quad (3.29)$$

onde,

$Z_w$  : variável de estado associada ao bloco "wash-out".

O sinal de saída do controlador é dado pela seguinte equação:

$$V_s = g_2 \cdot g_3 \cdot Z_1 + g_3 \cdot Z_2 + Z_3 - Z_w + g_1 \cdot g_2 \cdot g_3 \cdot kU \quad (3.30)$$

### 3.2.4.2 Controlador Clássico de Quarta ordem

O controlador clássico de quarta ordem, composto por quatro estágios de avanço-atraso de fase e adicionalmente considerando o estágio "wash-out", pode ser representado conforme mostra a figura 3.7.

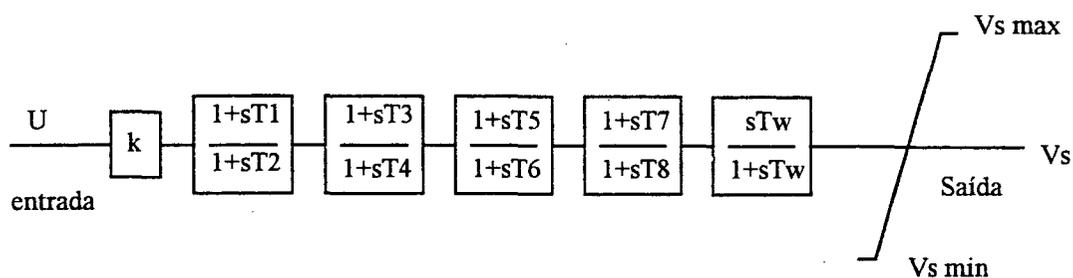


Figura 3.7 - Controlador clássico de quarta ordem.

onde,

$U$  : sinal adicional de entrada no controlador,

$V_s$  : sinal de saída,

$k$  : ganho,

$T_1, T_3, T_5, T_7$  : constantes de tempo de avanço de fase,

$T_2, T_4, T_6, T_8$  : constantes de tempo de atraso de fase,

$T_w$  : constante de tempo do bloco "wash-out".

Na montagem da matriz Jacobiana, este controlador pode ser representado pelo diagrama de blocos dado pela figura 3.8.

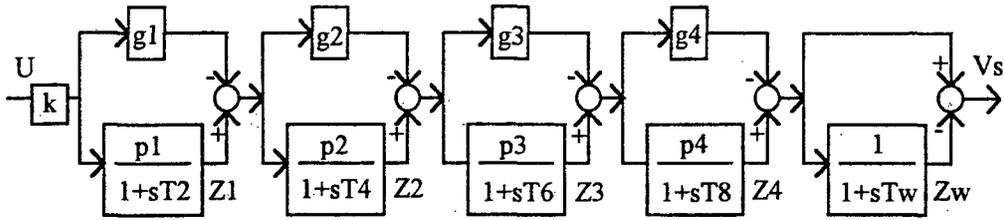


Figura 3.8 - Diagrama de blocos equivalente do controlador clássico de quarta ordem

As equações diferenciais que representam este controlador são dadas pelas seguintes expressões:

$$\dot{Z}_1 = -\frac{1}{T_2} Z_1 + \frac{1}{T_2} p_1 \cdot kU \quad (3.31)$$

$$\dot{Z}_2 = \frac{1}{T_4} p_2 \cdot Z_1 - \frac{1}{T_4} Z_2 + \frac{1}{T_4} g_1 \cdot p_2 \cdot kU \quad (3.32)$$

$$\dot{Z}_3 = \frac{1}{T_6} g_2 \cdot p_3 \cdot Z_1 + \frac{1}{T_6} p_3 \cdot Z_2 - \frac{1}{T_6} Z_3 + \frac{1}{T_6} g_1 \cdot g_2 \cdot p_3 \cdot kU \quad (3.33)$$

$$\dot{Z}_4 = \frac{1}{T_8} g_2 \cdot g_3 \cdot p_4 \cdot Z_1 + \frac{1}{T_8} g_3 \cdot p_4 \cdot Z_2 + \frac{1}{T_8} p_4 \cdot Z_3 - \frac{1}{T_8} Z_4 + \frac{1}{T_8} g_1 \cdot g_2 \cdot g_3 \cdot p_4 \cdot kU \quad (3.34)$$

onde,  $p_1$ ,  $g_1$ ,  $p_2$ ,  $g_2$ ,  $p_3$ ,  $g_3$  correspondem ao caso anterior e  $p_4$  e  $g_4$  são dadas por:

$$g_4 = \frac{\Delta}{T_7/T_8},$$

$$p_4 = 1 - g_4,$$

$Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_3$ ,  $Z_4$ : variáveis de estado associadas ao controlador.

Se adicionalmente é considerado o bloco "wash-out", a equação linearizada correspondente é dada por:

$$\dot{Z}_w = \frac{1}{T_w} g_2 \cdot g_3 \cdot g_4 \cdot Z_1 + \frac{1}{T_w} g_3 \cdot g_4 \cdot Z_2 + \frac{1}{T_w} g_4 \cdot Z_3 + \frac{1}{T_w} Z_4 - \frac{1}{T_w} Z_w + \frac{1}{T_w} g_1 \cdot g_2 \cdot g_3 \cdot g_4 \cdot kU \quad (3.35)$$

onde,

$Z_w$  : variável de estado associada ao bloco "wash-out".

O vetor de saída do controlador é dado pela seguinte equação:

$$V_s = g_2 \cdot g_3 \cdot g_4 \cdot Z_1 + g_3 \cdot g_4 \cdot Z_2 + g_4 \cdot Z_3 + Z_4 - Z_w + g_1 \cdot g_2 \cdot g_3 \cdot g_4 \cdot kU \quad (3.36)$$

### 3.2.4.3 Controlador com Numerador Quadrático

Este controlador formado por um bloco quadrático no numerador e dois estágios de atraso de fase, além do estágio "wash-out", pode ser representado pela figura 3.9.

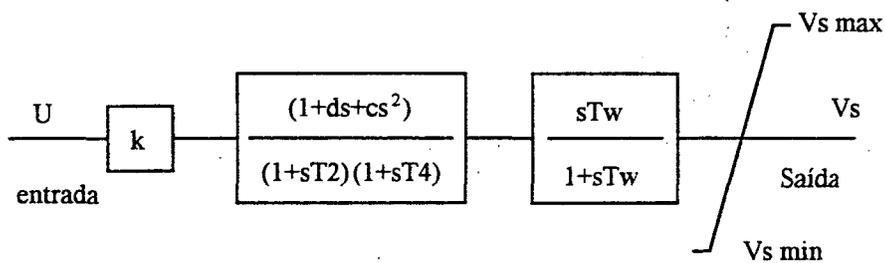


Figura 3.9 - Controlador Quadrático

onde,

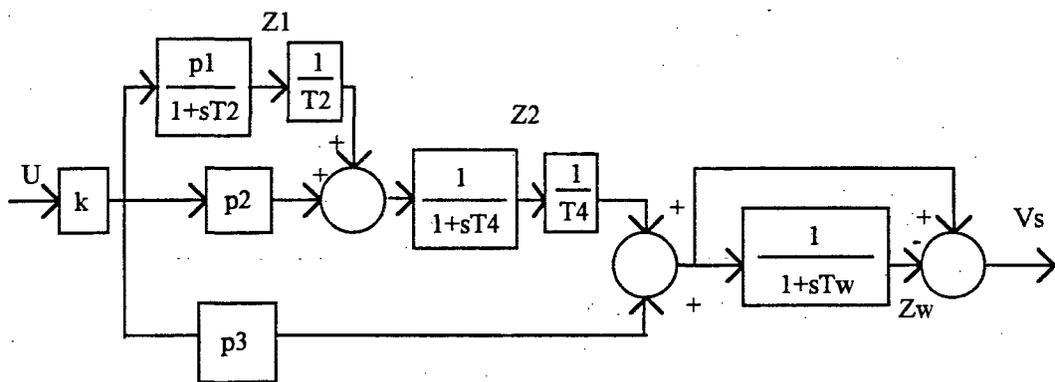
$k$  : ganho do controlador,

$c, d$  : coeficientes da equação quadrática,

$T_2, T_4$  : constantes de tempo de atraso de fase,

- $T_w$  : constante do bloco "wash-out",  
 $U$  : sinal de entrada no controlador,  
 $V_s$  : sinal de saída do controlador.

Na montagem da matriz Jacobiana o diagrama de blocos equivalente deste controlador pode ser representado segundo a figura 3.10.



**Figura 3.10 - Diagrama de blocos equivalente do controlador quadrático**

As equações de estado que descrevem este controlador são dadas pelas seguintes expressões:

$$\dot{Z}_1 = -\frac{1}{T_2} Z_1 + p_1 \cdot kU \quad (3.37)$$

$$\dot{Z}_2 = \frac{1}{T_2} Z_1 - \frac{1}{T_4} Z_2 + p_2 \cdot kU \quad (3.38)$$

com,

$$p1 = \left[ 1 - \frac{d}{T2} + \frac{c}{T2^2} \right] \quad (3.39)$$

$$p2 = \left[ d - \frac{c}{T2} - \frac{c}{T4} \right] \frac{1}{T2} \quad (3.40)$$

onde,

$Z1, Z2$  : variáveis de estado associadas ao controlador,

Se adicionalmente é considerado o bloco "wash-out", a equação linearizada correspondente é dada por:

$$\dot{Z}_w = \frac{1}{T4 \cdot T_w} Z2 - \frac{1}{T_w} Z_w + \frac{p3}{T_w} kU \quad (3.41)$$

com,

$$p3 = \frac{c}{T2 \cdot T4} \quad (3.42)$$

onde,

$Z_w$  : variável de estado do bloco "wash-out",

$T_w$  : constante de tempo do bloco "wash-out".

O sinal de saída do controlador é dado pela seguinte equação:

$$V_s = \frac{1}{T4} Z2 - Z_w + p3 \cdot kU \quad (3.43)$$

onde,

$V_s$  : sinal de saída do controlador.

### 3.2.4.4 - Controlador com Numerador Biquadrático

O termo "numerador biquadrático" será utilizado neste trabalho no sentido estendido em relação a seu significado matemático usual. Assim, o numerador biquadrático será considerado como o produto de duas formas quadráticas. Este controlador formado por dois blocos quadráticos no numerador e quatro estágios de atraso de fase, pode ser representado conforme mostra a figura 3.11.

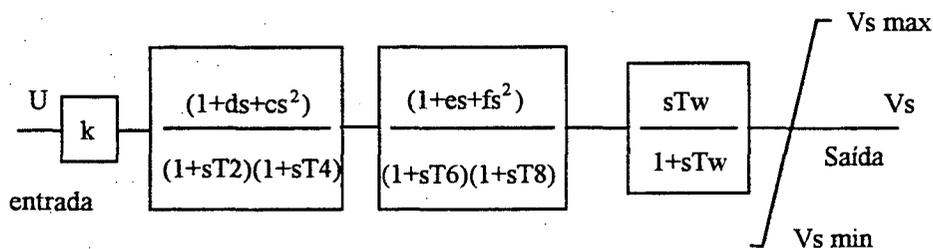


Figura 3.11. - Controlador biquadrático

onde,

$U$  : sinal adicional de entrada no controlador,

$V_s$  : sinal de saída,

$k$  : ganho,

$c, d, e, f$  : coeficientes da função quadrática,

$T_2, T_4, T_6, T_8$  : constantes de tempo de avanço de fase,

$T_w$  : constante de tempo do "wash-out",

As equações de estado que representam o controlador são as seguintes:

$$\dot{Z}_1 = -\frac{1}{T_2} Z_1 + p_1 \cdot kU \quad (3.44)$$

$$\dot{Z}_2 = \frac{1}{T_2} Z_1 - \frac{1}{T_4} Z_2 + p_2 \cdot kU \quad (3.45)$$

$$\dot{Z}_3 = p_3 \cdot Z_2 - \frac{1}{T_6} Z_3 + g_1 \cdot p_3 \cdot kU \quad (3.46)$$

$$\dot{Z}_4 = p_4 Z_2 + \frac{1}{T_6} Z_3 - \frac{1}{T_8} Z_4 + g_1 \cdot p_4 \cdot kU \quad (3.47)$$

com  $p_1$  e  $p_2$  definidos no caso precedente,  $g_1$ ,  $p_3$  e  $p_4$  dados por:

$$g_1 = \frac{c}{T_2} \quad (3.48)$$

$$p_3 = \left[ 1 - \frac{e}{T_6} + \frac{f}{T_6^2} \right] \frac{1}{T_4} \quad (3.49)$$

$$p_4 = \left[ e - \frac{f}{T_6} - \frac{f}{T_8} \right] \frac{1}{T_4 \cdot T_6} \quad (3.50)$$

onde,

$Z_1, Z_2, Z_3, Z_4$  : variáveis de estado associadas ao controlador.

Se adicionalmente é considerado o bloco "wash-out", a equação linearizada correspondente é dada a seguir:

$$\dot{Z}_w = \frac{p5}{T_w} Z_2 + \frac{1}{T_8 \cdot T_w} Z_4 - \frac{1}{T_w} Z_w + \frac{g1 p5}{T_w} \cdot kU \quad (3.51)$$

com,

$$p5 = \frac{f}{T_4 \cdot T_6 \cdot T_8} \quad (3.52)$$

onde,

$Z_w$  : variável de estado associada ao bloco "wash-out".

O sinal de saída do controlador é dado pela seguinte expressão:

$$V_s = p5 \cdot Z_2 + \frac{1}{T_8} Z_4 - Z_w + g1 \cdot p5 \cdot kU \quad (3.53)$$

### 3.2.5 Modelo de carga

As cargas podem ser representadas por um modelo polinomial da seguinte forma:

$$\begin{aligned} P &= a + bV + cV^2 \\ Q &= d + eV + fV^2 \end{aligned} \quad (3.54)$$

onde,

$P$  : potência ativa,

- $Q$  : potência reativa,  
 $V$  : Tensão da barra,  
 $a, d$  : coeficientes da parcela de impedância constante,  
 $b, e$  : coeficientes da parcela de corrente constante,  
 $c, f$  : coeficientes da parcela de potência constante.

Os coeficientes acima devem satisfazer as seguintes equações:

$$\begin{aligned}
 a + b + c &= 1 \\
 d + e + f &= 1
 \end{aligned}
 \tag{3.55}$$

### 3.3 Modelagem do Sistema de Potência

A modelagem do sistema de potência como um todo, é obtida com base nas equações oriundas da representação isolada dos componentes do sistema apresentadas nas seções anteriores. A inclusão de cada uma destas equações é feita através da identificação de variáveis comuns dos componentes, sendo representadas por meio das seguintes expressões:

$$\dot{x} = f(x, z, u) \tag{3.56}$$

$$0 = g(x, z, u) \tag{3.57}$$

onde,

- $x$  : vetor de variáveis de estado,  
 $z$  : vetor de variáveis algébricas,  
 $u$  : vetor de variáveis de controle.

A equação (3.56) representa as equações diferenciais do sistema e a equação (3.57) as algébricas. A linearização destas equações em torno de um ponto de operação  $(\bar{x}_o, \bar{z}_o, \bar{u}_o)$ , permite a análise do comportamento dinâmico do sistema através do modelo obtido e representado pelo seguinte sistema de equações:

$$\begin{aligned}\Delta \dot{x} &= J_1 \cdot \Delta x + J_2 \cdot \Delta z + B_1 \cdot \Delta u \\ 0 &= J_3 \cdot \Delta x + J_4 \cdot \Delta z + B_2 \cdot \Delta u \\ \Delta y &= C_1 \cdot \Delta x + C_2 \cdot \Delta z\end{aligned}\tag{3.58}$$

onde,

$y$  : representa as variáveis de saída,

$\begin{bmatrix} J_1 & J_2 \\ J_3 & J_4 \end{bmatrix}$  : representa a matriz Jacobiana aumentada,

$B_1, B_2$  : representam as matrizes de entrada,

$C_1, C_2$  : representam as matrizes de saída.

A representação do modelo da matriz Jacobiana ou matriz aumentada formada a partir do conjunto de equações (3.58) apresenta as seguintes vantagens:

- Preserva a identidade das variáveis algébricas, e todas as barras do sistema. Isto facilita a modelagem de diferentes elementos presentes no sistema de potência.
- Permite flexibilidade para a escolha de sinais adicionais, já que estes podem ser expressos em função tanto de variáveis de estado como algébricas ou uma combinação destas.
- O alto grau de esparsidade da matriz citada permite aplicação de técnicas eficientes de cálculo. Isto permite a análise de sistemas de grande porte [9,10].
- A matriz  $B_2$  é zero. Isto também facilita emprego de técnicas eficientes de cálculo.

A formação da matriz Jacobiana é apresentada de forma detalhada nas referências [27] e [33]

### **3.4 Conclusões**

Neste capítulo foi apresentada a modelagem de cada um dos elementos que compõem o sistema de potência elétrico, estando envolvidos na análise de estabilidade dinâmica. Esta modelagem é aproveitada na montagem da matriz Jacobiana aumentada. O uso desta matriz apresenta facilidades para a implementação tanto dos elementos do sistema de potência como diversidade na escolha de sinais suplementares empregadas nos controladores.

O projeto de controladores e a simulação do comportamento do sistema controlado por meio da solução das equações obtidas desta modelagem é discutido no seguinte Capítulo 4.

# Capítulo 4

## Algoritmo Para Ajuste Coordenado de Parâmetros

### 4.1 Introdução

O cálculo dos autovalores da matriz Jacobiana resultante da associação das equações linearizadas da máquina, controladores e de todos os componentes do sistema de potência dá indicações sobre o comportamento dinâmico do sistema. Em particular, seus autovalores permitem conhecer a posição dos modos eletromecânicos no plano complexo. Os modos pouco ou até negativamente amortecidos podem ser realocados utilizando-se técnicas de posicionamento de pólos. Assim, especificando-se convenientemente a localização dos autovalores pode-se aumentar o amortecimento dos modos eletromecânicos problemáticos. Na seção 4.2 é estendido o algoritmo para posicionamento de pólos em um sistema de potência multimáquinas, levando-se em conta as diferentes estruturas dos controladores apresentados no capítulo precedente. Na seção 4.3 é apresentado de forma sucinta o algoritmo estendido. São feitas considerações gerais sobre o algoritmo proposto e finalmente é mostrado um esquema geral do programa para o Cálculo de Controladores em Sistemas de Potência (CCSP), ao qual foram feitas as modificações necessárias para este trabalho.

## 4.2 Método Para Posicionamento de Pólos

Na referência [9] é apresentado um algoritmo para posicionamento de pólos considerando-se uma estrutura clássica de segunda ordem no controlador com dois estágios iguais de avanço-atraso de fase. Naquele trabalho o sinal suplementar é derivado da velocidade para o ESP e da frequência da barra terminal para o sinal suplementar do CER.

A seguir é apresentado o algoritmo de posicionamento de pólos que utiliza as diferentes estruturas no controlador descritas no capítulo anterior e os sinais adicionais derivados da velocidade no eixo do rotor da máquina, da potência elétrica terminal do gerador (para o caso do ESP) e da frequência elétrica na barra (para o caso do sinal suplementar do CER).

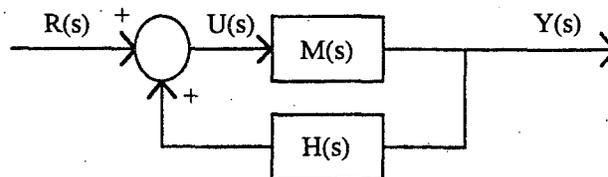
O método é aplicado a um sistema de potência multimáquinas, considerando-se um controlador para cada modo que é pouco ou negativamente amortecido e que deve ser realocado. O método calcula em cada iteração os parâmetros de todos os ESPs a partir da equação característica equivalente do sistema, obtida da função de transferência vista por cada controlador. Ao final da iteração, compara-se o maior valor de correção calculada para o ganho  $k$  e a constante de tempo de avanço de fase  $T1$  com uma tolerância especificada, verificando-se ou não a convergência do algoritmo.

Considere-se que o cálculo dos parâmetros de um ESP local está sendo realizado, através do qual está sendo realocado um pólo para uma posição desejada. Um procedimento similar é seguido para o sinal adicional do CER. O sistema linearizado é representado pelo sistema de equações (3.58). Usando-se a transformada de Laplace ( $s$ ) neste sistema, onde  $U_i(s)$  corresponde a  $i$ -ésima entrada local e  $Y_i(s)$   $i$ -ésima saída local, pode-se encontrar uma função de transferência  $M_i(s)$  do sistema visto localmente dado pela equação (4.1).

No desenvolvimento a seguir são omitidos os subíndices. Então:

$$M(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \begin{bmatrix} C_1 & C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} sI - J_1 & -J_2 \\ -J_3 & -J_4 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Agora, considere-se o sistema representado por  $M(s)$  e realimentado pela saída através de um compensador dinâmico descentralizado com função de transferência  $H(s)$ , conforme é mostrado na figura 4.1.



**Figura 4.1 - Sistema de potência realimentado pela saída**

Onde,

$R(s)$  : sinal de referência do sistema,

$U(s)$  : sinal de entrada local,

$Y(s)$  : sinal de saída local,

$M(s)$  : sistema de potência visto localmente,

$H(s)$  : controlador dinâmico descentralizado.

A função de transferência do sistema analisado em malha fechada resulta em:

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{M(s)}{1 - M(s)H(s)} \quad (4.2)$$

A equação característica da função de transferência (4.2) é dada pela seguinte expressão:

$$1 - M(s)H(s) = 0 \quad (4.3)$$

As raízes da equação (4.3) são os pólos do sistema de malha fechada. Por isso, a função de transferência que posiciona um autovalor desejado ( $\lambda$ ) em malha fechada, deve satisfazer à seguinte equação:

$$1 - M(\lambda)H(\lambda) = 0 \quad (4.4)$$

O autovalor  $\lambda$  representa a posição desejada no plano complexo daquele modo problemático. Fazendo-se  $s = \lambda$  na equação (4.1), substituindo-se em (4.4) e isolando-se  $H(\lambda)$ , obtém-se a seguinte expressão:

$$H(\lambda) = \frac{1}{M(\lambda)} = \frac{U(\lambda)}{Y(\lambda)} = \frac{1}{\begin{bmatrix} C_1 & C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda \cdot I - J_1 & -J_2 \\ -J_3 & -J_4 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix}} \quad (4.5)$$

Com respeito à equação (4.5) as seguintes observações podem ser feitas [9]:

- Dado que o controlador projetado é do tipo descentralizado (entradas locais e saídas locais), os vetores  $[C_1 \ C_2]$  e  $[B_1 \ B_2]^T$  têm um ou apenas uns poucos elementos diferentes de zero. Logo, não é necessário obter-se explicitamente a matriz inversa indicada da equação (4.5). A elevada esparsidade da matriz Jacobiana permite que

técnicas de esparsidade possam ser empregadas nesta solução. A técnica empregada no algoritmo usado é apresentada na referência [10].

- Para o caso de  $\lambda$  complexo (autovalor de malha fechada a ser posicionado), a equação (4.5) pode ser desdobrada em duas equações.

A seguir é detalhada a solução da equação (4.5) para cada uma das estruturas de controlador consideradas no capítulo precedente.

#### 4.2.1 Controlador Clássico de Terceira Ordem

O termo  $H(s)$  da equação (4.5) representa neste caso o controlador clássico de terceira ordem, composto por três estágios iguais de avanço-atraso de fase, segundo a equação a seguir:

$$H(s) = k \frac{(1 + sT1)^3}{(1 + sT2)^3} \quad (4.6)$$

onde,

$k$  : ganho a ser determinado,

$T1$  : constante de tempo de avanço de fase a ser determinada,

$T2$  : constante de tempo de atraso de fase especificada.

Se ao controlador é adicionado o bloco "wash-out", verifica-se a partir da equação (4.3) a seguinte equação:

$$H(s) = k \frac{(1 + sT1)^3}{(1 + sT2)^3} \frac{sTw}{(1 + sTw)} = \frac{1}{M(s)} \quad (4.7)$$

Isolando-se o ganho  $k$  e a constante de tempo  $T1$  em (4.7), e sendo  $\lambda$  o autovalor desejado, tem-se:

$$k(1 + \lambda T1)^3 = \frac{1}{M(\lambda)} \frac{(1 + \lambda T2)^3 (1 + \lambda Tw)}{\lambda \cdot Tw} = \alpha + j\beta \quad (4.8)$$

Substituindo-se o autovalor a ser posicionado  $\lambda = \sigma + j\omega$  na parte esquerda da equação (4.8) e igualando-se as partes real e imaginária, obtém-se:

$$k[1 + 3\sigma T1 + 3(\sigma^2 - \omega^2)T1^2 + (\sigma^3 - 3\sigma\omega^2)T1^3] = \alpha \quad (4.9)$$

$$k[3\omega T1 + 6\sigma\omega T1^2 + (3\sigma^2\omega - \omega^3)T1^3] = \beta \quad (4.10)$$

Isolando-se o ganho  $k$  na equação (4.10), tem-se:

$$k = \frac{\beta}{3\omega T1 + 6\sigma\omega T1^2 + (3\sigma^2\omega - \omega^3)T1^3} \quad (4.11)$$

Substituindo-se a equação (4.11) em (4.9), obtém-se a seguinte expressão:

$$aT1^3 + bT1^2 + cT1 + d = 0 \quad (4.12)$$

onde,

$$a = \beta(\sigma^3 - 3\sigma\omega^2) - \alpha(3\sigma^2\omega - \omega^3), \quad (4.13)$$

$$b = 3(\beta(\sigma^2 - \omega^2) - 2\alpha\sigma\omega), \quad (4.14)$$

$$c = 3(\beta\sigma - \alpha\omega), \quad (4.15)$$

$$d = \beta. \quad (4.16)$$

As três raízes da equação (4.12) correspondem a três valores possíveis para a constante de tempo  $T1$ . Estes valores para  $T1$  fornecem três valores para o ganho  $k$  segundo a equação (4.11). Deve-se escolher aquela solução cujos parâmetros estão de acordo com os valores típicos do controlador.

#### 4.2.2 Controlador Clássico de Quarta Ordem

O controlador clássico de quarta ordem com quatro estágios iguais de avanço-atraso de fase e constante de tempo de atraso de fase ( $T2$ ) especificada pode ser representado por  $H(s)$  conforme a equação (4.17) abaixo:

$$H(s) = k \frac{(1+sT1)^4}{(1+sT2)^4} \quad (4.17)$$

onde,

$k$  : ganho a ser determinado,

$T1$  : constante de tempo de avanço de fase a ser determinada,

$T2$  : constante de tempo de atraso de fase especificada.

Do mesmo modo que no caso anterior, é calculada a equação (4.5) para o autovalor a ser posicionado ( $\lambda$ ). Se ao controlador, adicionalmente é considerado o bloco "wash-out", então deve-se cumprir a seguinte expressão:

$$H(s) = k \frac{(1+sT1)^4}{(1+sT2)^4} \frac{sTw}{(1+sTw)} = \frac{1}{M(s)} \quad (4.18)$$

Isolando-se o ganho  $k$  e a constante  $T1$  em (4.18), e sendo  $\lambda$  o autovalor desejado, tem-se:

$$k(1+\lambda T_1)^4 = \frac{1}{M(\lambda)} \frac{(1+\lambda T_2)^4}{\lambda T_w} = \alpha + j\beta \quad (4.19)$$

Substituindo-se o autovalor a ser posicionado  $\lambda = \sigma + j\omega$  na equação (4.19) e igualando as partes real e imaginária, obtém-se as seguintes expressões:

$$k[1+4\sigma T_1+6(\sigma^2-\omega^2)T_1^2+4(\sigma^3-3\sigma\omega^2)T_1^3+(\sigma^4-6\sigma^2\omega^2+\omega^4)T_1^4]=\alpha \quad (4.20)$$

$$k[4\omega T_1+12\sigma\omega T_1^2+4(3\sigma^2\omega-\omega^3)T_1^3+4(\sigma^3\omega-\sigma\omega^3)T_1^4]=\beta \quad (4.21)$$

Isolando-se o ganho  $k$  na equação (4.21), tem-se:

$$k = \frac{\beta}{4\omega T_1+12\sigma\omega T_1^2+4(3\sigma^2\omega-\omega^3)T_1^3+4(\sigma^3\omega-\sigma\omega^3)T_1^4} \quad (4.22)$$

Substituindo-se a equação (4.22) em (4.20) resulta:

$$aT_1^4 + bT_1^3 + cT_1^2 + dT_1 + e = 0 \quad (4.23)$$

onde,

$$a = \beta(\sigma^4 - 6\sigma^2\omega^2 + \omega^4) - 4\alpha(\sigma^3\omega - \sigma\omega^3), \quad (4.24)$$

$$b = 4(\beta(\sigma^3 - 3\sigma\omega^2) - \alpha(3\sigma^2\omega - \omega^3)), \quad (4.25)$$

$$c = 6(\beta(\sigma^2 - \omega^2) - 2\alpha\sigma\omega), \quad (4.26)$$

$$d = 4(\beta\sigma - \alpha\omega), \quad (4.27)$$

$$e = \beta. \quad (4.28)$$

As quatro raízes que solucionam a equação (4.23) correspondem a quatro valores para a constante de tempo  $T1$ . Substituindo estes valores na equação (4.22), resultam quatro valores para o ganho. Deve-se então, escolher aquela solução para a qual os parâmetros estão dentro dos valores típicos para o controlador.

### 4.2.3 Controlador com Numerador Quadrático

O controlador com numerador quadrático com dois estágios de atraso de fase iguais, pode ser representado por  $H(s)$  conforme a equação (4.29).

$$H(s) = k \frac{(cs^2 + ds + 1)}{(1 + sT2)^2} \quad (4.29)$$

onde,

$k$  : ganho especificado,

$T2$  : constante de tempo de atraso de fase especificada,

$c, d$  : coeficientes da equação quadrática a serem calculados.

Por conveniência é suposto conhecido o valor do ganho  $k$ , por razões comentadas mais adiante. De forma semelhante ao procedimento seguido no caso precedente, é calculada a equação (4.5) para o autovalor a ser posicionado ( $\lambda$ ). Com o bloco "wash-out", deve-se cumprir a seguinte equação:

$$H(s) = k \frac{(cs^2 + ds + 1)}{(1 + sT2)^2} \frac{sT w}{(1 + sT w)} = \frac{1}{M(s)} \quad (4.30)$$

De maneira semelhante aos casos anteriores, obtém-se:

$$k(c\lambda^2 + d\lambda + 1) = \frac{1}{M(\lambda)} \frac{(1 + \lambda T^2)^2 (1 + \lambda T w)}{\lambda T w} = \alpha + j\beta \quad (4.31)$$

Substituindo-se o autovalor a ser posicionado  $\lambda = \sigma + j\omega$  e igualando as partes real e imaginária, tem-se :

$$k[c(\sigma^2 - \omega^2) + d\sigma + 1] = \alpha \quad (4.32)$$

$$k[2c\sigma\omega + d\omega] = \beta \quad (4.33)$$

Analisando-se a equação (4.29) observa-se que as quantidades  $k.c$ ,  $k.d$  e  $k$  aparecem linearmente na função de transferência  $H(s)$ . Conseqüentemente, as duas equações obtidas na solução da equação característica do sistema (equações (4.32) e (4.33)), serão também lineares com relação a estas grandezas. Estas duas equações formam um sistema compatível e indeterminado (duas equações e três incógnitas). Isto, introduz um grau de liberdade no sistema de equações. Este grau de liberdade pode ser explorado no sentido de se obter maior flexibilidade no procedimento de projeto dos parâmetros do ESP. Por exemplo, é possível "segurar" o valor do ganho  $k$  e aliviar as restrições sobre os valores dos parâmetros  $c$  e  $d$  do estabilizador, de modo a se conseguir um posicionamento de pólos eficientes. Esta foi a estratégia adotada no algoritmo estendido.

Uma outra possibilidade é o uso de projeções ortogonais para se contornar o problema do sistema compatível e indeterminado citado acima. Em [7] escolheu-se fixar o ganho  $k$  e resolver as equações para se obter os parâmetros  $c$  e  $d$  empregando-se esta técnica de projeções ortogonais.

Depois de isolar-se o coeficiente  $d$  da equação (4.33), resulta:

$$d = \frac{\beta}{k\omega} - 2c\sigma \quad (4.34)$$

Logo, substituindo-se a equação (4.34) em (4.32) e isolando o coeficiente  $c$ , obtém-se:

$$c = -\frac{(\alpha - \frac{\sigma\beta}{\omega}) - 1}{k(\sigma^2 + \omega^2)} \quad (4.35)$$

Os valores calculados para os coeficientes  $c$  e  $d$ , segundo as equações (4.34) e (4.35) oferecem a possibilidade de se obter um par de zeros complexos para o controlador. Esta é uma diferença com relação à estrutura clássica, onde sempre resultam zeros reais para o controlador.

Através do método do lugar das raízes é possível verificar-se que, em certas situações, um par de zeros complexos colocados em posições apropriadas no semiplano esquerdo atraem o par de pólos instáveis ou poucos amortecidos para o semiplano esquerdo com menor esforço que o exigido pelos zeros reais [7].

#### 4.2.4 Controlador com Numerador Biquadrático

Neste controlador tanto os dois blocos que representam o numerador quadrático como os quatro blocos de atraso de fase são iguais. Assim o controlador pode ser representado pela equação (4.36) abaixo:

$$H(s) = k \frac{(cs^2 + ds + 1)^2}{(1 + sT_2)^4} \quad (4.36)$$

onde,

$k$  : ganho especificado,

$T_2$  : constante de tempo de atraso de fase especificada,

$c, d$  : coeficientes do numerador a serem calculados.

Adicionando-se o bloco "wash-out", tem-se:

$$H(s) = k \frac{(cs^2 + ds + 1)^2}{(1 + sT_2)^4} \frac{sT_w}{(1 + sT_w)} = \frac{1}{M(s)} \quad (4.37)$$

Esta equação com o autovalor a ser posicionado  $\lambda = \sigma + j\omega$  pode ser reescrita como:

$$k(c\lambda^2 + d\lambda + 1)^2 = \frac{1}{M(\lambda)} \frac{(1 + \lambda T_2)^4 \cdot (1 + \lambda T_w)}{\lambda T_w} = \alpha + j\beta \quad (4.38)$$

Com o valor do ganho  $k$  especificado pode-se isolar o termo biquadrático (lado esquerdo da equação (4.38)), e obtém-se uma equação em forma polar, dada a seguir:

$$(c\lambda^2 + d\lambda + 1) = \pm \sqrt{\frac{\alpha^2 + \beta^2}{k}} \angle \frac{1}{2} \arctan^{-1} \left( \frac{\beta}{\alpha} \right) = \pm(\eta + j\varphi) \quad (4.39)$$

Igualando-se as partes real e imaginária, obtém-se o seguinte sistema de equações:

$$c(\sigma^2 - \omega^2) + d\sigma + 1 = \pm\eta \quad (4.40)$$

$$2c\sigma\omega + d\omega = \pm\varphi \quad (4.41)$$

Este sistema de equações fornece duas soluções para os parâmetros  $c$  e  $d$ . Isolando-se o coeficiente  $d$  da equação (4.41), resulta:

$$d = \frac{\varphi}{k\omega} - 2c\sigma \quad (4.42)$$

Substituindo-se a equação (4.42) em (4.40) e isolando o coeficiente  $c$ , tem-se a seguinte expressão:

$$c = -\frac{(\eta - \frac{\sigma\varphi}{\omega}) - 1}{(\sigma^2 + \omega^2)} \quad (4.43)$$

Os valores calculados para os coeficientes  $c$  e  $d$  solucionam a equação (4.36) e permitem a possibilidade de se obter dois pares de zeros complexos para o controlador. Deve-se então escolher a solução com parâmetros dentro da faixa típica de valores para o controlador.

### 4.3 Algoritmo para Posicionamento de Pólos em Sistemas Multimáquinas

O algoritmo considera as interações dinâmicas entre as máquinas e utiliza a técnica de posicionamento de pólos com compensação dinâmica via realimentação descentralizada das saídas. O algoritmo calcula os parâmetros de  $n$  estabilizadores em forma iterativa visando o posicionamento efetivo de  $n$  pólos instáveis ou pouco amortecidos.

### 4.3.1 Considerações Sobre o Algoritmo Usado

O algoritmo determina os parâmetros de cada controlador de uma lista de controladores especificada pelo usuário. Para tanto, considera aberta a respectiva malha de controle para o controlador que está sendo projetado, com as demais malhas fechadas. Uma vez calculados os parâmetros do controlador em análise, é fechada esta malha e passa-se a projetar os parâmetros do controlador seguinte da lista. Assim, o processo é seqüencial até completar a lista de controladores em projeto. Processado o último controlador considera-se concluída uma iteração e volta-se ao controlador 1. O processo é iterativo até que a maior diferença dos parâmetros calculados para os controladores entre duas iterações sucessivas fique dentro da tolerância especificada pelo usuário. Como resultado é conseguido um ajuste coordenado de controladores, visando posicionar os modos eletromecânicos de interesse nas posições especificadas no plano complexo.

O algoritmo calcula os parâmetros dos controladores de forma semelhante para os diferentes tipos de sinais adicionais no controlador. Ou seja, de velocidade, de potência elétrica e de frequência.

No caso de se ter sinal de potência elétrica, o algoritmo tem implementado o ajuste de parâmetros considerando somente um estágio de avanço-atraso de fase como uma opção.

Para o controlador com estrutura de numerador quadrático ou biquadrático, pode-se aproveitar a grau de liberdade citado na secção 4.2.3, para conseguir um par de zeros complexos no controlador como resultado do posicionamento do pólo, de acordo com as necessidades. Um bom ponto de partida para definir o ganho  $k$  deste controlador, é o ganho calculado pelo algoritmo para o controlador clássico da respectiva ordem considerada.

### 4.3.2 Algoritmo

O algoritmo estendido é representado através dos passos a seguir:

- *Passo 1. Determinar o ponto de operação usando um modelo de fluxo de potência.*
- *Passo 2. Especificar a posição desejada dos novos autovalores  $\lambda_i$  para  $i=1,2\dots n$ , de forma a realocar os modos problemáticos. Também especificar os valores iniciais dos parâmetros em projeto e a tolerância empregado pelo algoritmo.*
- *Passo 3. Montar a matriz Jacobiana aumentada para o ponto de operação definido.*
- *Passo 4. Para cada autovalor  $\lambda_i$  para  $i=1,2\dots n$ , especificado no passo 2, usando-se os últimos valores para  $(T1_i, k_i)$  no caso de controlador com estrutura clássica ou  $(c_i, d_i)$  no caso polinomial, calcular o valor de  $H(\lambda_i)$  segundo a equação:*

$$H(\lambda_i) = \frac{1}{M(\lambda_i)} = \frac{U(\lambda_i)}{Y(\lambda_i)} = \frac{1}{\begin{bmatrix} C_{1i} & C_{2i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_i I - J_1 & -J_2 \\ -J_3 & -J_4 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} B_{1i} \\ B_{2i} \end{bmatrix}} \quad (4.44)$$

- *Passo 5. Calcular os parâmetros do controlador a partir da equação característica do sistema vista pelo controlador segundo a estrutura considerada.*
- *Passo 6. Fazer o teste de convergência. Se não houver convergência, voltar ao passo 4. Em caso contrário ir ao passo 7.*
- *Passo 7. Formar a matriz Jacobiana com todos os controladores projetados e terminar o processo de cálculo*

Para a verificação do cálculo correto de parâmetros é empregado o programa EIGEN para avaliar os autovalores do sistema em malha fechada.

### 4.3.3 - Esquema Geral do Programa CCSP.

Segundo as metodologias descritas nos itens referentes aos controladores, para o cálculos dos parâmetros ganho  $k$  e constante de tempo de avanço de tempo  $T1$  para o controlador com estrutura clássica e os parâmetros  $c$  e  $d$  no caso polinomial, tem-se o seguinte esquema geral do programa:

Programa para posicionamento de pólos

*começo*

*ler dados: - fluxo de cargas e matriz de admitância,  
- máquinas e ESPs,  
- CERs, sinais suplementares e cargas,  
- autovalores especificados a serem posicionados.*

*calcular de condições iniciais,*

*montar a matriz Jacobiana,*

*enquanto não convergir, faça*

*calcular de parâmetros dos controladores,*

*para  $i = 1$  até número total de controladores,*

*fim do processo iterativo,*

*atualizar os parâmetros na matriz Jacobina,*

*fim do programa principal.*

## 4.4 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado a algoritmo de posicionamento de pólos empregando-se a matriz Jacobiana. O algoritmo permite o projeto coordenado de controladores tanto para estrutura clássica como com numerador polinomial, com os sinais adicionais derivados da velocidade, da potência elétrica e da frequência. No Capítulo 4 são apresentados alguns resultados obtidos com a metodologia proposta. Em especial são explorados, casos onde o algoritmo, usando a estrutura convencional de segunda ordem do controlador, apresenta problemas de convergência ou dificuldade na alocação dos pólos desejados.

# Capítulo 5

## Resultados

### 5.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos com o algoritmo de posicionamento de pólos usando as diferentes estruturas e os sinais adicionais do controlador descritos anteriormente.

O projeto de ajustes de controladores é feito em três sistemas: O sistema 1 é formado por uma máquina - barra infinita. O sistema 2 é composto por 5 geradores, 7 barras e 7 linhas. Finalmente, o sistema 3 representa um equivalente do sistema elétrico interligado Sul-Sudeste do Brasil formado por 13 geradores, 77 barras, 134 linhas e 8 transformadores.

Os aspectos avaliados nas aplicações consideradas neste capítulo envolvem várias questões. O efeito de controladores de ordem mais elevada usando a estrutura convencional ou com numerador polinomial é estudado para o caso de emprego de  $n+1$  controladores quando  $n$  pólos devem ser posicionados. Este é um caso de interesse, desde que a disponibilidade de novos equipamentos controláveis se adicionam aos ESPs, visando no entanto adicionar amortecimento aos mesmos modos problemáticos. A estrutura clássica do

controlador de segunda ordem pode apresentar problemas de convergência que exigem em geral pequenas mudanças nas posições desejadas dos autovalores. No estudo do sistemas 3 esta questão é discutida.

Algumas vezes a presença de zeros do sistema próximos aos pólos a serem realocados ocasionam o deslocamento de outro modo para a posição especificada. O aumento de ordem e a estrutura com numerador polinomial no controlador podem então ser possíveis soluções para deslocar os modos a serem posicionados. Esta questão é discutida com relação ao sistema 2.

Um outro aspecto de interesse é o efeito que a ordem e a estrutura do controlador podem ter sobre modos não eletromecânicos que, em geral, tendem a se tornar menos amortecidos com a adição de ESPs. Este é o caso dos modos da excitatriz. Esta questão também é discutida nas aplicações.

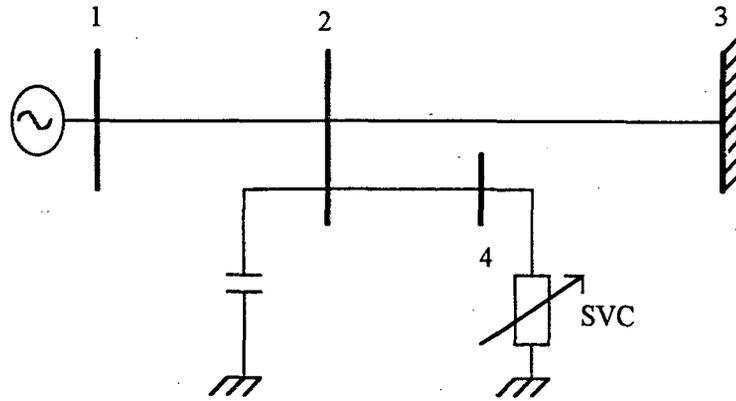
O sinal de potência elétrica, que não foi considerado em [9], é incluído neste estudo para avaliar a sua influência nos aspectos discutidos nesta seção.

Aplica-se o método proposto no Capítulo 3 usando o programa CCSP (Cálculo de Controladores em Sistemas de Potência) para o cálculo dos parâmetros dos controladores para as diferentes estruturas e sinais adicionais no controlador. Para a validação do algoritmo são calculados os autovalores do sistema compensado empregando-se o programa (EIGEN).

## 5.2 Sistema 1

O sistema 1 representa uma máquina conectada a uma barra infinita e é formado por 4 barras, 3 linhas e um CER. A máquina síncrona é representada pelo modelo 4 e o RAT pelo modelo ST1, apresentados no Capítulo 3. Este sistema corresponde ao primeiro sistema teste da referência [32], cujo diagrama unifilar é mostrado na figura 5.1. Todos os dados deste

sistema são apresentados no Apêndice 1 da referência indicada. A tabela 5.1 apresenta os autovalores do sistema em malha aberta.



**Figura 5.1 - Diagrama unifilar para o sistema 1**

**Tabela 5.1 - Autovalores em malha aberta  
para o sistema 1**

Autovalores
-420,0
-38,17
-13,27
$+0,493 \pm j5,089$
-5,61
-3,63
$-0,960 \pm j0,170$

Na tabela 5.1 pode-se observar a presença de um par de autovalores complexos conjugados com parte real positiva que corresponde ao modo eletromecânico deste sistema. Este modo é instável e portanto deve ser realocado de forma tal que estabilize o sistema.

Neste sistema pretende-se estudar o efeito das estruturas apresentadas no capítulo precedente e os sinais adicionais no controlador. Para obter o projeto coordenado do ESP e do sinal adicional no compensador estático através do algoritmo de posicionamento de pólos proposto, é necessária a escolha de autovalores que estabilizem o modo instável. Neste caso, o autovalor a ser posicionado tanto pelo ESP como pelo sinal adicional no CER é especificado em  $-2,56 \pm j4,43$ , o que representa um critério de amortecimento de 50,0 % mantendo-se a mesma frequência natural do modo instável. Para o ESP são considerados os sinais adicionais derivados tanto da velocidade como da potência elétrica. O sinal adicional empregado no controlador do CER é derivado da frequência na barra. Para este controlador é utilizada a estrutura clássica de segunda ordem com dois estágios iguais de avanço-atraso de fase e com constante de tempo do denominador especificada por  $T_2 = 0,28$  seg.

Em todas os casos é considerado o estágio "wash-out" com constante de tempo  $T_w = 3,0$  seg e a tolerância do algoritmo de 0,001. A tabela 5.2 apresenta os resultados obtidos do ajuste dos controladores considerando-se a estrutura clássica. A convergência do algoritmo é conseguida em duas iterações. No caso do sinal adicional do CER, devido ao fato de que o algoritmo apresenta limitação para o cálculo de  $n+1$  controladores e  $n$  pólos a serem posicionados (cálculo de parâmetros só para o primeiro controlador), adotou-se calcular os parâmetros para o controlador do CER de forma independente ao ESP. Com os parâmetros calculados, foram fixados para o estudo visando contribuir no esforço do ESP para posicionar o autovalor desejado. Dos resultados podem ser feitas as seguintes observações. O aumento da ordem leva a um aumento do valor do ganho. No entanto, este aumento no valor do ganho não deteriora o amortecimento dos modos associados às excitatrizes. Os altos valores obtidos para

os ganhos é devido ao esforço exigido pelo algoritmo para posicionar o modo instável com um amortecimento de 50,0 %. Os modos não eletromecânicos ficaram perto das posições calculadas em malha aberta. O sinal adicional derivado da potência elétrica, apresenta menores valores para o ganho e relação de avanço de fase (T1/T2) no controlador em relação ao sinal derivado da velocidade. Isto concorda com as análises apresentadas na literatura [7 e 32]. O cálculo de parâmetros para outras ordens no controlador apresenta resultados intermediários aos casos analisados.

**Tabela 5.2 - Resultados do cálculo de parâmetros do caso 5.1 estrutura clássica**

caso	controlador			parâmetros do controlador			$\lambda$ posicionado.*	
	tipo	sinal+	ordem	k	T1	T2	R	IM
1	ESP	w	2	20,427	0,205	0,075	-2,56	4,43
	CER	f	2	40,000	0,162	0,280	-2,56	4,43
2	ESP	w	4	26,504	0,135	0,075	-2,57	4,43
	CER	f	2	40,000	0,162	0,280	-2,56	4,43
3	ESP	Pe	2	1,223	0,184	0,280	-2,56	4,43
	CER	f	2	40,000	0,162	0,280	-2,56	4,43
4	ESP	Pe	4	1,349	0,226	0,280	-2,56	4,43
	CER	f	2	40,000	0,162	0,280	-2,56	4,43

Nota : + sinal            w - velocidade,  
                                   f - frequência,  
                                   Pe - potência.

\* Modo efetivamente posicionado pelo algoritmo com  $\zeta = 0,5$ .

A tabela 5.3 apresenta os resultados obtidos do cálculo de parâmetros considerando-se o controlador com estrutura polinomial. Para estes casos a convergência do algoritmo é obtida em duas iterações. O valor do ganho é especificado conforme proposto no Capítulo 3, ou seja, são tomados como base os ganhos calculados pelo algoritmo para as respectivas ordens do controlador com estrutura clássica. Foram realizados vários estudos de sensibilidade ao valor do ganho especificado no controlador. Observa-se que para este sistema

o aumento do ganho não apresenta vantagens. No entanto, é possível "segurar" um valor baixo para o ganho mantendo ainda o mesmo amortecimento desejado do modo eletromecânico instável. Com respeito aos valores do ganho observa-se que utilizando-se valores maiores do ganho com relação ao ganho calculado para a respectiva ordem na estrutura clássica, resulta em um par de zeros complexos para o controlador. Em contrapartida, para valores abaixo dos calculados na estrutura clássica é obtido um par de zeros reais.

**Tabela 5.3 - Resultados do cálculo de parâmetros do caso 5.1 estrutura polinomial**

controlador			parâmetros do controlador				$\lambda$ posicionado.*	
tipo	sinal	ordem	k	c ou T1	d	T2	R	IM
ESP	w	2	20,427	0,042	0,409	0,075	-2,56	4,43
CER	f	2	40,000	0,162	-	0,280	-2,56	4,43
ESP	W	4	26,504	0,018	0,269	0,075	-2,56	4,43
CER	f	2	40,000	0,162	-	0,280	-2,56	4,43
ESP	Pe	2	1,223	0,034	0,368	0,280	-2,56	4,43
CER	f	4	40,000	0,162	-	0,280	-2,56	4,43
ESP	w	4	1,349	0,051	0,451	0,280	-2,56	4,43
CER	f	2	40,000	0,162	-	0,280	-2,56	4,43

Nota \* Modo efetivamente posicionado pelo algoritmo com  $\zeta = 0,5$ .

### 5.3 Sistema 2

O sistema 2 representa um equivalente modificado do modelo empregado nos primeiros estudos de planejamento da geração em Itaipu e transmissão CA. Este sistema é composto por 5 geradores, 7 barras, 7 linhas e corresponde ao segundo sistema- $\zeta$  teste da referência [32]. Os geradores foram representados pelo modelo 4 e os RATs pelo modelo ST1 segundo o apresentado no Capítulo 3. O respectivo diagrama unifilar é dado pela figura 5.2. e

todos os dados deste sistema são apresentados no Apêndice 2 da referência indicada. A Tabela 5.4 apresenta os modos eletromecânicos do sistema em malha aberta.

Na tabela 5.4 pode-se observar a presença de um modo instável e outro pouco amortecido. Este sistema apresenta a característica de ser de fase não mínima e possuir um par de zeros complexos próximos aos pólos instáveis, localizado em  $+0,049 \pm j5.908$ . Estes zeros tendem a atrair os pólos instáveis. Dadas as dificuldades apresentadas para posicionar o modo instável devido à presença do par de zeros perto do pólo no lado direito [32], pretende-se investigar se este problema pode ser contornado considerando-se as diferentes estruturas e o sinal adicional derivado da potência elétrica apresentados no capítulo precedente. Para efeitos da análise, procurou-se estabilizar este sistema usando um controlador localizado em Itaipu e dois controladores, localizando o segundo em Salto Segredo.

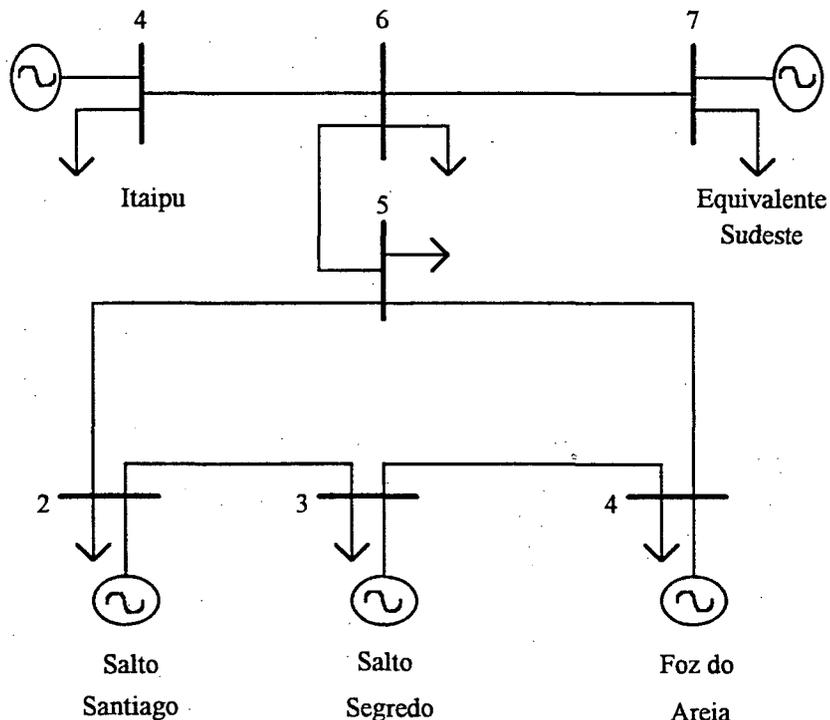


Figura 5.2 - Diagrama unifilar para o sistema 2

**Tabela 5.4 - Modos eletromecânicos em malha aberta  
para o sistema 2**

Autovalores
$+0,646 \pm j5,392$
$-0,226 \pm j5,877$
$-1,801 \pm j9,176$
$-2,013 \pm j9,168$

### 5.3.1 Sistema com um Controlador

Em [9] o algoritmo de posicionamento de pólos deslocou o modo pouco amortecido  $-0,226 \pm j5,877$  para a posição especificada em  $-0,6 \pm j6,0$  e o pólo instável não se deslocou. Portanto, não foi possível estabilizar o sistema com um único controlador. Uma questão interessante é verificar se o aumento de ordem ou o uso de uma estrutura polinomial para o controlador pode superar esta dificuldade. Um estudo foi então realizado especificando o deslocamento do pólo instável para  $-0,6 \pm j6,0$ . As várias estruturas e ordens do controlador assim como os sinais adicionais de velocidade e potência elétrica foram testados. Em todos os casos, o modo instável permaneceu no lado direito do plano complexo. O algoritmo deslocou o autovalor em  $-0,226 \pm j5,877$  para a posição especificada  $-0,6 \pm j6,0$  e não o modo instável. Estes resultados concordam com as referências [9] e [32] e mostram que o aumento de ordem ou a estrutura polinomial do controlador não são soluções para as condições particulares apresentadas por este sistema. Para se verificar a possibilidade de estabilizar este sistema usando um único controlador, mudou-se a posição desejada do pólo conforme as posições apresentadas nas tabelas 5.5 e 5.6. Com isto consegue-se a estabilização do sistema. No entanto o amortecimento conseguido é pequeno.

Nas tabelas 5.5 e 5.6 pretende-se mostrar o máximo amortecimento conseguido para o modo instável (indicado na tabela 5.4), assegurando-se ainda que o modo menos amortecido  $-0,226 \pm j5,877$ , o qual tende a se deslocar para a direita, não instabilize.

**Tabela 5.5 - Resultados do cálculo de parâmetros do caso 5.3.1 estrutura clássica**

caso	controlador		parâmetros do controlador			$\lambda$ posicionado.		$\zeta$
	senal	ordem	k	T1	T2	R	IM	%
1	w	2	0,378	1,678	0,050	-0,030 -0,006	5,200 5,627	* 0,577 0,100
2	w	4	6,225	0,218	0,050	-0,070 -0,008	5,200 5,666	* 1,346 0,136
3	Pe	2	0,051	0,153	0,050	-0,030 -0,027	5,200 5,648	* 0,577 0,475
4	Pe	4	0,060	0,094	0,050	-0,070 -0,016	5,200 5,647	* 1,346 0,280

Nota : \* modo efetivamente posicionado pelo ESP.

O ESP é instalado no gerador 4 (Itaipu). Em todos os casos a constante de tempo do bloco "wash-out" empregada é de 10,0 seg e a tolerância de 0,001. A tabela 5.5, apresenta os resultados obtidos do cálculo de parâmetros para o controlador com estrutura clássica. A convergência do algoritmo é conseguida em duas iterações. Pode-se observar que tanto o autovalor ajustado como o autovalor menos amortecido (cuja nova posição não foi especificada) sempre apresentam amortecimento inferior a 5,0%. O controlador clássico com sinal adicional derivado da potência elétrica apresenta um melhor amortecimento do modo menos amortecido com relação ao sinal adicional derivado da velocidade.

Também dos estudos feitos e não apresentados nas tabelas é observado que a constante de tempo de atraso de fase especificada T2, tem influência no cálculo dos parâmetros. Assim, para valores pequenos de T2, observa-se que é possível amortecer ainda mais o modo controlado pelo ESP. O avanço de fase do controlador dado pela relação (T1/T2)

apresenta uma diminuição desta relação com o aumento da ordem e com o sinal adicional derivado da potência elétrica.

Na tabela 5.6 são apresentados os resultados obtidos do cálculo de parâmetros para o controlador com estrutura polinomial. Nesta tabela pretende-se mostrar o aumento do amortecimento do modo a ser posicionado, de forma a evitar que o modo pouco amortecido instabilize.

**Tabela 5.6 - Resultados do cálculo de parâmetros para o caso 5.3.1 estrutura polinomial**

caso	controlador		parâmetros do controlador				λ posicionado.		ζ %	
	sinal	orde m	k	c	d	T2	R	IM		
5	w	2	0,374	2,455	6,515	0,025	-0,030	5,200	*	0,577
							-0,017	5,640		0,294
6	w	4	18,629	0,031	0,242	0,025	-0,070	5,200	*	1,346
							-0,036	5,699		0,637
7	Pe	2	0,111	0,029	0,150	0,050	-0,090	5,200	*	1,731
							-0,028	5,678		0,495
8	Pe	4	0,185	0,021	0,111	0,050	-0,100	5,200	*	1,923
							-0,070	5,695		1,224

Nota : \* modo efetivamente posicionado pelo ESP

Dos resultados apresentados na tabela 5.6 são feitas as seguintes observações. Estas estruturas (quadrática e biquadrática) apresentam um melhor amortecimento dos modos eletromecânicos, devido a que é possível explorar o grau de liberdade presente na estrutura de acordo com as observações apresentadas no Capítulo 3. Várias tentativas de cálculo de parâmetros foram feitas para diferentes valores especificados de ganho. Dos resultados observa-se que, para o caso 5, aumentos no valor do ganho resultam em um modo instável devido ao qual o sistema é estável para uma faixa pequena de ganhos. Isto é confirmado pela análise do lugar das raízes, que indica que apenas para valores de ganhos entre  $(0,15 < k < 0,45)$  o sistema é estável. Também observa-se que um aumento no valor do ganho em torno de

300,0 % para os casos 6 e 8, com relação aos valores calculados na estrutura clássica de ordem respectiva, permite aumentar o amortecimento do modo eletromecânico pouco amortecido. Nos casos 7 e 8 com sinal derivado da potência elétrica é possível amortecer ainda mais o modo a ser posicionado sem diminuição do amortecimento do modo pouco amortecido. Em todos estes casos o algoritmo determina um par de zeros complexos para o controlador. Os modos não eletromecânicos ficaram perto das posições calculadas em malha aberta.

Da análise do lugar das raízes pode-se verificar que o modo instável dado por  $+0,646 \pm j5,392$  (modo 1) é que é deslocado para a posição especificada e não o modo localizado em  $-0,226 \pm j5,877$  (modo 2). Na figura 5.3, apresenta-se o lugar das raízes destes modos para o caso 8 apresentado na tabela 5.6. O valor do ganho considerado teve uma variação de  $(0,0 < k < 0,5)$ . Este fato indica que o autovalor especificado a ser posicionado é crítico e uma escolha inadequada pode apresentar resultados não desejados, como o resultado do começo desta seção.

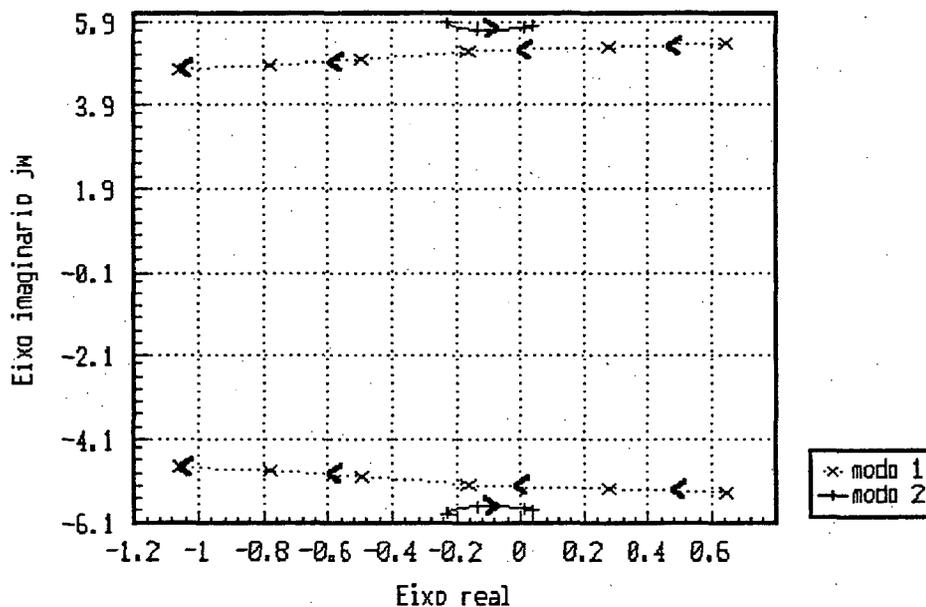


Figura 5.3 - Lugar das raízes para os modos 1 e 2

Os resultados apresentados mostram que para estabilizar este sistema com um só controlador com as estruturas e sinal adicional derivado da potência elétrica não é possível conseguir amortecimentos maiores do que 1,92 % sem diminuir o amortecimento de outros modos eletromecânicos. Embora todos os valores obtidos ainda sejam muito baixos, o objetivo do estudo é verificar o efeito do aumento na ordem do controlador, as diferentes estruturas no controlador e o sinal derivado da potência elétrica. Assim observa-se que a estrutura biquadrática com sinal adicional derivado da potência elétrica permite estabilizar o sistema com amortecimentos maiores do que a estrutura clássica de segunda ordem e sinal adicional de velocidade, embora este aumento do amortecimento não seja muito elevado.

### 5.3.2 Sistema com dois Controladores

Conforme os resultados apresentados nos trabalhos anteriores [9,32] e confirmados na seção anterior, o sistema inevitavelmente precisa de pelo menos dois controladores para se aumentar o amortecimento do sistema acima do limite de 5,0 %. De acordo com a análise dos fatores de participação [10 e 21], os geradores candidatos para instalação de controladores são as máquinas das barras 4 (Itaipu) e 3 (Salto Segredo). Nas tabelas 5.7 e 5.8 são apresentados os resultados do cálculo de parâmetros dos principais casos estudados.

A tabela 5.7, apresenta os resultados obtidos do cálculo de parâmetros para o controlador com estrutura clássica. Nestes casos deseja-se posicionar o autovalor na posição  $-0,6 \pm j6,0$  pelo controlador 1 na barra 3, de modo que o amortecimento obtido seja de 10,0 %. Igualmente o autovalor na posição  $-1,0 \pm j5,0$  associado ao controlador 2 na barra 4, de modo que o amortecimento obtido seja de 20,0%. A constante de tempo do estágio "wash-out" é de 10,0 seg e a tolerância de 0,001.

**Tabela 5.7 - Resultados do cálculo de parâmetros para o caso 5.3.2 estrutura clássica**

caso	controlador			parâmetros do controlador			$\lambda$ posicionado.	
	barra	senal	orde m	k	T1	T2	R	IM
1	3	w	2	33,579	0,112	0,075	-0,600	6,000
	4	w	2	4,938	0,765	0,065	-1,000	5,000
2	3	w	4	31,253	0,099	0,075	-0,600	6,000
	4	w	4	19,212	0,230	0,065	-1,000	5,000
3	3	Pe	1	0,547	0,029	0,150	-0,600	6,000
	4	Pe	1	0,164	0,140	0,065	-1,000	5,000
4	3	Pe	4	0,680	0,083	0,150	0,600	5,999
	4	Pe	4	0,190	0,095	0,065	-1,000	5,000

Nota: \* Modo efetivamente posicionado com valores de  $\zeta = 0,10$  e  $0,20$  respetivamente.

A convergência do algoritmo é conseguida em três iterações. Na maior parte dos casos estudados, observa-se que o aumento da ordem resulta em um aumento no ganho. No entanto, os modos associados às excitatrizes tendem a apresentar maior amortecimento.

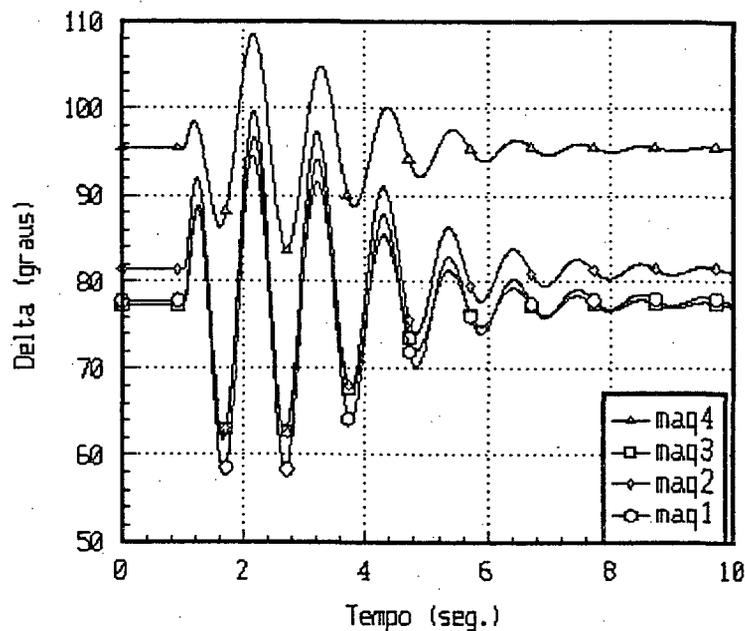
Na tabela 5.8 são apresentados os resultados obtidos no cálculo dos parâmetros para o controlador com estrutura quadrática e biquadrática.

**Tabela 5.8 - Resultados do cálculo de parâmetros para o caso 5.3.2 estrutura polinomial**

caso	controlador			parâmetros do controlador				$\lambda$ posicionado.	
	barra	senal	orde m	k	c	d	T2	R	IM
5	3	w	2	40,000	0,015	0,199	0,075	-0,605	6,001
	4	w	2	7,407	0,408	1,086	0,065	-1,012	4,992
6	3	w	4	40,000	0,012	0,180	0,075	-0,599	6,004
	4	w	4	28,817	0,043	0,384	0,065	-1,000	5,000
7	3	Pe	2	0,821	0,010	0,060	0,150	-0,604	6,002
	4	Pe	2	0,246	0,025	0,222	0,065	-1,012	5,000
8	3	Pe	4	2,217	0,016	0,110	0,150	-0,602	6,002
	4	Pe	4	0,286	0,012	0,171	0,065	-1,000	5,000

Nota: \* Modo efetivamente posicionado com valores de  $\zeta = 0,10$  e  $0,20$  respetivamente.

Desta tabela, são feitas as seguintes observações: O aumento do valor do ganho apresentou uma melhora no amortecimento de alguns modos associados às excitatrizes. Os demais modos ficaram próximos aos valores calculados em malha aberta. Todos estes casos resultam em um par de zeros complexos para o controlador. Na figura 5.4 é apresentada a simulação não linear correspondente ao caso 7 considerando-se uma falta trifásica com impedância de  $0,01 + j0,05$  [pu.] na barra 3 em  $t = 1,0$  seg. e retirada da falta após 0,087 seg. O ângulo interno do gerador da barra 7 é usado como referência angular.



**Figura 5.4 - Simulação não linear para o caso 7 da tabela 5.8**

Os resultados mostram que para este sistema com dois controladores é possível estabilizar o sistema com um amortecimento maior do que 5,0 %. Observa-se que o aumento da ordem na estrutura e o sinal adicional de potência elétrica apresentam uma melhora no amortecimento dos modos associados às excitatrizes.

## 5.4 Sistema 3

Este sistema representa um equivalente do sistema elétrico do Sul-Sudeste do Brasil com base na configuração do sistema para o ano de 1989. Este sistema é representado por 13 geradores, 77 barras, 134 linhas e 8 transformadores. O diagrama unifilar deste sistema e todos os dados podem ser encontrados no Anexo A deste trabalho.

Na tabela 5.9 são apresentados os modos eletromecânicos menos amortecidos em malha aberta para o sistema. Observa-se que o amortecimento é inferior a 5,0 %, e há ainda um modo instável. Também são mostrados os resultados relativos aos fatores de participação dos geradores. A letra (G) representa o gerador ao qual está associado o autovalor.

**Tabela 5.9 - Modos eletromecânicos com  $\zeta$  baixo em malha aberta para o sistema 3**

Autovalores	Associado a
$-0,0658 \pm j9,8664$	G183
$-0,0596 \pm j8,1419$	G710
$-0,1446 \pm j7,7380$	G94
$-0,0488 \pm j6,1538$	G712
$-0,0959 \pm j5,3023$	G1017-101
$+0,2046 \pm j3,4609$	G1017

A análise de estabilidade dinâmica deste sistema é abordada em duas partes explorando-se a convergência do algoritmo. Na primeira parte o sistema é estabilizado através do emprego inicialmente de seis e então cinco ESPs, considerando-se as diferentes estruturas no controlador com o esquema de  $n$  controladores e  $n$  pólos a serem posicionados. Na segunda parte, o sistema é estabilizado através de seis controladores, sendo cinco ESPs e um sinal

suplementar no CER, avaliando-se o desempenho do algoritmo para o ajuste de  $n+1$  controladores e  $n$  pólos a serem posicionados considerando-se as diferentes estruturas no controlador.

Os geradores 1017, 714 e 569 foram representados empregando-se o modelo 4. Para as demais unidades geradoras foi usado o modelo 2. Os RATs foram representados por modelo ST1 de acordo ao apresentado no Capítulo 3.-

### **5.4.1 Sistema com cinco e seis controladores**

Para ilustrar a aplicação do método proposto, é abordado em duas partes tendo em vista os pólos a serem posicionados e seu efeito na convergência do algoritmo. Na primeira parte o sistema tem seu desempenho dinâmico melhorado empregando-se seis ESPs com sinal derivado da velocidade para melhorar o amortecimento dos cinco modos pouco amortecidos e do modo instável, apresentados na tabela 5.9. Na segunda parte, tendo por base a análise de novas posições para os pólos a serem realocados, mostra-se que é possível melhorar o amortecimento do sistema com cinco controladores. Assim, escolheram-se cinco ESPs com sinal derivado da potência elétrica para estabilizar o sistema.

Para a primeira parte do estudo, são posicionados os modos instável e pouco amortecidos apresentados na tabela 5.9, aumentado-se o amortecimento para 10,0 % e mantendo-se a frequência natural constante. O resultado obtido para o ajuste coordenado de controladores é apresentado na tabela 5.10. Nesta tabela, é apresentado o ajuste coordenado de controladores considerando-se estrutura clássica de segunda ordem com sinal derivado da velocidade. Este caso requer 12 iterações para conseguir a convergência com a tolerância de 0,001. Em todos os casos estudados é empregada uma constante de tempo do estágio "wash-out" de 10,0 seg.

**Tabela 5.10 - Resultados do cálculo de parâmetros para sistema 3 com seis ESPs derivados da velocidade**

caso	controlador			parâmetros do controlador			$\lambda$ posicionado. $\zeta$		
	barra	tipo	ordem	k	T1	T2	R	IM	%
1	1017	ESP	2	18,764	0,172	0,050	-0,348	3,449	10,04
	183	ESP	2	0,523	0,651	0,050	-0,987	9,817	10,00
	710	ESP	2	2,166	0,296	0,050	-0,815	8,102	10,00
	712	ESP	2	3,896	0,248	0,050	-0,623	6,121	10,13
	101	ESP	2	0,776	0,731	0,050	-0,530	5,276	10,00
	94	ESP	2	8,751	0,221	0,050	-0,775	7,701	10,01

O aumento da ordem dos controladores leva a um menor número de iterações. Na maior parte dos casos estudados, os ganhos obtidos são maiores com o aumento da ordem. Com relação aos modos associados às excitatrizes observou-se uma melhora no amortecimento. Os demais modos ficaram perto das posições calculados em malha aberta.

As estruturas quadrática e biquadrática apresentam resultados semelhantes à estrutura clássica quanto à convergência. No entanto, observa-se uma pequena melhora do amortecimento dos modos associados às excitatrizes.

Para a segunda parte do estudo envolvendo o ajuste coordenado de cinco controladores (ESPs), pode-se observar que o autovalor com pouco amortecimento dado por  $-0,0959 \pm j5,3023$ , mostrado na tabela 5.9, apresenta um fator de participação maior para o gerador 1017 (Itaipu) e menor para o gerador 101. Igualmente, o autovalor instável (tabela 5.9), também está associado ao gerador 1017 (Itaipu). Estes autovalores, por estarem associados ao mesmo gerador (Itaipu), podem ser realocados com um só controlador no mesmo gerador. Isto é possível amortecendo o modo instável acima de 15,0 %.

Nestes resultados, é empregada a mesma tolerância e constante de tempo "wash-out" do caso precedente. Deste estudo são feitas as seguintes observações: Para o caso dos

controladores com estrutura clássica de segunda ordem o algoritmo requer 11 iterações para convergir. Além disso, observa-se um modo associado à excitatriz do gerador 1017 com um amortecimento abaixo de 5,0 %. Com o aumento da ordem (quarta) nos controladores, cujo resultado é apresentado na tabela 5.11, observa-se que a convergência do algoritmo é conseguida em 7 iterações e aquele modo associado à excitatriz apresenta um amortecimento maior do que 5,0 %. Este mesmo resultado é observado com a mudança de estrutura ou ordem do controlador apenas no gerador (1017) cujo modo da excitatriz apresenta baixo amortecimento.

**Tabela 5.11 - Resultados do cálculo de parâmetros para sistema 3 com cinco ESPs derivados da potência elétrica**

caso	controlador			parâmetros do controlador			$\lambda$ posicionado.		$\zeta$
	barra	tipo	ordem	k	T1	T2	R	IM	%
2	1017	ESP	4	0,108	0,185	0,280	-0,612	3,534	17,06
	183	ESP	4	0,138	0,329	0,280	-0,987	9,817	10,00
	710	ESP	4	0,015	0,349	0,280	-0,407	7,976	5,10
	712	ESP	4	0,090	0,256	0,280	-0,615	6,123	9,99
	94	ESP	4	0,010	0,419	0,280	-0,387	7,590	5,09

O aumento da ordem apresenta um aumento do ganho na maioria dos casos estudados. Para o controlador com estrutura quadrática e biquadrática, observa-se que a convergência do algoritmo melhora mudando-se a posição desejada dos autovalores ou considerando-se valores do ganho perto dos valores calculados nas respectivas estruturas clássicas. A convergência do algoritmo é sensível a escolha dos autovalores a serem posicionados. No entanto, o aumento da ordem pode melhorar esta convergência.

## 5.4.2 - Sistema com cinco ESPs e um CER

Neste análise pretende-se estudar a problemática do algoritmo com respeito ao ajuste coordenado de  $n+1$  controladores para posicionar  $n$  autovalores. Igualmente pretende-se estudar o efeito do sinal adicional no compensador estático e seu ajuste através do algoritmo proposto. Para ilustrar o ajuste coordenado de parâmetros empregando-se o algoritmo proposto, são considerados cinco ESPs com estrutura clássica com sinal derivado da velocidade e um controlador no CER empregando-se a estrutura clássica com sinal derivado da frequência.

Foram feitos estudos de sensibilidades na localização do CER no sistema. Para isto, baseado nos índices de controlabilidade, é determinada a barra 4 (Alegrete) como a barra mais sensível ao modo instável apresentado na tabela 5.9. A localização do CER na barra 760 (Ivaiporã) usada em [34], apresenta um aumento nos valores do ganho tanto para o CER como para os ESPs em projeto. Por isto, nos estudos o CER é posicionado na barra 4 (Alegrete).

Para o controlador do CER é especificado o mesmo autovalor do ESP associado ao gerador 1017 (Itaipu). Assim, tem-se o caso de  $n+1$  controladores e  $n$  pólos a serem posicionados. A convergência do algoritmo é conseguida em seis iterações. Para o caso com controladores de estrutura clássica de segunda ordem, observa-se que os autovalores são efetivamente posicionados, mas aparece um modo eletromecânico instável associado ao gerador 1017. Esta instabilidade é contornada com o aumento de segunda ordem para quarta ordem nos controladores. Os resultados correspondentes são apresentados na tabela 5.12

Observa-se que a mudança de seqüência para o cálculo de parâmetros referente aos dois controladores com o mesmo pólo a ser posicionado, apresentam os mesmos resultados de ajuste para os controladores.

**Tabela 5.12 - Resultados do cálculo de parâmetros para sistema 3 com cinco ESP e um CER**

caso	controlador			parâmetros do controlador			$\lambda$ posicionado.		$\zeta$
	barra	tipo	ordem	k	T1	T2	R	IM	%
3	1017	ESP	4	27,589	0,063	0,050	-0,622	3,537	17,32
	183	ESP	4	4,402	0,131	0,050	-0,987	9,817	10,00
	710	ESP	4	1,552	0,152	0,050	-0,407	7,976	5,10
	4	CER	2	42,980	0,405	0,280	-0,622	3,537	17,32
	712	ESP	4	8,350	0,124	0,050	-0,612	6,123	9,95
	94	ESP	4	1,903	0,189	0,050	-0,387	7,590	6,09

Para algumas posições desejadas dos autovalores, o algoritmo pode apresentar problemas de convergência, sendo que as diferentes estruturas dos ESPs e as ordens do controlador do CER não contornam o problema. Neste caso uma solução possível pode ser a mudança da posição especificada dos pólos, ou o projeto do CER e o ESP associados ao mesmo modo de forma independente entre si, ou seja é executado o algoritmo duas vezes, primeiro com um controlador e segundo com o outro controlador, mas coordenados com os demais controladores. Assim, pode-se fixar os parâmetros calculados para o CER com o ganho reduzido. Com isto o CER contribui no esforço de amortecimento do modo ao qual também está associado o ESP. Finalmente, usa-se outra vez o algoritmo para determinar os parâmetros dos controladores. Este procedimento proposto, permite avaliar a contribuição do CER no esquema de projeto coordenado de controladores.

## 5.5- Conclusões

Neste estudo, as diferentes estruturas e sinais adicionais no controlador proposto para um algoritmo de posicionamento de pólos foram consideradas. Os resultados numéricos

são obtidos para um sistema máquina - barra infinita e sistemas multimáquinas. A validação do método é feita calculando-se os autovalores em malha fechada.

Os resultados mostram que as diferentes estruturas utilizadas para os controladores e o sinal adicional de potência elétrica podem apresentar uma melhora na convergência do método para o ajuste de  $n$  controladores com  $n$  pólos a serem posicionados, melhorando ainda o amortecimento dos modos associados às excitatrizes.

A convergência do algoritmo é influenciada pelas constantes de tempo, valor do ganho especificado, no caso de estrutura polinomial, ajuste de  $n+1$  controladores com  $n$  modos posicionados e, principalmente, pela posição dos autovalores a serem posicionados.

As dificuldades apresentadas para a estabilização do sistema 2 com um único controlador não foram resolvidas com o aumento de ordem ou uso de estrutura polinomial para os controladores.

A inclusão do CER no projeto coordenado de controladores pode ser justificada não só para aliviar o esforço dos controladores no ajuste, como também para permitir robustez do esquema de ajuste coordenado de controladores.

No capítulo seguinte são apresentadas as conclusões deste trabalho.

# Capítulo 6

## Conclusões

Os sistemas de potência multimáquinas são sistemas dinâmicos multivariáveis que podem estar sujeitos a perturbações determinísticas e estocásticas. Estes sistemas devem satisfazer padrões de operação e qualidade no fornecimento da energia elétrica aos usuários. Isto apresenta um problema extremamente complexo. Dada a complexidade do problema, este é dividido e abordado em vários campos. Um destes campos é o análise do problema de estabilidade dinâmica. Nesta área se está interessado em aumentar o amortecimento do sistema. Uma possível fonte de amortecimento destas oscilações é a instalação de sinais adicionais em certos equipamentos do sistema elétrico.

Os sinais adicionais nos equipamentos podem ser ajustados através do algoritmo proposto e desenvolvido nas referências [7] e [9] para o projeto coordenado de controladores e estendido neste trabalho considerando-se as diferentes estruturas e ordens do controlador.

O algoritmo proposto apresenta, no entanto algumas limitações, associadas a problemas de convergência para o caso de  $n+1$  controladores e  $n$  pólos a serem posicionados ou a dificuldades de posicionamento de um pólo para casos particulares, como o caso do sistema 2 estudado no capítulo anterior. A proposta de aumento de ordem e consideração de

uma estrutura polinomial foi investigada neste trabalho como uma possível solução para estes problemas.

A avaliação efetuada nos sistemas descritos no capítulo 4 permite concluir que em alguns casos a estrutura de maior ordem pode levar a uma melhora na convergência do algoritmo assegurando ainda a manutenção do amortecimento dos modos associados às excitatrizes.

As dificuldades de posicionamento do pólo instável na posição especificada, apresentadas pelo sistema 2, não puderam ser resolvidas pelo aumento da ordem ou a consideração de zeros complexos para o controlador. Este sistema foi estabilizado, no entanto, através da escolha adequada dos pólos especificados, mostrando que isto é possível com apenas um controlador mas com baixos níveis de amortecimento.

O algoritmo sempre fornece parâmetros para os controladores que posicionam os autovalores especificados. No entanto, estes parâmetros e a convergência do método apresentam uma forte dependência dos seguintes fatores: escolha da localização especificada dos autovalores a serem deslocados, constantes de tempo especificadas, e valor especificado para o ganho na estrutura polinomial. Uma escolha adequada de valores para os fatores acima citados melhoram a convergência do método e fornecem valores viáveis para os controladores. Adicionalmente, se mais controladores do que modos a serem posicionados são usados, então controladores de ordem mais elevada podem melhorar a convergência do algoritmo.

As estruturas mais complexas avaliadas neste trabalho são portanto alternativas para o projetista tentar resolver eventuais problemas apresentados pelo algoritmo usado, em alguns sistemas. Embora elas apresentem maior flexibilidade, não se pode assegurar que todos os problemas possam ser resolvidos com maior complexidade do controlador. Os resultados das aplicações mostrados neste trabalho indicam que na maior parte dos casos a estrutura usual de segunda ordem é satisfatória.

Como sugestões para futuros trabalhos, pode-se considerar as seguintes:

- desenvolver métodos que permitam a escolha mais adequada das posições dos autovalores que levem um melhor desempenho do algoritmo;
- Verificar o efeito da escolha dos valores especificados das constantes de tempo do controlador (pólos do controlador);
- Explorar ainda mais o grau de liberdade presente nas estruturas quadrática e biquadrática;
- Inclusão de outros dispositivos como FACTS com sinais adicionais e uso das estruturas propostas para os controladores;
- A robustez do esquema de controladores propostos no algoritmo de posicionamento de pólos é um aspecto que pode ser abordado.

## Bibliografia

- [1] O. W. Hanson; C. J. Godwin; P. L. Dandeno., "Influence of Excitation and Speed Control Parameter in Stabilizing Inter-Sistem Oscillation", IEEE Trans, on PAS, Vol 87, pp 1509-1515, May 1968.
- [2] Francisco D. Mello; Charles Concordia., "Concepts of Synchronous Machine Stability as affected by Excitation Control", IEEE Trans, on PAS, Vol88, No 4, pp 184-202, April 1969.
- [3] Nelson Martins., N. J. P. Macedo, A. Bianco, H. J. C. Pinto, and L. T. G. Lima. "Proposal for a Benchmark System for Power System Oscillation Analysis and Control", Colloquium of CIGRÉ study Comittee 38, Florianópolis, Brasil, September 1993
- [4] F. P. de Mello; P. J. Nolan; T. F. Loskowski; J. M. Undrill., "Coordinated Application of Stabilizers in Multimachine Power Systems", IEEE Trans, on PAS, Vol 99, No 3, pp 892-901, May/June 1980.
- [5] Nelson Martins; Herminio J. C. P. Pinto; Leonerdo T. G. Lima., "Efficient Methods for Finding Transfer Function Zeros of Power Systems", IEEE, Power Industry Computer Applications Conference, Baltimore, pp 330-338, Maio 1991.
- [6] Lefebvre, S., "Tuning of Stabilizers in Multimachine Power Systems", IEEE Trans, on PAS, Vol 102, No 2, pp 290-299, February 1983.
- [7] Teive R. G. T. "Ajuste Coordenado dos sinais estabilizadores em Sistemas de Potência Multimáquina", M.Sc Tese., UFSC. 1991.

- [8] Elangovan, S.; Lim, C. M., "Efficient Pole-assignment method for Designing Stabilizers in Multimachine Power System", IEEE, Proc, Vol 134 pt c, No 6, pp 383-384, November 1987.
- [9] Vitor René Ustariz Aramayo., "Ajuste de Sinais Adicionais em Sistemas de Potência Incluindo Compensadores Estáticos de Reativo", M.Sc Tese., UFSC. 1992.
- [10] Silva S. A. , "Placement and Control of Static Compensators for Power System Stability", Ph.D Thesis, Umist, U. K., 1990.
- [11] E. V. Larsen; D.A. Swann., "Applying Power System Stabilizers Part I,II,III General Concepts", IEEE Trans, on PAS, Vol 100, No 6, pp 3017-3024, 3025-3033, 3034-3046, June 1986.
- [12] F. P. de Mello; T. F. Laskowski., "Concepts of Power System Dynamic Stability", IEEE Trans, on PAS, Vol 94, No 3, pp 827-834, May/Jun 1975.
- [13] Miller T. J. E., "Reactive Power Control in Electric Systems", 1982.
- [14] Lee, D. C.; Beaulieu, R. E.; Service, J. R. R., "A Power System Stabilizer using Speed and Electrical Power Inputs-Design and Field Experience", IEEE Trans, on PAS, Vol 100, No 9, pp 4151-4157, September 1981.
- [15] Brucoli M.; Toreli F.; Trovato M., "A Decentralized Control Strategy for Dynamic Shunt VAR Compensation in Interconnected Power Systems", IEEE, Proc., September 1985.
- [16] Hamouda, R. M.; Iravani, M. R.; Hackam R., "Coordinated Static VAR Compensators and Power System Stabilizers for Damping Power System Oscillations", IEEE Trans, Vol PWRS-2, No 4, pp 1059-1067, November 1987.
- [17] Padiyar K. R; Varma R. K., "Static Var System Auxiliary Controllers for Improvement of Dynamic Stability", Electric Power & Energy Systems, October 1990.

- [18] De Mello, F. P.; Hannett, L. N.; Undrill, J. M., "Practical Approaches to Supplementary Stabilizing from Accelerating Power", IEEE Trans, on PAS, Vol 97, No 5, pp 1515-1522, Sep/Oct 1978.
- [19] Kunder P.; Klein M.; Rogers G.J.; Zywno M. S., "Application of Power System Stabilizers for enhancement of overall System Stability", IEEE Trans, on PAS, Vol 4, No 2, pp 614-626, May 1989.
- [20] Bayne, J. P.; Lee, D. C.; Watson, W., "A Power System Stabilizer for Thermal Units Based on Derivation of Accelerating Power", IEEE Trans, on PAS, Vol 96, pp 1777-1783, Nov/Dec 1977.
- [21] Arcidiacono, V.; Ferrari, E.; Marconato, R.; Dos Ghalli, J.; Grandez, D., "Evaluation and improvement of Electromechanical Oscillation Damping by Means of Eigenvalue - Eigenvectors Analysis - Practical Results in The Central Peru Systems", IEEE Trans, on PAS, Vol 99, No 2, pp 769-778, March/April 1980.
- [22] Gooi, H. B.; Hill, E. F.; Mobarak, M. A.; Thorne, D. H.; Lee, T. H., "Coordinated Multimachine Stabilizer settings without Eigenvalue Drift", IEEE Trans, on PAS, Vol 101, No 8, pp 3879-3887, August 1981.
- [23] Fleming, R. J.; Mohan, M. A.; Parvatisam, K., "Selection of Parameters of Stabilizer in Multimachine Power System" IEEE Trans, on PAS, Vol 100, No 5, pp 2329-2333, May 1981.
- [24] Abe, Se.; Doi. A., "A New System Stabilizer Synthesis in Multimachine Power Systems", IEEE Trans, on PAS, Vol 102, No 12, pp 3910-3918, December 1983.
- [25] Nelson Martins; Leonardo T. G. Lima., "Determination of Suitable Locations for Power Systems Stabilizers and Static VAR Compensators for Damping Electromechanical Oscillations in Large Scale Power Systems", IEEE Trans, on PAS, Vol 5, No 4, pp 1455-1469, November 1990.

- [26] Peña H.; A. J. A. Simões Costa., "Controle Ótimo Descentralizado Aplicado ao Projeto de Estabilizadores de Sistemas de Potência". 7a CBA, 1990.
- [27] Nelson Martins., "Determinação dos Limites de Estabilidade Dinâmica de Sistemas Multimáquina Contendo Cargas não Lineares e Compensadores Estáticos", VI Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, BC/GGS/05, 1981.
- [28] Young, C. C. , "The Synchronous Machine", IEEE, Tutorial Course, Modern Concepts of Power System Dynamics, pp 11-24, March 1970.
- [29] Anderson P. M. Fouad A. A.: "Power System Control and Stability" , Iowa State University Press, 1977.
- [30] Yao-Nan Yu., "Electric Power System Dynamics", Academic Press, 1983.
- [31] IEEE Committee Report. "Excitation System Models for Power System Stability Studies", IEEE Trans, on PAS , Vol 100, No 2, February 1981.
- [32] Martins, N.; Lima, L. T. G., "Eigenvalue and Frequency Domain Analysis of Small-Signal Electromechanical Stability Problems", IEEE, Eigenanalysis and Frequency Domain Methods for System Dynamic Performance, 1989.
- [33] A. S. e Silva e A. J. A. Simões Costa. "Aspectos Dinâmicos do Controle de Sistemas de Potência", Apostila, Universidade Federal de Santa Catarina, CTC/EEL Grupo de Sistemas de Potência, Florianópolis, SC Brasil, 1993.
- [34] A. J. A. Simões Costa., A. S. Silva., F. D. Freitas. "Coordinated Setting of Stabilizers for Synchronous Generators and Static VAR Compensators in Multimachine Systems", 4° SEPOPE, Foz de Iguaçu, Maio 1994.
- [35] Yuan-Yih Hsu; Chuan-Sheng Liu, Lim C. J.; Huang C. T., "Application of Power System Stabilizers and Static VAR Compensator on longitudinal Power System". IEEE Trans, on PAS, Vol 3, No 4, pp 1464-1470, November 1988.

# Apêndice A

## Dados do Sistema Sul-Sudeste

A seguir são apresentados os dados do sistema Sul-Sudeste:

### A.1 Dados do fluxo de carga

Os dados de fluxo de carga para este sistema são apresentados na tabela A.1.

**Tabela A.1 - Dados do Fluxo de carga**

Barra	Tensão		Geração		Carga	
	modulo (pu)	ângulo (rad)	MW	MVar	MW	MVar
3	0,10000E+01	-0,97738E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,10920E+01	-0,13800E+00
4	0,10140E+01	-0,19897E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,52800E+00	0,18100E+00
7	0,99000E+00	-0,19024E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
8	0,10050E+01	-0,20071E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,20400E+00	0,51000E-01
9	0,10190E+01	0,12566E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,29600E+00	0,10000E+00
35	0,99900E+00	-0,69813E-02	0,00000E+00	0,00000E+00	0,31800E+00	0,13000E+00
38	0,10320E+01	0,12217E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,47600E+00	0,22600E+00
45	0,10220E+01	0,17104E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
53	0,10320E+01	0,13963E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,69800E+00	0,35700E+00
80	0,10380E+01	0,22689E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,40440E+01	0,11550E+01
84	0,99100E+00	-0,71559E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,47410E+01	0,84000E+00
93	0,10520E+01	0,16057E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
94	0,10480E+01	0,25656E+00	0,45200E+01	0,39000E-01	0,00000E+00	0,00000E+00
98	0,10630E+01	0,15533E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,64300E+00	0,25900E+00
101	0,10150E+01	0,35954E+00	0,18000E+01	0,40900E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
162	0,10340E+01	0,13963E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,67200E+00	-0,0800E+00
165	0,10330E+01	0,10472E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,18800E+00	0,87000E-01
172	0,10220E+01	0,17802E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,86100E+00	0,30500E+00
174	0,10480E+01	0,24435E+00	0,11200E+01	0,46000E-01	0,00000E+00	0,00000E+00
176	0,10280E+01	0,34558E+00	0,29000E+01	0,34800E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
181	0,10480E+01	0,13963E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
182	0,10650E+01	0,15184E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
183	0,10480E+01	0,22340E+00	0,12600E+01	0,55000E-01	0,00000E+00	0,00000E+00
186	0,10050E+01	0,40143E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,77400E+00	0,36000E+00
208	0,97600E+00	-0,27925E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,31400E+00	0,13600E+00
209	0,10350E+01	0,71559E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,25300E+00	0,10600E+00
213	0,10070E+01	0,31416E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,11850E+01	0,35300E+00
217	0,96000E+00	-0,15533E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,38000E+00	0,16500E+00
243	0,10350E+01	0,71559E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,75000E+00	0,30900E+00
568	0,10310E+01	0,28100E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00

569	0,10100E+01	0,39270E+00	0,14200E+02	-0,18190E+01	0,00000E+00	0,00000E+00
637	0,99800E+00	0,12217E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,77600E+00	0,28400E+00
678	0,10300E+01	0,12915E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,90400E+00	0,67000E-01
702	0,10050E+01	0,17279E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	-0,60000E+0	0,43000E-01
705	0,10500E+01	0,17453E+00	0,12000E+01	0,33000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
706	0,10500E+01	0,18675E+00	0,22000E+01	0,54900E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
710	0,10500E+01	0,12392E+00	0,20000E+01	0,72200E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
712	0,10400E+01	0,35605E+00	0,90000E+01	0,93000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
714	0,10000E+01	0,42412E+00	0,10800E+02	0,22830E+01	0,00000E+00	0,00000E+00
722	0,10080E+01	0,22689E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
732	0,10020E+01	0,15533E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
733	0,99800E+00	0,10472E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
734	0,10090E+01	0,62832E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,27230E+01	0,68500E+00
736	0,10110E+01	0,19199E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
739	0,10330E+01	0,12217E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,37590E+01	0,16270E+01
742	0,10130E+01	0,17453E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
748	0,10320E+01	0,27227E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
749	0,10360E+01	0,24435E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,17140E+01	0,81000E-01
750	0,95500E+00	0,61087E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
760	0,10450E+01	0,24086E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,43740E+01	-0,15600E+01
766	0,10310E+01	0,30892E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
780	0,10260E+01	0,29671E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,72800E+00	0,39400E+00
782	0,10210E+01	-0,52360E-02	0,00000E+00	0,00000E+00	0,15770E+01	0,86700E+00
794	0,98700E+00	0,48869E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,21900E+01	0,13610E+01
800	0,10310E+01	0,95993E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,87700E+00	0,27900E+00
802	0,10310E+01	0,94248E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
808	0,10010E+01	0,33161E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,81900E+00	0,37300E+00
812	0,10220E+01	0,38397E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,16670E+01	0,35800E+00
820	0,10350E+01	0,26005E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,56760E+01	0,26000E+00
824	0,10140E+01	0,55851E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,13910E+01	0,65600E+00
826	0,99400E+00	0,48869E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,20820E+01	0,74500E+00
1031	0,10010E+01	0,00000E+00	0,60480E+02	-0,40400E+01	0,48960E+02	-0,26000E+01
1036	0,10120E+01	-0,15010E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,30470E+02	-0,59200E+01
1110	0,10390E+01	0,43459E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
1116	0,10040E+01	0,26704E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
1117	0,10040E+01	0,26704E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
1119	0,10420E+01	0,10123E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
1127	0,10460E+01	0,11519E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
1128	0,10460E+01	0,11519E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
1130	0,10520E+01	0,37525E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
1131	0,10520E+01	0,37525E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
1133	0,10470E+01	0,24260E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
1134	0,10460E+01	0,23911E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
1163	0,10630E+01	-0,16930E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
1164	0,10630E+01	-0,16930E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00	0,00000E+00
1167	0,10160E+01	-0,78540E-01	0,00000E+00	0,00000E+00	0,18210E+02	0,13490E+01

## A.2 Dados do Regulador Automático de tensão

Foi empregado o mesmo modelo para todos os geradores. Seus dados são dados a seguir na tabela a.2:

**Tabela A.2. - Dados do RAT**

Ganho (kA)	TA (seg)	Ganho (kf)	Tf (seg)	Vi max	Vi min	Vr max	Vr min
30	0,05	0,001	100	-5,0	5,0	-5,0	5,0

## A.3 Dados das máquinas

Os Dados das m'quinas empregadas são apresentados na tabela A.3.

**Tabela A.3 - Dados de Máquinas**

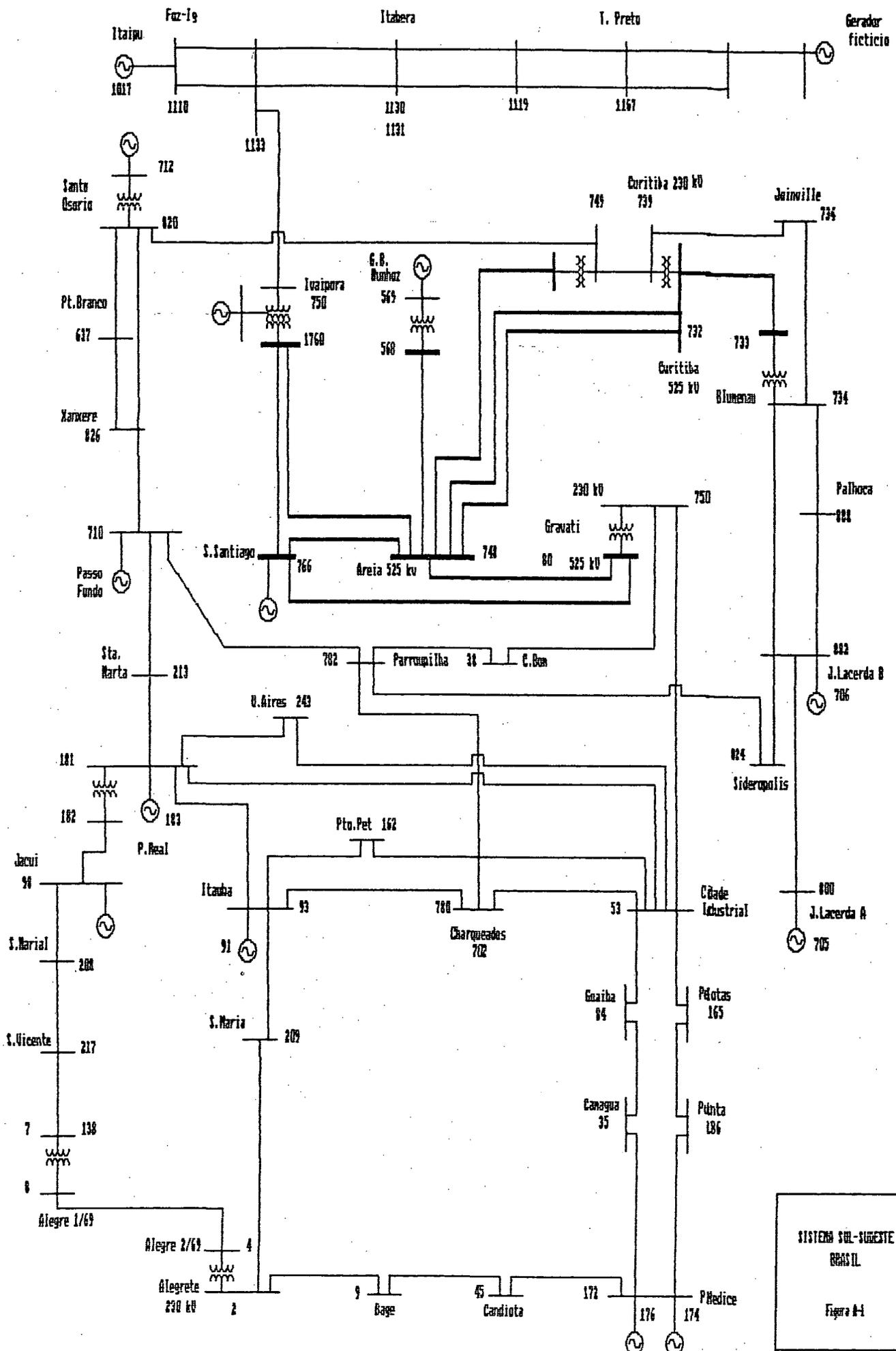
maq	m	H	D	x'd	xd	xq	rs/xq	t'do/x''q	rs	t'do	t''do	t'go
1031	1	1000.0	0.0	0.001								
94	2	20.344	0.0	0.055	0.2106	0.1457	0.000	9.55				
101	2	11.3	0.0	0.078	0.437	0.437	0.000	3.9				
174	2	4.98	0.0	0.1212	1.15	1.15	0.000	5.0				
176	2	10.58	0.0	0.0637	0.4728	0.4728	0.000	6.34				
183	2	4.516	0.0	0.207	0.7122	0.531	0.000	7.32				
705	2	5.06	0.0	0.1533	1.2	1.2	0.000	5.0				
706	2	9.68	0.0	0.1006	0.742	0.742	0.000	4.89				
710	2	11.308	0.0	0.0984	0.3384	0.2392	0.000	4.91				
712	2	39.252	0.0	0.0317	0.0951	0.0622	0.000	8.98				
714	4	57.284	0.0	0.0214	0.062	0.0157	0.0421	0.0157	0.00	10.0	0.04	0.13
569	4	74.4	0.0	0.018	0.0548	0.0144	0.041	0.0144	0.00	7.92	0.06	0.09
1017	4	261.59	0.0	0.00581	0.0174	0.004657	0.0132	0.004657	0.00	7.6	0.09	0.19

## A.4 Dados do CER

Os dados do CER empregado nos estudos é apresentado na seguinte tabela.

**Tabela A.4 - Dados do CER**

Ganho (k) pu	Ts (seg)	Bc	Bc max	Bc min	x_t
100,0	0,04	0,5	1,0	0,0	0,0



SISTEMA SUL-SUDESTE  
 BRAS IL  
 Figura A-1

## Apêndice B

### Programas

Os principais procedimentos implementados ou modificados no programa de Cálculo de Controladores em Sistemas de Potência (CCSP), visam a sua aplicação do algoritmo de posicionamento de pólos (desenvolvido em [9] e [10]) para diferentes estruturas e sinal adicional derivado da potência elétrica são listados a seguir

- Forma\_c,
- Zera\_k\_Jac,
- Atualiza\_Jac,
- Print\_vector-cont,
- Calcule\_Controladores,
- Auto\_comp\_esp,
- Auto\_real\_esp,
- Zero\_complex,
- Create\_data\_structure,
- Read\_machine\_and\_controllers\_data,
- Print\_machine\_and\_controllers\_data,
- Calculate\_initial\_conditions,
- Machine\_and\_controllers\_initial\_conditions,
- Print\_Machine\_and\_controllers\_initial\_conditions,
- Set\_up\_Jacobian,
- Calculate\_coefficients,
- Calc\_pss\_coef,
- Biquad.

O Programa EIGEN, forma a matriz Jacobiana aumentada e calcula autovalores, autovetores, fatores de participação, índices de localização e o lugar das raízes para autovalores especificados. Este programa foi modificado de acordo as modificações feitas em CCSP.

Os programas CCSP e EIGEN na versão atual permitem o cálculo de parâmetros em forma coordenado do sistema de potência, para controladores com estrutura clássica de primeira até quarta ordem, estrutura quadrática e biquadrática. Estes controladores podem empregar o sinal derivado da velocidade e da potência elétrica para o ESP e o sinal da frequência para o controlador do CER.