Serviço de Pós-Graduação EESC/USP

EXEMPLAR REVISADO

Data de entrada no Serviço: 17.1.03.1.03.

Ass.:

ANÁLISE DA COORDENAÇÃO ENTRE ESTABILIZADORES CLÁSSICOS E ROBUSTOS EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

Ricardo Vasques de Oliveira

Dissertação apresentada à Escola de Engenharia
de São Carlos, da Universidade de São Paulo,
como parte dos requisitos para a obtenção do
título de Mestre em Engenharia Elétrica

DEDALUS - Acervo - EESC

31100043052

ORIENTADOR: Prof. Newton G. Bretas

São Carlos

2003

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **RICARDO VASQUES DE OLIVEIRA**

Dissertação defendida e julgada em 26-02-2003 perante a Comissão Julgadora:

Prof. Tit. **NEWTON GERALDO BRETAS (Orientador)**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP)

Aprovado

Prof. Dr. **MARCELO CARVALHO MINHOTO TEIXEIRA**
(UNESP/Campus de Ilha Solteira)

APROVADO

Prof. Dr. **PERCIVAL BUENO DE ARAUJO**
(UNESP/Campus de Ilha Solteira)

Aprovado

Prof. Assoc. **MURILO ARAUJO ROMERO**
Coordenador do Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica

Profª. Assoc. **MARIA DO CARMO CALIJURI**
Presidente da Comissão de Pós-Graduação

A minha mãe, Dirce, e meus irmãos Renato e Cibelle.

Agradecimentos

Ao Prof. Dr. Newton Geraldo Bretas, pela orientação e lição de vida.

Ao Dr. Rodrigo Andrade Ramos, pelas elucidações e idéias.

Ao Prof. Dr. Luis Fernando Costa Alberto, pelas elucidações.

A todos os companheiros do LACO, pela amizade.

A todos os amigos do Departamento de Engenharia Elétrica da EESC / USP, pelo companheirismo.

A CNPq, pela bolsa de estudo concedida.

Conteúdo

Lista de Figuras	vi
Lista de Tabelas	viii
Lista de Abreviaturas e Siglas	ix
Lista de Símbolos	x
Resumo	xiii
Abstract	xiv
 1 INTRODUÇÃO	 1
 2 MODELAGEM DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA PARA ESTUDOS DE ESTABILIDADE A PEQUENAS PERTURBAÇÕES	 6
2.1 Máquinas síncronas	6
2.2 Equações mecânicas da máquina síncrona	8
2.3 Equações elétricas da máquina síncrona	9
2.4 Modelo de um eixo	10
2.5 Sistema de excitação	12
2.6 Equações algébricas do sistema de transmissão e das cargas	15
 3 ESTABILIDADE A PEQUENAS PERTURBAÇÕES	 21
3.1 Estabelecimento do problema de estabilidade a pequenas perturbações	21
3.2 Análise de sistemas de potência submetidos a pequenas perturbações.....	24
 4 ESTABILIZADORES CLÁSSICOS	 28
4.1 Modelo Heffron-Phillips	28
4.2 Máquina sem regulador automático de tensão	30

4.3	Máquina com regulador automático de tensão	32
4.4	Projeto de Estabilizadores clássicos	35
4.5	Sinais estabilizantes	37
4.6	Ajuste e desempenho	40
5	ESTABILIZADORES ROBUSTOS	42
5.1	Incertezas do modelo	42
5.2	Modelagem politópica	44
5.3	Estabilizador robusto utilizado	47
6	TESTES REALIZADOS E RESULTADOS OBTIDOS	52
6.1	Sistema teste 1: Sistema com 4 gerador	52
6.1.1	Alocação dos estabilizadores no sistema teste 1.....	55
6.2	Sistema teste 2: Sistema com 10 geradores.....	68
6.1.2	Alocação dos estabilizadores no sistema teste 2.....	70
6.3	Redução do modelo do sistema.....	74
7	CONCLUSÕES	77
	Bibliografia	81
	Apêndice A	87
	Apêndice B	92
	Apêndice C	101

Lista de Figuras

2.1	Máquina síncrona de dois pólos	7
2.2	Circuito equivalente para o modelo de um eixo	12
2.3	Diagrama esquemático do sistema de excitação	13
2.4	Diagrama de Blocos do regulador IEEE ST1	14
2.5	Diagrama fasorial com os sistemas de referência	16
2.6	Representação do sistema multimáquinas	18
4.1	Modelo Heffron-Phillips com Estabilizador Clássico	29
4.2	Modelo Heffron-Phillips sem regulador de tensão	30
4.3	Torques no regime permanente	32
4.4	Torques no período transitório	32
4.5	Malha do sistema de excitação com regulador automático de tensão	33
4.6	Torque devido ao AVR	34
4.7	Torque resultante	34
4.8	Estrutura de um PSS clássico	36
4.9	Estabilizador clássico com sinal de potência acelerante	39
4.10	Estabilizador clássico Delta-P-Omega	40
5.1	Região para o posicionamento de pólos	49
6.1	Diagrama Unifilar do Sistema teste 1.....	53
6.2	Autovalores do Sistema em Malha Aberta (Sistema teste 1).....	54
6.3	Sistema teste 1 em malha aberta.....	54
6.4	Autovalores do Sistema teste 1 equipado apenas com PSSs.....	55
6.5	Sistema teste 1 equipado apenas com PSSs.....	56
6.6	Autovalores do modelo Heffon-Phillips em malha aberta (gerador 2).....	57
6.7	Resposta da velocidade do gerador 2 em malha aberta (Heffon-Phillips)....	58
6.8	Autovalores do modelo Heffon-Phillips em malha aberta (gerador 4).....	58
6.9	Resposta da velocidade do gerador 4 em malha aberta (Heffon-Phillips)....	59
6.10	Autovalores do modelo Heffon-Phillips em malha fechada (gerador 2).....	60

6.11	Resposta da velocidade do gerador 2 em malha fechada (Heffon-Phillips)..	60
6.12	Autovalores do modelo Heffon-Phillips em malha fechada (gerador 4).....	61
6.13	Resposta da velocidade do gerador 4 em malha fechada (Heffon-Phillips)..	61
6.14	Autovalores do sistema operando com PSS e ERHPs (sistema teste 1).....	62
6.15	Sistema teste 1 operando simultaneamente com PSS e ERHPs.....	63
6.16	Autovalores do sistema operando apenas com ERMMs (sistema teste 1)...	65
6.17	Sistema teste 1 operando apenas com ERMMs.....	66
6.18	Autovalores do sistema operando com PSS e ERMMs (sistema teste 1)....	66
6.19	Sistema teste 1 operando simultaneamente com PSS e ERMMs.....	67
6.20	Sistema teste 1 operando com PSS e ERMMs (+5% de carga).....	68
6.21	Diagrama Unifilar do Sistema <i>New England</i> - Sistema teste 2.....	69
6.22	Autovalores do Sistema teste 2 em malha aberta.....	70
6.23	Autovalores do sistema operando apenas com PSSs (sistema teste 1).....	71
6.24	Sistema teste 2 operando apenas com PSSs.....	71
6.25	Autovalores do Sistema teste 2 equipado com PSSs e ERMMs.....	73
6.26	Sistema teste 2 operando simultaneamente com PSS e ERMMs.....	74
6.27	Conexão paralela dos subsistemas 1 e 2.....	75
1	Fluxograma do procedimento de projeto dos estabilizadores robustos.....	87
2	Diagrama unifilar do sistema teste 1.....	92
3	Diagrama de Bode do PSS do gerador 2.....	98
4	Diagrama de Bode do ERHP do gerador 2.....	98
5	Diagrama de Bode do ERMM do gerador 2 (três ERMMs projetados).....	99
6	Diagrama de Bode do ERMM do gerador 2 (dois ERMMs projetados)....	99
7	Diagrama unifilar do sistema teste 2.....	101

Lista de Tabelas

1	Dados do sistema de transmissão do sistema teste 1.....	92
2	Condição de operação referente ao caso base (sistema teste 1).....	93
3	Parâmetros dos geradores do sistema teste 1.....	94
4	Ganho dos estabilizadores do sistema teste 1.....	100
5	Dados do sistema de transmissão do sistema teste 2.....	102
6	Condição de operação referente ao caso base (sistema teste 2).....	103
7	Parâmetros dos geradores do sistema teste 2.....	105
8	Parâmetros dos estabilizadores clássicos do sistema teste 2.....	106

Lista de Abreviaturas e Siglas

AVR	- <i>Automatic Voltage Regulator</i>
BMI	- <i>Bilinear Matrix Inequality</i>
ERHP	- Estabilizador R obusto que utiliza o modelo H effron- P hillips na fase de projeto
ERMM	- Estabilizador R obusto que utiliza o modelo M ultimáquinas na fase de projeto
IDL	- Inclusão Diferencial Linear Politépica
LMI	- <i>Linear Matrix Inequality</i>
LTI	- <i>Linear Time Invariant</i>
MSP	- Modelo de Sensibilidade de Potência
PRP	- Posicionamento R egional de P ólos
PSS	- <i>Power System Stabilizer</i> (ou Estabilizador Clássico)

Lista de Símbolos

- δ_i - ângulo do rotor do gerador i , [rad]
 ω_i - velocidade angular do rotor do gerador i , [rad/s]
 E'_{qi} - componente da tensão transitória ao longo do eixo em quadratura do gerador i , [p.u.]
 E_{FDi} - tensão de campo do gerador i , [p.u.]
 H_i - constante de inércia do gerador i , [s]
 D_i - constante de amortecimento do gerador i
 P_{mi} - potência mecânica do gerador i , [p.u.]
 I_{di} - componente da corrente do estator ao longo do eixo direto do gerador i , [p.u.]
 I_{qi} - componente da corrente do estator ao longo do eixo em quadratura do gerador i , [p.u.]
 V_{di} - componente da tensão terminal ao longo do eixo direto do gerador i , [p.u.]
 V_{qi} - componente da tensão terminal ao longo do eixo em quadratura do gerador i , [p.u.]
 x_{di} - reatância síncrona de eixo direto do gerador i , [p.u.]
 x'_{di} - reatância transitória de eixo direto do gerador i , [p.u.]
 x'_{qi} - reatância transitória de eixo em quadratura do gerador i , [p.u.]
 τ'_{doi} - constante de tempo transitória de eixo direto em circuito aberto do gerador i , [s]
 r_i - resistência de uma fase do estator do gerador i , [p.u.]

- K_{ei} - ganho do regulador de tensão do gerador i
- T_{ei} - constante de tempo do regulador de tensão do gerador i , [s]
- V_{ti} - tensão terminal do gerador i , [p.u.]
- V_{refi} - referência para o regulador de tensão do gerador i , [p.u.]
- V_{si} - sinal estabilizante para o regulador de tensão do gerador i , [p.u.]
- $\mathbf{I}$ - vetor com as correntes injetadas na rede de transmissão, [p.u.]
- $\mathbf{V}$ - vetor com as tensões dos barramentos da rede de transmissão, [p.u.]
- $\mathbf{Y}_{bus}$ - matriz com as admitâncias da rede de transmissão, [p.u.]
- V_i - modulo da tensão terminal do barramento i , [p.u.]
- β_i - ângulo da tensão terminal do barramento i , [rad]
- V_{Ri} - componente da tensão terminal do gerador i ao longo do eixo real da referência síncrona comum, [p.u.]
- V_{Ii} - componente da tensão terminal do gerador i ao longo do eixo imaginário da referência síncrona comum, [p.u.]
- I_{Ri} - componente da corrente do estator do gerador i ao longo do eixo real da referência síncrona comum, [p.u.]
- I_{Ii} - componente da corrente do estator do gerador i ao longo do eixo imaginário da referência síncrona comum, [p.u.]
- $\mathbf{Y}_r$ - matriz admitância modificada da rede de transmissão, [p.u.]
- G_{ik} - parte real do elemento da matriz $\mathbf{Y}_r$, [p.u.]
- B_{ik} - parte imaginária do elemento da matriz $\mathbf{Y}_r$, [p.u.]
- n - número de geradores do sistema
- $\mathbf{x}$ - vetor de estados
- $\mathbf{x}_0$ - vetor de estados no tempo $t = 0$
- $\Delta \mathbf{x}$ - vetor de desvios com relação ao estado $\mathbf{x}_0$
- λ - autovalor de uma matriz
- $\bar{\sigma}$ - parte real de um autovalor (ou taxa de decaimento)
- $\bar{\omega}$ - parte imaginária de um autovalor (ou frequência de oscilação)
- f - frequência de oscilação, [Hz]

$\mathbf{v}$	- autovetor à direita associado a um autovalor λ
ζ	- fator de amortecimento
$K1 a K6$	- coeficientes do modelo Heffron-Phillips
$GEP(s)$	- função de transferência do sistema de excitação no Heffron-Phillips
s	- frequência complexa
K_{pss}	- ganho do estabilizador clássico (PSS)
T_{ω}	- constante de tempo do filtro tipo <i>washout</i> , [s]
T_1 a T_4	- constante de tempo do estabilizador clássico (PSS), [s]
$\mathbf{A}_C, \mathbf{B}_C$ e $\mathbf{C}_C$	- matrizes da realização de estados dos estabilizadores robustos (ERHP e ERMM)
$\mathbf{y}$	- vetor de saídas do modelo linearizado
$\mathbf{u}$	- vetor de entradas do modelo linearizado
θ	- ângulo do setor cônico no posicionamento regional de pólos
Ω	- conjunto convexo que define uma Inclusão Diferencial Linear Politópica
Sg_{base}	- potência base dos geradores, [MVA]
Vg_{base}	- tensão base dos geradores, [kV]
S_{base}	- potência base do sistema, [MVA]
V_{base}	- tensão base do sistema, [kV]
ΔP_{gi}	- parcela de variação de potência ativa total requerida pelas cargas, [MW]
ΔP_{total}	- variação de potência ativa total assumida pelo gerador i , [MW]
$x_{\omega i}$	- variável de estado que representa o i -ésimo filtro do tipo <i>washout</i>
$\Delta \omega_i$	- desvio de velocidade angular do gerador i , [rad/s]
$F(s)$	- função de transferência do controlador robusto (ERHP e ERMM)

Resumo

Este trabalho apresenta análises realizadas em sistemas elétricos de potência equipados com controladores de amortecimento de oscilações eletromecânicas projetados por diferentes metodologias. Foram utilizados três tipos de controladores de amortecimento. Um deles é projetado utilizando a metodologia clássica (usualmente conhecido como PSS, do Inglês, *Power System Stabilizer*) e os outros dois são projetados utilizando uma técnica de controle robusto, e são chamados neste texto de estabilizadores robustos. Uma das técnicas de projeto dos estabilizadores robustos utiliza o modelo Heffron-Phillips e a outra o modelo Multimáquinas. Ambos os estabilizadores robustos são baseados em uma modelagem politópica que permite modelar as incertezas do sistema através de um conjunto convexo, onde cada um dos vértices do conjunto representa um ponto de operação típico do sistema. A técnica de realimentação dinâmica de saída associada ao posicionamento regional de pólos é utilizada para garantir que os estabilizadores robustos atendam aos requisitos práticos impostos pelo problema. O texto apresenta uma revisão da modelagem de sistemas elétricos de potência e do problema de estabilidade a pequenas perturbações. Também é apresentada uma explicação detalhada dos esquemas de controle propostos e dos procedimentos de projeto utilizados. Os resultados, obtidos através das simulações não lineares e da análise modal do sistema em malha fechada, mostram que estabilizadores projetados por diferentes metodologias, operando simultaneamente em um mesmo sistema, nem sempre apresentam um bom desempenho. Entretanto, tal desempenho está diretamente associado à técnica de controle utilizada, ao modelo de sistema adotado e à aplicação de técnicas de coordenação.

Abstract

This work presents an analysis carried out in electric power systems equipped with damping controllers designed by different methodologies. Three types of damping controllers were used. One of them is designed using the classical methodology (usually known as PSS, or power system stabilizer) and the other ones are designed using robust control techniques, and are called robust stabilizer in this text. One of the methodologies for the design of robust stabilizers uses the Heffron-Phillips model and the other utilizes the Multimachine model. Both robust stabilizers are based on a polytopic model that allows the modeling of uncertainties in the system through a convex set, where each vertex of the set represents a typical operating point of the system. The technique of dynamic output feedback associated to the regional pole placement is used to ensure that the robust stabilizers meet the practical requirements of the problem. The text presents an overview of power system modeling, as well as the problem of small signal stability. A detailed explanation of the proposed control schemes and the design procedures used is also presented. The results, obtained through nonlinear simulations and modal analysis of the closed loop system, show that stabilizers designed by different methodologies, operating simultaneously in a system, not always achieve a good performance. However, such performance is directly associated to the control technique used, to the system model adopted and to the application of coordination techniques.

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

No início do século XX, mais precisamente até a década de 1930, as limitações das linhas de transmissão (não operavam com elevadas tensões) e as unidades geradoras, de pequena capacidade de geração, não permitiram a construção de sistemas elétricos de potência de grandes dimensões. Além disso, a falta de dispositivos de controle limitava a flexibilidade operativa do sistema. Neste período, as tensões terminais dos geradores eram controladas por um regulador de tensão manual, o que requeria extrema observação de um operador para garantir o perfil de tensão próximo do desejado.

O aumento da demanda de energia elétrica, impulsionado pela industrialização, e o desenvolvimento de novas técnicas e dispositivos utilizados na geração e transmissão de energia elétrica, possibilitaram a construção de sistemas elétricos de potência de grandes dimensões. Também permitiram a interligação de sistemas existentes, o que aumentou a flexibilidade e capacidade operativa dos mesmos. Porém, a operação dos sistemas elétricos de potência tornou-se mais complexa.

No fim da década de 1950, iniciou-se a aplicação dos Reguladores Automáticos de Tensão, ou AVR's (do Inglês, *Automatic Voltage Regulators*), nas unidades geradoras dos sistemas elétricos de potência. Os AVR's permitem, em condições de regime permanente, melhorar o perfil de tensão frente às variações dos pontos de operação. Entretanto, após a difusão do uso dos AVR's e das interligações dos sistemas elétricos de potência, observou-se o aparecimento de oscilações de baixa frequência, pouco amortecidas, nos rotores dos geradores, problema até então pouco conhecido.

DEMELLO & CONCÓRDIA (1969) demonstraram que os AVRs, apesar de introduzirem uma componente de torque sincronizante positiva (para máquina operando com elevado carregamento e elevada reatância externa), reduzem o amortecimento natural das máquinas do sistema, causando o aparecimento das oscilações eletromecânicas de baixa frequência. Para solucionar o problema foi proposto, em (DEMELLO & CONCÓRDIA, 1969), a utilização de um sinal estabilizante, derivado da velocidade do rotor (ou outro sinal proporcional à velocidade) que deveria ser adicionado à referência de tensão do AVR, para produzir o amortecimento necessário à estabilização das oscilações. Também foram propostos em (DEMELLO & CONCÓRDIA, 1969) procedimentos de projeto para um controlador no domínio da frequência. Tal controlador tem como entrada o desvio de velocidade angular do rotor do gerador e como saída um sinal estabilizante que é adicionado à referência de tensão do AVR. O controlador projetado através deste procedimento ficou conhecido como PSS (do Inglês, *Power System Stabilizer*), e atualmente é conhecido como **Estabilizador Clássico**. O projeto do estabilizador clássico utiliza o modelo Heffron-Phillips (HEFFRON & PHILLIPS, 1952), que é um modelo linearizado de uma máquina síncrona de pólos salientes conectada a um barramento infinito. Este modelo não leva em consideração a influência das dinâmicas das outras máquinas, pois as mesmas são reduzidas a um barramento infinito.

O estabilizador clássico foi proposto para fornecer amortecimento para as oscilações dos modos locais, pois estes são os únicos modos eletromecânicos presentes no modelo (excluindo os modos da excitatriz). Os modos locais são caracterizados pela oscilação de um gerador isolado contra o resto do sistema, e geralmente ocorre na faixa de frequência de 0,7 a 2,0 Hz. Estes modos são influenciados, principalmente, pelo tipo de AVR utilizado nas máquinas do sistema. As oscilações de baixa frequência podem persistir no sistema por minutos ou horas, e em alguns casos geram limitações nas transferências de potência. Portanto, para estender o limite de transferência de potência, em condições transitórias, é fundamental que as oscilações sejam amortecidas. Além disto, em casos extremos, as oscilações de baixa frequência, quando mal amortecidas, podem causar a perda de

sincronismo dos geradores. Estas oscilações podem ser excitadas por uma pequena perturbação, tais como variações normais diárias de carga.

Os estudos de estabilidade identificaram a existência de outros tipos de oscilações eletromecânicas de baixa frequência (outros modos de oscilações) em vários sistemas elétricos de potência. Em (KLEIN et al., 1991), por exemplo, é apresentado que os modos de oscilações de baixa frequência envolvendo um grupo de geradores que oscila coerentemente contra outro grupo em uma área diferente podem aparecer depois da ocorrência de uma perturbação. Tais modos são denominados “modos inter-área”, e geralmente ocorrem na faixa de frequência de 0,1 a 0,7 Hz. Os modos inter-área são influenciados, principalmente, pelas reatâncias das linhas de interligações, pelos fluxos de potência nestas linhas e pelas características das cargas do sistema. Também há outros modos que podem surgir pela interação dos controladores com a dinâmica do eixo do conjunto turbo-gerador e pela interação dos controladores com o sistema de excitação. Tais modos não são tratados nesta proposta de pesquisa. O projeto dos estabilizadores clássicos (PSSs) não considera as dinâmicas dos modos inter-área, pois o modelo utilizado no projeto (modelo Heffron-Phillips) não inclui os elementos do sistema que exercem influência sobre tal modo. A presença de tais modos no sistema pode ser observada quando se utiliza o modelo Multimáquinas, pois tal modelo considera as interações das dinâmicas das diversas máquinas do sistema de potência.

No contexto dos estudos de estabilidade dinâmica, LARSEN & SWANN (1981) - ano no qual o uso dos estabilizadores clássicos já havia sido difundido - apresentaram um artigo dividido em três partes. O referido trabalho aborda procedimentos de projeto e recomendações de ordem prática para a aplicação dos estabilizadores clássicos. O conceito de “sintonia” foi esclarecido na segunda parte do trabalho, e se refere à maximização do amortecimento na faixa de frequências típicas das oscilações de baixa frequência. Os autores desenvolveram os estudos baseados no modelo Heffron-Phillips e utilizaram técnicas envolvendo autovalores e autovetores para analisar o desempenho dos estabilizadores clássicos.

Devido a restrições operativas e ambientais, as unidades geradoras e linhas de transmissão operam, em geral, próximas de seus limites e conseqüentemente os comportamentos não lineares estão cada vez mais fortes e importantes no sistema.

Este fato levou à busca de novas metodologias de projetos de estabilizadores que apresentassem maior robustez. Os grandes avanços obtidos nos últimos anos nas áreas de teoria e engenharia de controle têm possibilitado projetos de estabilizadores mais robustos para sistemas elétricos de potência. Neste trabalho, os estabilizadores projetados através de técnicas de controle robusto serão chamados de **Estabilizadores Robustos**.

Recentemente, foram apresentadas novas técnicas para melhorar a robustez do estabilizador clássico, por exemplo, em (BONFIM et al., 2000) é proposto o uso de algoritmos genéticos para sintonizar e coordenar tais estabilizadores. Técnicas baseadas nos resíduos da função de transferência (FERRAZ et al., 2001) e nos coeficientes de torque induzido (POURBEIK et al., 2002), também são propostas para melhorarem a robustez do estabilizador clássico.

Também foram propostas novas metodologias de projeto de estabilizadores que consideram as interações das dinâmicas dos geradores, através do uso do modelo multimáquinas. Estas metodologias se baseiam em técnicas de controle surgidas recentemente. SCAVONE et al. (1998), RAO & SEN (2000) e RAMOS, ALBERTO & BRETAS (2002), por exemplo, apresentam técnicas para projetos de controladores com restrições do tipo LMI (do Inglês, *Linear Matrix Inequalities*). GUIMARÃES et al. (2000) apresentaram técnicas para projetos de controladores com posicionamento de pólos por realimentação de saída e LAW et al. (1994) propuseram técnicas que alteram a estrutura tradicional do conjunto AVR-PSS. Como as metodologias para projeto de controladores robustos foram propostas recentemente, a maioria das unidades geradoras ainda estão operando com estabilizadores clássicos. Um exemplo é o estabilizador de Itaipu, no Brasil, que foi projetado de acordo com a metodologia clássica (VIEIRA FILHO et al., 1987).

MARTINS & LIMA (1990) apresentaram critérios de locação de estabilizadores em sistemas elétricos de potência. Os autores utilizam o cálculo dos resíduos das funções de transferência do sistema para selecionar unidades adequadas à instalação de estabilizadores clássicos. Neste caso, porém, os estabilizadores instalados apresentam a mesma estrutura (estabilizadores clássicos). Em RAO & SEN (2000) e RAMOS, ALBERTO & BRETAS (2002), ambos consideram que as máquinas do sistema estejam equipadas apenas com os estabilizadores propostos por eles.

BOUKARIM et al. (2000) apresentou uma comparação entre o desempenho de estabilizadores clássicos e robustos, onde também considerou que as máquinas do sistema teste estivessem equipadas apenas com estabilizadores que apresentam mesma estrutura.

Com o surgimento de estabilizadores robustos eficientes, torna-se inevitável a operação de sistemas elétricos de potência equipados com controladores de amortecimento projetados por diferentes metodologias (por exemplo, estabilizadores clássicos interagindo com estabilizadores robustos). Os estabilizadores robustos, em geral, são mais eficientes do que os estabilizadores clássicos.

Este trabalho propõe a análise de sistemas elétricos de potência equipados com estabilizadores projetados por diferentes metodologias, objetivando a análise de possíveis interações entre os mesmos. Os resultados eventualmente obtidos poderão fornecer subsídios para a definição de critérios de coordenação para estes estabilizadores.

O trabalho está dividido em sete capítulos. O capítulo dois apresenta a modelagem de sistemas elétricos de potência para estudos de estabilidade a pequenas perturbações. No capítulo três, conceitos básicos do problema de estabilidade a pequenas perturbações em sistemas elétricos de potência e alguns métodos para análise deste problema são descritos e discutidos. O capítulo quatro apresenta o efeito do regulador automático de tensão nas oscilações eletromecânicas de baixa frequência, assim como estabelece a metodologia de projeto, ajuste e objetivo de desempenho para estabilizadores clássicos. O capítulo cinco aborda dois tipos de modelagens de incertezas utilizadas no projeto de controladores para sistemas elétricos de potência, e apresenta o controlador robusto que será estudado simultaneamente com o controlador clássico. No capítulo seis são apresentados os resultados das análises realizadas, e as conclusões e perspectivas futuras são apresentadas no capítulo sete.

Capítulo 2

MODELAGEM DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA PARA ESTUDOS DE ESTABILIDADE A PEQUENAS PERTURBAÇÕES

Os estudos de estabilidade são realizados através de simulações e análises computacionais que utilizam modelos matemáticos do sistema elétrico de potência. Portanto, é fundamental que os elementos que constituem o sistema sejam modelados convenientemente por equações matemáticas que descrevam seu comportamento.

Este capítulo apresenta os elementos do sistema, necessários para o desenvolvimento do trabalho proposto, bem como a modelagem matemática de tais elementos. Considerações e aproximações serão utilizadas para a obtenção de um modelo que possa viabilizar os estudos propostos.

2.1– Máquinas Síncronas

Nos sistemas elétricos de potência, geralmente, as unidades geradoras podem ser equipadas com dois tipos de máquinas síncronas: máquinas de pólos lisos (rotor cilíndrico) e máquinas de pólos salientes. O tipo de máquina a ser usado nas unidades geradoras está associado à velocidade na qual a mesma deve operar. Em unidades termoeletricas, onde as máquinas operam em alta velocidade (1800 rpm para máquinas de 4 pólos), são utilizadas máquinas síncronas de pólos lisos, para evitar as forças de atrito entre o rotor e o ar. Nas unidades hidroelétricas, onde as máquinas

operam em baixa velocidade (90 rpm para máquinas de 20 pólos), são utilizadas máquinas de pólos salientes.

Nas máquinas de pólos salientes, as correntes de Foucault através do ferro do rotor são pequenas, devido à quantidade de material ferromagnético que compõe o rotor. Portanto, não há necessidade de modelar o efeito das correntes de Foucault. Já nas máquinas de pólos lisos, que apresentam um rotor com maior quantidade de material ferromagnético, as correntes de Foucault que fluem através do mesmo têm efeito significativo na dinâmica da máquina. Desta forma, os efeitos destas correntes devem ser incluídos na modelagem.

Na modelagem de máquinas síncronas, quando uma referência é fixada ao estator para a medida de ângulo, as grandezas eletromagnéticas medidas através da referência fixa apresentam variações no tempo, devido ao movimento do rotor. Estas variações serão funções do ângulo θ , mostrado na figura, 2.1.

Uma simplificação do modelo pode ser feita através do uso de uma referência girante que acompanhe o movimento do rotor, criando para o estator novas variáveis que são independentes do tempo. Esta simplificação pode ser feita com uma mudança de variáveis chamada **Transformação de Park**.

A Transformação de Park gera três novas correntes i_0 , i_d e i_q , onde i_d corresponde à “projeção” das correntes de fase ao longo de um eixo paralelo ao eixo magnético do enrolamento de campo, denominado de **eixo direto** (eixo d), e i_q corresponde à “projeção” das correntes de fase ao longo de um eixo atrasado de 90° em relação ao eixo direto, chamado de **eixo em quadratura** (eixo q). A variável i_0 é uma corrente estacionária, proporcional à corrente de sequência zero.

Figura 2.1: Máquina síncrona de dois pólos.

2.2 – Equações Mecânicas da Máquina Síncrona

A velocidade angular da máquina síncrona, em relação à referência girante, é definida pela equação (2.1).

$$\dot{\delta}_i = \omega_i \quad (2.1)$$

nas quais δ_i é o ângulo do eixo q com relação à referência síncrona, e ω_i é a velocidade angular do rotor da máquina i .

O comportamento dinâmico das máquinas síncronas, em um sistema de potência, pode ser modelado por equações diferenciais obtidas através de um balanço de potência. A potência mecânica aplicada ao eixo da máquina síncrona é convertida em energia elétrica que é entregue à rede. Quando o sistema está operando em regime permanente, toda potência mecânica é convertida em potência elétrica e todas as máquinas síncronas do sistema possuem a mesma velocidade angular. Nesta condição diz-se que o sistema está operando em um ponto de equilíbrio estável. O sistema permanece neste ponto de equilíbrio estável até que um distúrbio modifique seu estado de equilíbrio.

As perturbações que ocorrem no sistema (variações de carga ou curtos-circuitos), geram um desequilíbrio entre a potência mecânica e a potência elétrica, o qual converte-se em potência de aceleração (ou desaceleração) dos rotores das máquinas. Durante e segundos após a ocorrência de um distúrbio, as máquinas possuem velocidades distintas, devido ao aparecimento da potência de aceleração.

A equação (2.2), denominada de equação de *swing*, descreve o comportamento dinâmico da i -ésima máquina síncrona através do balanço de potências.

$$\dot{\omega}_i = \frac{1}{2H_i} [P_{mi} - D_i \omega_i - P_{ei}] \quad (2.2)$$

nas quais H_i e D_i são, respectivamente, as constantes de inércia e de amortecimento da máquina i , P_{mi} e P_{ei} são, respectivamente, a potência mecânica injetada no eixo

da máquina i e a potência elétrica injetada na rede pela máquina i , e ω_i é a velocidade angular do rotor da máquina i .

As equações (2.1) e (2.2) constituem o conjunto das equações mecânicas, utilizadas neste trabalho, para estudos de estabilidade de sistemas elétricos de potência. A equação do regulador de velocidade também faz parte do conjunto das equações mecânicas do sistema. Entretanto, neste trabalho o regulador de velocidade não é modelado, pois o mesmo não exerce significativa influência no problema de estabilidade a pequenas perturbações (não exerce significativa influência nos modos de oscilação tratados neste trabalho).

2.3 – Equações Elétricas da Máquina Síncrona

O comportamento elétrico das máquinas síncronas pode ser descrito por um conjunto de cinco equações elétricas (KUNDUR, 1994):

$$v_d = -r i_d - \omega_m L_q i_q - \omega_m k M_Q i_Q - L_d \dot{i}_d - k M_F \dot{i}_F - k M_D \dot{i}_D \quad (2.3)$$

$$-v_F = -r_F i_F - k M_F \dot{i}_F - L_F \dot{i}_F - M_R \dot{i}_D \quad (2.4)$$

$$0 = v_D = -r_D i_D - k M_D \dot{i}_d - M_R \dot{i}_F - L_D \dot{i}_D \quad (2.5)$$

$$v_q = -r i_q + \omega_m L_d i_d + \omega_m k M_F i_F + \omega_m k M_D i_D - L_q \dot{i}_q - k M_Q \dot{i}_Q \quad (2.6)$$

$$0 = v_Q = -r_Q i_Q - k M_Q \dot{i}_q - L_Q \dot{i}_Q \quad (2.7)$$

nas quais v_i , i_i , r_i e L_i são, respectivamente, a tensão, corrente, resistência e indutância própria do enrolamento i , M_F é a indutância mútua entre os enrolamentos F e d , M_D a indutância mútua entre os enrolamentos D e d , M_Q a indutância mútua entre os enrolamentos Q e q , e ω_m a velocidade angular do rotor. Sendo que as letras F , Q e D representam, respectivamente, o enrolamento de campo e os dois últimos são os enrolamentos amortecedores, d é o enrolamento fictício no eixo d e q é o enrolamento fictício no eixo q , k é uma constante igual a $\sqrt{3/2}$ utilizada na transformação de park. As equações (2.3) a (2.7), juntamente com

as duas equações mecânicas (2.1) e (2.2), formam um modelo em espaço de estados de sétima ordem para a máquina síncrona.

A máquina síncrona é descrita detalhadamente por tal modelo. Porém, em estudos de estabilidade, onde o sistema elétrico de potência apresenta grande quantidade de máquinas, o uso de tal modelo resultaria na complexidade da obtenção das respostas de todas as máquinas do sistema. Para simplificar os estudos de estabilidade, foram propostos outros modelos de máquinas síncronas, denominados de modelos simplificados.

2.4 – Modelo de um Eixo

A apresentação de todos os modelos simplificados foge do escopo deste trabalho, portanto será apresentado apenas o modelo simplificado de um eixo, pois este é bastante adequado para o estudo proposto. O modelo de um eixo aplica-se à máquina de pólos salientes, e é constituído por três equações diferenciais e duas equações algébricas.

Em estudos de estabilidade de sistema elétricos de potência, o intervalo de tempo após a ocorrência de uma perturbação no sistema até o estabelecimento de novas condições de regime permanente é usualmente subdividido em dois períodos: **transitório** e **subtransitório**. O fluxo magnético estabelecido nos instantes iniciais após a perturbação faz com que circulem correntes nos enrolamentos amortecedores, e o tempo necessário para que estas correntes desapareçam é denominado período **subtransitório** (o decaimento destas correntes é geralmente bastante rápido). O tempo entre o fim do período subtransitório e o estabelecimento de novas condições de equilíbrio é denominado período **transitório**. O modelo de um eixo despreza os fenômenos ocorridos durante o período subtransitório, levando em conta apenas os efeitos transitórios. Os efeitos do enrolamento amortecedor são desprezados, pois estes são mais acentuados no período subtransitório. As tensões transformatórias também são desprezadas por serem pequenas em comparação com as tensões rotacionais, e considera-se $\omega_m \cong 1.0$ p.u. nas equações elétricas do estator. Ao se desprezar o enrolamento amortecedor, as equações (2.5) e (2.7) do sistema de sétima ordem podem ser eliminadas. O fato de se desprezar as tensões transformatórias e

considerar $\omega_m \cong 1.0$ p.u. faz com que as equações de v_d e v_q sejam transformadas em equações algébricas. O fato do modelo desprezar os efeitos do período subtransitório e considerar que a diferença entre as indutâncias transitórias L'_d e L'_q é suficientemente pequena para que se possa desprezar, permite que o modelo seja representado por um circuito equivalente.

Quando se utiliza a Transformada de Park duas novas tensões E_d e E_q são criadas, sendo E_d o valor rms da tensão do enrolamento do eixo d e E_q é o valor rms da tensão do enrolamento do eixo q. A tensão de eixo em quadratura E_q se relaciona com a tensão transitória de eixo em quadratura E'_q e a tensão de eixo direto E_d se relaciona com a tensão transitória de eixo direto E'_d . As relações mencionadas são dadas pelas equações (2.8) e (2.9).

$$E_{qi} + x_{di} I_{di} = E'_{qi} + x'_{di} I_{di} \quad (2.8)$$

$$E_{di} + x_{qi} I_{qi} = E'_{di} + x'_{qi} I_{qi} \quad (2.9)$$

A tensão transitória $\mathbf{E}' = E'_{qi} + jE'_{di}$ se reduz a $\mathbf{E}' = E'_{qi}$ para o modelo de um eixo, pois devido à exclusão do enrolamento amortecedor e do efeito da corrente de Foucault, mencionados na presente seção e na seção 2.1, a tensão E'_d (tensão do enrolamento do eixo d) será sempre igual a zero.

Desprezando as resistências, a equação da tensão transitória de eixo em quadratura é dada por:

$$\dot{E}'_{qi} = \frac{1}{\tau'_{doi}} [E_{FDi} - E'_{qi} + (x_{di} - x'_{di}) I_{di}] \quad (2.10)$$

nas quais E_{qi} e E_{FDi} são, respectivamente, a tensão de eixo em quadratura e a tensão do enrolamento de campo, x_{di} e x'_{di} são, respectivamente, a reatância síncrona de eixo direto e reatância transitória de eixo direto, e I_{di} e τ'_{doi} são, respectivamente, a

corrente de eixo direto e a constante de tempo transitória de eixo direto em circuito aberto. Todos os componentes da equação se referem a máquina i . O circuito equivalente para o modelo de um eixo é mostrado na figura 2.2.

Figura 2.2: Circuito equivalente para o modelo de um eixo.

As equações mecânicas (2.1) e (2.2) e a equação (2.10) constituem o conjunto de equações diferenciais que define o espaço de estados para o modelo de um eixo, e as equações algébricas são dadas por:

$$V_{qi} = E'_{qi} + x'_{di} I_{di} \quad (2.11)$$

$$V_{di} = -x'_{qi} I_{qi} \quad (2.12)$$

A expressão para a potência elétrica na equação de “swing” (2.2) é dada por:

$$P_{ei} = E'_{qi} I_{qi} \quad (2.13)$$

2.5 – Sistema de excitação

A função primária do sistema de excitação é manter a tensão terminal do gerador síncrono dentro de um limite pré-determinado. Tal controle de tensão permite que o fator de potência do gerador seja controlado, e também permite a divisão de potência reativa entre máquinas que operam em paralelo, conectadas a uma barra comum sem o uso de transformador.

Em alguns casos, na ocorrência de um curto circuito na rede de transmissão, o sistema de excitação permite manter a máquina em sincronismo com o sistema, através do aumento da tensão terminal. Para esta finalidade, o sistema de excitação deve ter uma ação rápida (pequenas constantes de tempo). O sistema de excitação proporciona maior flexibilidade e aumenta a capacidade operativa do sistema de potência. Entretanto, quando o sistema está submetido a condições transitórias, tais como variação de carga, o sistema de excitação é prejudicial à estabilidade do sistema, por reduzir o amortecimento intrínseco do gerador síncrono, e conseqüentemente gera oscilações de baixa frequência no rotor do mesmo. Tal problema pode ser resolvido pela inclusão de um sinal adicional no sistema de excitação (DEMELLO & CONCÓRDIA, 1969). O sinal adicional é fornecido pelo dispositivo chamado **Estabilizador de sistemas de Potência** (ou PSS, do Inglês, *Power System Stabylizer*) que utiliza como sinal de entrada o desvio da velocidade do rotor do gerador para amortecer as oscilações eletromecânicas de baixa frequência.

O sistema de excitação controla a tensão terminal através do suprimento de corrente contínua ao circuito de campo do gerador síncrono. Até o fim da década de 1950, os sistemas de excitação eram controlados manualmente por um operador, através de um reostato. Porém, a partir desta década iniciou-se o uso dos sistemas de excitação automáticos, denominados de **Reguladores Automáticos de Tensão** (ou AVR, do Inglês, *Automatic Voltage Regulator*). O funcionamento básico deste regulador consiste na comparação da tensão terminal do gerador síncrono com um valor pré-determinado. O sinal de erro da comparação é processado e enviado para a excitatriz que produzirá a corrente necessária ao ajuste da tensão terminal. O diagrama esquemático do sistema descrito acima está representado na figura 2.3.

Figura 2.3: Diagrama esquemático do sistema de excitação.

Os sistemas de excitação mais utilizados nos sistemas elétricos de potência podem ser divididos em três tipos (CRENSHAW et al., 1981):

- Sistema de excitação do tipo DC, o qual utiliza um gerador DC com comutador como fonte de corrente para o circuito de campo do gerador síncrono;
- Sistema de excitação do tipo AC, o qual utiliza um alternador com retificador rotativo ou estático como fonte de corrente para o circuito de campo do gerador síncrono;
- Sistema de excitação do tipo ST (tipo estático), o qual utiliza um transformador com retificador estático como fonte de corrente para o circuito de campo do gerador síncrono.

Este trabalho utiliza um sistema de excitação equivalente aos reguladores do tipo AC4 e ST1 (CRENSHAW et al., 1981), com algumas simplificações. O sistema de excitação do tipo AC4 utiliza como excitatriz um retificador controlado alimentado por um alternador, o alternador possui um sistema de controle independente para manter sua tensão de saída constante. Já o sistema de excitação do tipo ST1 utiliza como excitatriz um retificador controlado alimentado por um transformador que capta a energia do barramento terminal do gerador ou do barramento auxiliar da unidade geradora. A figura 2.4 apresenta o diagrama de blocos do sistema de excitação tipo ST1.

Figura 2.4: Diagrama de Blocos do regulador IEEE ST1.

O diagrama de blocos do regulador tipo AC4 é equivalente ao diagrama de blocos da figura 2.4, porém, sem o laço de estabilização (laço caracterizado pelo ganho K_F e pela constante de tempo T_F). Neste trabalho, o bloco lag-lead responsável pela redução do ganho transitório e os limites de tensão do regulador são desprezados. O laço de estabilização também é desprezado, pois a constante de tempo da excitatriz é muito pequena (da ordem de 0.05 segundo). Desta forma o regulador automático de tensão pode ser representado por uma função de transferência de primeira ordem, dada pela equação (2.14).

$$\dot{E}_{FDi} = \frac{1}{T_{ei}} [K_{ei}(V_{refi} - |V_{ti}| + V_{si}) - E_{FDi}] \quad (2.14)$$

na qual $|V_{ti}|$ é o módulo da tensão terminal, V_{refi} é a tensão de referência para a barra terminal, V_{si} é a entrada de controle do regulador e K_{ei} e T_{ei} são, respectivamente, o ganho e a constante de tempo do regulador.

2.6 – Equações algébricas do sistema de transmissão e das cargas

As máquinas e as cargas dos sistemas elétricos de potência são interligadas pelas linhas de transmissão, que são responsáveis pela transferência de potência entre os geradores e entre geradores e as cargas. As variações transitórias da rede de transmissão são muito mais rápidas do que as variações transitórias das máquinas. Desta forma, o sistema de transmissão pode ser modelado como um circuito passivo, através da equação algébrica matricial do tipo $\mathbf{I} = \mathbf{Y}_{bus}\mathbf{V}$, na qual $\mathbf{I}$ é um vetor com as correntes injetadas em cada barramento do sistema, $\mathbf{V}$ é um vetor com as tensões nestes barramentos e $\mathbf{Y}_{bus}$ é a matriz admitância.

As cargas apresentam comportamentos distintos, dependendo de sua natureza (indutiva, capacitiva, resistiva), e sua representação é complexa devido ao grande número de elementos não-lineares que as compõem. As cargas de um sistema elétrico de potência podem assumir diferentes naturezas, devido à organização socioeconômica da região atendida pelo sistema. Ou seja, a carga que representa um pólo industrial tem comportamento diferente em relação à outra carga que represente

uma cidade, cuja principal atividade econômica é o comércio. A modelagem de cargas é um tema que vem recebendo bastante ênfase, nos últimos anos.

Neste trabalho as cargas foram modeladas como impedância constante. Tal modelo é utilizado nos casos em que a potência absorvida pela carga apresenta grande sensibilidade com a variação da tensão. Quando as cargas são modeladas como impedância constante, há a possibilidade de redução da rede aos nós internos dos geradores e, conseqüentemente, a obtenção de uma expressão analítica para P_{ei} .

É importante observar que as equações da rede estão em relação à referência angular do fluxo de carga (barra “*slack*”), neste trabalho esta referência é denominada de eixo Re, que juntamente com o eixo Im (defasado de 90° em relação ao eixo Re), define o sistema de referência para a rede. Num plano fasorial, tal sistema de referência gira à velocidade síncrona juntamente com as tensões e correntes dos barramentos. As equações da máquina estão referidas aos eixos d e q da mesma. Entretanto, num sistema multimáquinas é necessário expressar todas as equações numa referência síncrona comum, e neste trabalho adota-se a referência do fluxo de carga (em condições de equilíbrio) como referência comum. Os sistemas de referência, descritos acima, podem ser visualizados na figura 2.5.

Figura 2.5: Diagrama fasorial com os sistemas de referência.

na qual V_i e I_i são, respectivamente, a tensão e a corrente do barramento i , β_i é o ângulo entre a referência comum e a tensão do barramento i , δ_i é o ângulo entre eixo Re da referência comum e o eixo q do gerador i , E_{qdi} é apenas uma tensão

ficção para auxiliar a determinação da direção do eixo q_i e E_{qi} é a tensão interna do gerador i . Neste trabalho considera-se que o ângulo de fase da tensão atrás da reatância transitória coincide com o ângulo do rotor δ_i . O novo conjunto de equações da máquina i , que ainda preserva a estrutura da rede, para a referência comum, é dado por:

$$\dot{\delta}_i = \omega_i \quad (2.15)$$

$$\dot{\omega}_i = \frac{1}{2H_i} [P_{mi} - D\omega_i - E'_{qi} I_{Ri} \cos \delta_i - E'_{qi} I_{Li} \sin \delta_i] \quad (2.16)$$

$$\dot{E}'_{qi} = \frac{1}{\tau'_{do}} [E_{FDi} - E'_{qi} - (x_{di} - x'_{di}) I_{Ri} \sin \delta_i + (x_{di} - x'_{di}) I_{Li} \cos \delta_i] \quad (2.17)$$

$$V_{Ri} = E'_{qi} \cos \delta_i + x'_{di} I_{Li} \quad (2.18)$$

$$V_{Li} = E'_{qi} \sin \delta_i - x'_{di} I_{Ri} \quad (2.19)$$

na qual V_{Ri} e V_{Li} são, respectivamente, as partes real e imaginária da tensão terminal e I_{Ri} e I_{Li} são, respectivamente, as partes real e imaginária da corrente no estator. O módulo da tensão terminal e a corrente injetada em cada barra de geração i é dada por:

$$|V_{ii}| = \sqrt{V_{Ri}^2 + V_{Li}^2} \quad (2.20)$$

$$I_{Ri} + jI_{Li} = \sum_{k=i}^{nb} Y_{ik} (V_{Rk} + jV_{Lk}) \quad (2.21)$$

sendo Y_{ik} os elementos da matriz $\mathbf{Y}_{bus}$ e nb o número total de barras do sistema.

As equações algébricas (2.21) são eliminadas através de um processo denominado “redução da rede”. Tal redução possibilita a aplicação de grande parte das técnicas de controle atualmente utilizadas em sistemas elétricos de potência. A redução da rede é feita através da inclusão das cargas (convertidas em impedância constante) e as reatâncias transitórias dos geradores na matriz $\mathbf{Y}_{bus}$, e eliminando as barras de carga do sistema através do processo de Eliminação de Gauss, a rede de

transmissão fica reduzida às barras internas dos geradores. Deste modo o sistema de transmissão, as reatâncias transitórias e as cargas são representados pela matriz reduzida Y_r . A figura 2.6 apresenta o esquema de redução descrito acima.

Figura 2.6: Representação do sistema multimáquinas.

Com esta redução, as correntes injetadas nas barras de geração podem ser descritas por:

$$I_{Ri} = \sum_{k=1}^n G_{ik} E'_{qk} \cos \delta_k - B_{ik} E'_{qk} \sin \delta_k \quad (2.22)$$

$$I_{Li} = \sum_{k=1}^n B_{ik} E'_{qk} \cos \delta_k + G_{ik} E'_{qk} \sin \delta_k \quad (2.23)$$

na qual G_{ik} e B_{ik} são, respectivamente, as partes real e imaginária do elemento y_{rik} da matriz Y_r , e n o número de geradores do sistema.

Substituindo (2.22) e (2.23) nas equações (2.16) e (2.17), obtém-se um novo conjunto de equações diferenciais correspondentes aos geradores no sistema reduzido:

$$\dot{\delta}_i = \omega_i \quad (2.24)$$

$$\dot{\omega}_i = \frac{1}{2H_i} [P_{mi} - D\omega_i - \sum_{k=1}^n E'_{qi} E'_{qk} (G_{ik} \cos(\delta_k - \delta_i) - B_{ik} \sin(\delta_k - \delta_i))] \quad (2.25)$$

$$\dot{E}'_{qi} = \frac{1}{\tau'_{do}} [E_{FDi} - E'_{qi} + (x_{di} - x'_{di}) \sum_{k=1}^n (G_{ik} E'_{qk} \sin(\delta_k - \delta_i) + B_{ik} E'_{qk} \cos(\delta_k - \delta_i))] \quad (2.26)$$

Com a redução da rede, o sistema passou a ser constituído apenas pelas equações diferenciais dos geradores. Estas equações não dão informações a respeito da tensão terminal, que é utilizada na equação diferencial do regulador de tensão. Entretanto, as tensões terminais podem ser obtidas por uma equação algébrica, mas esta equação apresenta fortes não linearidades. Tal equação pode ser obtida substituindo (2.18) e (2.19) em (2.20):

$$|V_{ti}| = [E'^2_{qi} + 2E'_{qi} x'_{di} (I_{ti} \cos \delta_i - I_{Ri} \sin \delta_i) + x'^2_{di} (I_{Ri}^2 + I_{ti}^2)]^{1/2} \quad (2.27)$$

As correntes I_{Ri} e I_{ti} podem ser eliminadas da equação (2.27) substituindo (2.22) e (2.23). Assim a expressão final para $|V_{ti}|$ é dada por:

$$\begin{aligned} |V_{ti}| = & [E'^2_{qi} + 2E'_{qi} x'_{di} \sum_{k=1}^n E'_{qk} (B_{ik} \cos(\delta_k - \delta_i) + G_{ik} \sin(\delta_k - \delta_i)) + \\ & + x'^2_{di} \sum_{k=1}^n \sum_{l=1}^n E'_{qk} E'_{ql} (G_{ik} G_{il} \cos(\delta_k - \delta_l) + 2G_{ik} B_{il} \sin(\delta_k - \delta_l) + \\ & + B_{ik} B_{il} \cos(\delta_k - \delta_l))]^{1/2} \end{aligned} \quad (2.28)$$

Todos os dispositivos de sistemas elétricos de potência, necessários ao estudo proposto, foram modelados de acordo com as considerações e aproximações feitas. Dessa forma, o conjunto de equações que descreve o sistema de potência multimáquinas, utilizado neste trabalho, é:

$$\dot{\delta}_i = \omega_i \quad (2.29)$$

$$\dot{\omega}_i = \frac{1}{2H_i} [P_{mi} - D\omega_i - \sum_{k=1}^n E'_{qi} E'_{qk} (G_{ik} \cos(\delta_k - \delta_i) - B_{ik} \sin(\delta_k - \delta_i))] \quad (2.30)$$

$$\dot{E}'_{qi} = \frac{1}{\tau'_{do}} [E_{FDi} - E'_{qi} + (x_{di} - x'_{di}) \sum_{k=1}^n (G_{ik} E'_{qk} \sin(\delta_k - \delta_i) + B_{ik} E'_{qk} \cos(\delta_k - \delta_i))] \quad (2.31)$$

$$\dot{E}_{FDi} = \frac{1}{T_{ei}} [K_{ei}(V_{refi} - |V_{ti}| + V_{si}) - E_{FDi}] \quad (2.32)$$

O conjunto de equações (2.29)-(2.32) será linearizado em torno de um ponto de operação escolhido, pois as pequenas perturbações não afastam significativamente as variáveis de estado do ponto de operação original, e também existem muitas técnicas bastante eficientes para análise e projeto de controladores para sistemas lineares. Com a linearização também é possível fazer uma análise mais detalhada a respeito dos modos de oscilação do sistema. Tais modos de oscilação foram apresentados no capítulo 1 e também serão apresentados no próximo capítulo.

Capítulo 3

ESTABILIDADE A PEQUENAS PERTURBAÇÕES

Quando se propõe o estudo do comportamento de um determinado sistema, é necessário estabelecer os fenômenos que ocorrem em tal sistema e as relações entre as variáveis envolvidas no problema, para que se possa definir quais as ferramentas adequadas para a análise do mesmo.

Este capítulo apresenta o problema de estabilidade a pequenas perturbações, descrevendo suas causas e seus efeitos. Também são apresentadas algumas técnicas utilizadas na análise da estabilidade a pequenas perturbações.

3.1 – Estabelecimento do problema de estabilidade a pequenas perturbações

Os geradores de um sistema elétrico de potência operando em regime permanente possuem seus rotores girando a velocidade síncrona. O ângulo do rotor de cada máquina é dependente das condições de carregamento do sistema. Nesta condição de operação, o ângulo do rotor permanece fixo em seu ponto de equilíbrio original.

No entanto, as cargas do sistema elétrico de potência variam durante a operação diária desse sistema, além disso o sistema está sujeito a faltas aleatórias que se caracterizam por curtos-circuitos severos ou brandos. São considerados curtos-circuitos brandos, aqueles que são eliminados rapidamente pelo sistema de proteção

e a linha retirada não afeta significativamente a transferência de potência entre as barras do sistema.

As variações de cargas e os curtos-circuitos brandos são denominados de pequenas perturbações. Tais perturbações causam uma mudança no ponto de operação (ou ponto de equilíbrio) do sistema. Esta mudança se caracteriza pelo reajuste das variáveis de estado a um novo ponto de equilíbrio. O período de tempo necessário a esse reajuste é denominado de período transitório. Tal período de tempo é geralmente marcado por oscilações eletromecânicas inerentes ao sistema de potência. Os estudos de estabilidade a pequenas perturbações enfocam o comportamento do sistema após a ocorrência de uma pequena perturbação.

O comportamento oscilatório é excitado pela perturbação, tal perturbação gera um desequilíbrio entre a potência elétrica (potência de saída do gerador) e a potência mecânica (potência aplicada ao eixo do gerador). A diferença entre as potências é denominada de potência acelerante (ou desacelerante).

A oscilação na velocidade do gerador causa oscilação no ângulo do rotor, que por sua vez gera oscilação na potência elétrica de saída da máquina. A variação do torque elétrico (o torque elétrico é aproximadamente igual a potência elétrica de saída, com ambas as grandezas referidas em p.u.) pode ser dividida em duas componentes:

$$\Delta T_e = K_{Si} \Delta \delta_i + K_{Di} \Delta \omega_i \quad (3.1)$$

nas quais $K_{Si} \Delta \delta_i$ e $K_{Di} \Delta \omega_i$ são, respectivamente, a componente da variação do torque em fase com a variação do ângulo do rotor (denominada de componente de torque sincronizante) e a componente da variação do torque em fase com a variação da velocidade do rotor (denominada de componente de torque de amortecimento), K_{Si} é o coeficiente de torque sincronizante e K_{Di} é o coeficiente de torque de amortecimento.

A falta de alguma das componentes da variação do torque é prejudicial à estabilidade do sistema. A componente sincronizante é responsável pelo restabelecimento do ângulo do rotor, e a constante K_{Si} pode ser comparada com a constante elástica de um sistema massa-mola. A falta da componente sincronizante

causa instabilidade aperiódica. Já a componente de amortecimento é responsável pelo amortecimento da oscilação do ângulo do rotor, e sua constante K_{Di} pode ser comparada à constante de viscosidade de um fluido. A falta da componente de amortecimento causa instabilidade oscilatória.

Em geradores que operam sem o AVR (E_{FD} constante), a reação da armadura tem um efeito desmagnetizante. Tal efeito reduz a componente de torque sincronizante, essa redução pode causar instabilidade aperiódica. No entanto, as máquinas dos sistemas de potência contemporâneos são equipadas com AVR. O uso de tal regulador aumenta o coeficiente de torque sincronizante, e reduz o coeficiente de torque de amortecimento. Deste modo, o efeito do AVR pode causar instabilidade oscilatória, que está associada à instabilidade do ângulo do rotor. As oscilações do sistema estão associadas ao ponto de operação inicial do sistema, aos parâmetros do sistema e ao tipo de AVR utilizado nas máquinas. Se a oscilação (excitada por uma pequena perturbação) for amortecida, o sistema encontrará um novo ponto de equilíbrio. Nesta condição, diz-se que o sistema é estável. Para uma oscilação não amortecida, o sistema não encontrará um novo ponto de equilíbrio. Então se diz que o sistema é instável.

Os estudos de estabilidade permitiram a identificação de diversos tipos de oscilações em vários sistemas de potência. A classificação mais usual dos tipos de oscilação é:

- **Modos intra-planta:** ocorre entre geradores próximos, geralmente os localizados na mesma unidade geradora, na faixa de frequência de 0,7 a 2,0 Hz (KUNDUR, 1994);
- **Modos locais:** são caracterizados pela oscilação de um gerador isolado contra o resto do sistema de potência, e geralmente ocorre na faixa de frequência de 0,7 a 2,0 Hz (KUNDUR, 1994);
- **Modos inter-área:** envolvem um grupo de geradores oscilando coerentemente contra outro grupo em uma área diferente, e geralmente ocorre na faixa de frequência de 0,1 a 0,7 Hz (KLEIN et al., 1991);

Além destes modos, existem os **modos torcionais** que são causados pela interação dos controladores com a dinâmica do eixo do conjunto turbo-gerador, e os **modos da excitatriz** que são causados pela interação dos controladores com o sistema de excitação. Estes modos surgem devido ao uso de controladores projetados de maneira inadequada (KUNDUR, 1994).

As oscilações pouco amortecidas (ou instáveis) são indesejáveis, pois afetam o limite de transferência de potência do sistema e comprometem o sincronismo das máquinas. Deste modo, o objetivo primário dos estudos de estabilidade a pequenas perturbações é o amortecimento de tais oscilações. O amortecimento das oscilações pode ser realizado através de um controlador denominado de **Estabilizador de Sistemas de Potência**. Uma abordagem mais detalhada a respeito de tais controladores (estabilizadores clássicos) será feita no capítulo 4.

3.2 – Análise de sistemas elétricos de potência submetidos a pequenas perturbações

A resolução numérica das equações (2.29) - (2.32) fornece a resposta do sistema de potência. Entretanto, as pequenas perturbações não afastam significativamente as variáveis de estado do ponto de operação original. Deste modo, o conjunto de equações (2.29) - (2.32) pode ser linearizado no ponto de operação original.

Considere

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) \quad (3.2)$$

$$\Delta \mathbf{x} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_0 \quad (3.3)$$

no qual a equação (3.2) representa o conjunto de equações (2.29)-(2.32) na forma condensada, e $\Delta \mathbf{x}$ é o vetor que representa o pequeno desvio das variáveis de estado em relação ao ponto de equilíbrio $\mathbf{x}_0$. Com essa consideração, a aproximação:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) \approx \mathbf{f}(\mathbf{x}_0) + \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}_0} \Delta \mathbf{x} \quad (3.4)$$

é bastante precisa, e o sistema pode ser representado pela equação linear de espaço de estados do tipo:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \Delta \mathbf{x} \quad (3.5)$$

onde $\mathbf{A}$ é a matriz de estados obtida através do jacobiano $(\partial \mathbf{f} / \partial \mathbf{x})_{\mathbf{x}_0}$. A solução da equação (3.5) fornece uma boa aproximação para a resposta do sistema elétrico de potência, submetido a uma pequena perturbação. A representação do sistema através da equação linear de espaço de estados possibilita a obtenção de informações a respeito da estabilidade do sistema sem a necessidade do cálculo da solução da equação.

Considerando que todos os autovalores da matriz de estados sejam distintos, a resposta do sistema pode ser obtida através da equação (3.6).

$$\Delta \mathbf{x}(t) = \sum_{i=1}^n c_i \mathbf{v}_i e^{\lambda_i t} \quad (3.6)$$

sendo $c_i \in \mathbf{C}$, $\lambda_i \in \mathbf{C}$ e $\mathbf{v}_i \in \mathbf{C}^n$ constantes, n é o número de variáveis de estado utilizadas, e t representa o tempo. Deste modo,

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}(t) = \sum_{i=1}^n \lambda_i c_i \mathbf{v}_i e^{\lambda_i t} \quad (3.7)$$

Combinando as equações (3.5), (3.6) e (3.7), obtém-se:

$$\sum_{i=1}^n \lambda_i c_i \mathbf{v}_i e^{\lambda_i t} = \mathbf{A} \sum_{i=1}^n c_i \mathbf{v}_i e^{\lambda_i t} \quad (3.8)$$

Como os c_i e λ_i são constantes, o problema se reduz a:

$$\lambda \mathbf{v} = \mathbf{A} \mathbf{v} \quad (3.9)$$

que é um problema convencional de cálculo de autovalores e autovetores.

As informações a respeito da estabilidade do sistema podem ser obtidas através dos autovalores da matriz de estados. Cada autovalor λ_i corresponde a um modo de resposta do sistema. O autovalor pode ser real ou complexo, e autovalores complexos ocorrem em pares conjugados. Um autovalor real corresponde a um modo não oscilatório e os pares de autovalores complexos conjugados correspondem a modos oscilatórios.

Suponha que

$$\lambda_i = \bar{\sigma}_i \pm j\bar{\omega}_i \quad (3.10)$$

seja um autovalor complexo associado a um dos modos de resposta do sistema. A parte real $\bar{\sigma}_i$ está associada ao crescimento ou decaimento exponencial da resposta. Já a parte imaginária $\bar{\omega}_i$ determina a frequência angular do respectivo modo de resposta. A frequência da oscilação em Hz é dada por:

$$f_i = \frac{\bar{\omega}_i}{2\pi} \quad (3.11)$$

De acordo com o termo da resposta dependente do tempo ($e^{\lambda_i t}$), um autovalor com parte real negativa está associado a um modo de resposta com decaimento exponencial. Quando todos os autovalores do sistema apresentam parte real negativa, diz-se que o sistema é assintoticamente estável. Autovalores com parte real positiva estão associados a um modo de resposta com crescimento exponencial. Se pelo menos um dos autovalores do sistema apresentar parte real positiva, diz-se que o sistema original é assintoticamente instável.

Cada modo de resposta oscilatório possui um fator de amortecimento, o qual representa a taxa de decaimento (ou crescimento) da amplitude da oscilação do respectivo modo oscilatório, e pode ser obtido por:

$$\zeta_i = \frac{\bar{\sigma}_i}{\sqrt{\bar{\sigma}_i^2 + \bar{\omega}_i^2}} \quad (3.12)$$

Os autovetores também têm importância para a análise do problema. De acordo com a equação (3.6) pode-se observar que os autovetores $\mathbf{v}_i$ fornecem a distribuição dos respectivos modos de resposta entre as variáveis de estado do sistema. O conjunto de elementos de um autovetor $\mathbf{v}_i$ associados com o desvio da velocidade de todos os geradores, constitui os “mode-shapes” da velocidade do rotor (MARTINS & LIMA, 1990).

Capítulo 4

ESTABILIZADORES CLÁSSICOS

Os estabilizadores de sistema de potência se tornaram elementos indispensáveis para os geradores, após a disseminação do uso dos reguladores automáticos de tensão do tipo tiristor (reguladores caracterizados por altos ganhos e pequenas constantes de tempo). Tais estabilizadores garantem a estabilização das oscilações eletromecânicas e conseqüentemente permitem estender os limites de transferência de potência do sistema.

Este capítulo apresenta o efeito do regulador automático de tensão nas oscilações eletromecânicas de baixa frequência, assim como estabelece a metodologia de projeto, ajuste e objetivo de desempenho para estabilizadores clássicos.

4.1 – Modelo Heffron-Phillips

O estabilizador clássico para sistemas de potência foi proposto por DEMELLO & CONCORDIA (1969), com o objetivo principal de amortecer as oscilações eletromecânicas dos modos locais. Naquele trabalho os autores definem o problema de oscilações eletromecânicas de baixa frequência. As análises foram feitas através de um modelo linearizado de uma máquina síncrona de pólos salientes conectada a um barramento infinito. O modelo não leva em consideração a influência das dinâmicas das outras máquinas, pois estas são reduzidas ao barramento infinito. Este modelo é denominado **Modelo Heffron-Phillips**, pelo fato de ter sido desenvolvido por HEFFRON & PHILLIPS (1952). O Modelo Heffron-Phillips descreve o comportamento dinâmico da máquina através de três variáveis de estado: a variação

do ângulo do rotor $\Delta\delta$, variação da velocidade do rotor $\Delta\omega$ e variação da tensão E'_q ($\Delta E'_q$). O referido modelo é apresentado na figura 4.1.

Figura 4.1: Modelo Heffron-Phillips com Estabilizador Clássico.

De acordo com a figura 4.1, pode-se observar que o modelo considera os efeitos do circuito de campo e do sistema de excitação, mas não considera os efeitos dos enrolamentos amortecedores e das correntes parasitas. Este modelo não possibilita a análise dos modos inter-área, por não considerar as interações das dinâmicas das outras máquinas do sistema. Os coeficientes K_1 a K_6 são funções dos parâmetros da máquina, da impedância externa e do ponto de operação da máquina (HEFFRON & PHILLIPS, 1952).

A componente de torque elétrico ΔT_s ($K_1\Delta\delta$) está em fase com $\Delta\delta$ e representa uma parcela do torque sincronizante da máquina. Já o torque ΔT_e , que representa o efeito da variação do fluxo concatenado com o circuito de campo, divide-se em duas componentes, a componente de torque sincronizante e a componente de torque de amortecimento.

É importante mencionar que existem outros modelos lineares que podem ser utilizados para representar um gerador conectado a um barramento infinito. O

Modelo de Sensibilidade de Potência (MSP) apresentado em (COSTA, 1992), por exemplo, é um modelo linear que pode ser usado para representar um gerador conectado a um barramento infinito, através de uma impedância externa. Além disso, o MSP pode ser estendido ao sistema multimáquinas. Tal modelo é baseado no balanço nodal de potência. Entretanto, neste trabalho, preferiu-se adotar o modelo Heffron-Phillips por se tratar de um modelo amplamente difundido.

4.2 – Máquina sem regulador automático de tensão

Como descrito na seção 3.1, o regulador de tensão tem um efeito prejudicial para a operação da máquina em períodos transitórios, podendo causar a instabilidade da máquina. Para determinar a causa do problema, é conveniente analisar o modelo Heffron-Phillips sem o regulador de tensão, conforme mostrado na figura 4.2, e comparar com o modelo com regulador de tensão mostrado na figura 4.1.

Figura 4.2: Modelo Heffron-Phillips sem regulador de tensão.

O laço destacado em vermelho representa a reação da armadura. A tensão aplicada ao enrolamento de campo é mantida constante ($\Delta E_{FDi} = 0$) e a variação do torque elétrico é devida somente à reação da armadura, que tem um efeito desmagnetizante. O efeito da componente de torque ΔT_E , devido à reação da armadura é dado pela expressão:

$$\left. \frac{\Delta T}{\Delta \delta} \right|_{\text{devido a } E_q'} = -\frac{K_2 K_3 K_4}{1 + ST_{do}' K_3} \quad (4.1)$$

Esta componente de torque pode ser dividida em duas componentes: uma componente de torque sincronizante e outra componente de torque de amortecimento. Para uma dada frequência de oscilação, substituindo-se S por $j\omega_n$ os torques são, respectivamente, dados por:

$$\Delta T_{ES} \Big|_{\text{devido a } E_q'} = -\frac{K_2 K_3 K_4}{1 + (\omega_n T_{do}' K_3)^2} \Delta \delta \quad (4.2)$$

$$\Delta T_{ED} \Big|_{\text{devido a } E_q'} = \frac{\omega_n K_2 K_3^2 K_4 T_{do}'}{1 + (\omega_n T_{do}' K_3)^2} j \Delta \delta \quad (4.3)$$

Os coeficientes K_2 , K_3 e K_4 são sempre positivos (DEMELLO & CONCÓRDIA, 1969). Portanto, conclui-se que a reação da armadura introduz uma componente de torque sincronizante negativa que reduz (ou anula em casos extremos) o efeito da componente de torque sincronizante $+\Delta\delta K_1$, e introduz uma componente de torque de amortecimento positiva.

Em regime permanente ($\omega_n = 0$) a componente de torque sincronizante é $-(K_2 K_3 K_4) \Delta \delta$. Nesta condição o produto $K_2 K_3 K_4$ deve ser menor que K_1 ($K_2 K_3 K_4 < K_1$) para que a componente sincronizante devido à reação da armadura não anule a componente positiva de torque sincronizante sob E_q' constante. Ou seja, em regime permanente a condição dada pela equação (4.4) deve ser satisfeita.

$$K_2 K_3 K_4 < K_1 \quad (4.4)$$

Se esta condição não é satisfeita, o torque sincronizante resultante da máquina torna-se negativo, causando assim instabilidade aperiódica.

A variação do torque elétrico pode ser visualizada como um fasor no plano de fase $\Delta\omega - \Delta\delta$ com frequência de oscilação ω_n . A figura 4.3 mostra o torque devido

a reação da armadura e o torque sob E'_q constante ($\Delta\delta K_1$), para uma máquina em regime permanente. A figura 4.4 mostra os torques da figura 4.3 durante o período transitório, juntamente com o torque elétrico resultante, para uma máquina não regulada.

Figura 4.3: Torques no regime permanente. Figura 4.4: Torques no período transitório.

O torque devido à reação da armadura, mostrado na figura 4.4, tem um atraso ϕ em relação ao eixo sincronizante. Tal atraso é introduzido pela constante de tempo do circuito de campo, e quanto maior for a frequência de oscilação maior será o atraso. Entretanto, as frequências de oscilação ocorrem na faixa de 0,1 a 2,0 Hz. Este atraso é uma fonte natural de amortecimento para a máquina.

4.3 – Máquina com regulador automático de tensão

Na seção anterior mostrou-se que a reação da armadura de uma máquina sem o regulador automático de tensão tem um efeito desmagnetizante que reduz o torque sincronizante e aumenta o torque de amortecimento. Nesta seção será analisada a influência do regulador automático de tensão para a estabilidade do sistema.

A componente de torque elétrico produzida pela ação do regulador automático de tensão, devido às variações da tensão terminal da máquina que por sua vez são produzidas pelas variações do ângulo do rotor, pode ser analisada através do diagrama de blocos da figura 4.5.

Figura 4.5: Malha do sistema de excitação com regulador automático de tensão.

A expressão da componente do torque elétrico devido à ação do regulador de tensão é dada por:

$$\Delta T_E|_{K_5} = -\frac{K_2 K_5 K_e}{\left(\frac{1}{K_3} + K_6 K_e\right) + S\left(\frac{T_e}{K_3} + T'_{do}\right) + S^2 T'_{do} T_e} \Delta \delta \quad (4.5)$$

Substituindo S por $j\omega_n$ na equação (4.5) obtém-se as expressões das componentes de torque sincronizante e torque de amortecimento. As componentes real e imaginária desta equação representam respectivamente os torques sincronizante e de amortecimento devido à ação do regulador de tensão. Estas expressões, para uma dada frequência de oscilação são, respectivamente, dadas por (DEMELLO & CONCÓRDIA, 1969):

$$\Delta T_s|_{K_5} = -\frac{K_2 K_5 K_e}{\frac{1}{K_3} + K_6 K_e - \omega_n^2 T'_{do} T_e} \Delta \delta \quad (4.6)$$

$$\Delta T_D|_{K_5} = \frac{K_2 K_5 K_e \left(\frac{T_e}{K_3} + T'_{do}\right) \omega_n}{\left(\frac{1}{K_3} + K_6 K_e - \omega_n^2 T'_{do} T_e\right)^2 + \left(\frac{T_e}{K_3} + T'_{do}\right)^2 \omega_n^2} j \Delta \delta \quad (4.7)$$

Os coeficientes K_2 , K_3 e K_6 são sempre positivos. Portanto, a influência do regulador de tensão na estabilidade da máquina dependerá do coeficiente K_5 , que pode assumir valores positivos ou negativos, e do ganho estático K_e do regulador de tensão. Quando o coeficiente K_5 assume valor positivo o regulador de tensão introduz uma componente de torque de amortecimento positiva. A componente de torque sincronizante negativa não cancela a componente de torque sincronizante sob E'_q constante ($\Delta\delta K_1$) pois, para K_5 positivo, K_1 assume valores elevados, mantendo assim o torque sincronizante resultante positivo.

O coeficiente K_5 , com valor negativo, faz com que a ação do regulador de tensão introduza componente de torque sincronizante positivo e componente de torque de amortecimento negativa. Desta forma, altos ganhos K_e do regulador de tensão favorecem a estabilidade de regime permanente, podendo entretanto introduzir amortecimento negativo. O coeficiente K_5 assume valores negativos para elevados valores de reatância externa (ligações fracas) e altos carregamentos do gerador (DEMELLO & CONCÓRDIA, 1969). O efeito do regulador de tensão pode ser observado na figura 4.6. A figura 4.6 mostra a componente de torque devido à reação da armadura juntamente com a componente de torque sob E'_q constante e a componente devido a ação do regulador automático de tensão. Já a figura 4.7 mostra o torque elétrico resultante. Em ambas as figuras considera-se que o sistema esteja operando com alto carregamento, elevada impedância externa e alto ganho estático K_e do regulador de tensão.

Figura 4.6: Torque devido ao AVR.

Figura 4.7: Torque resultante.

É inevitável operar sistemas elétricos de potência na presença dos fatores que introduzam amortecimento negativo. Deste modo, torna-se necessário a utilização de algum elemento que forneça amortecimento para os geradores do sistema.

4.4 – Projeto de Estabilizadores Clássicos

DEMELLO & CONCÓRDIA (1969) propuseram a utilização de um sinal estabilizante na referência do regulador de tensão. Tal sinal é responsável pela produção de amortecimento extra para o gerador, evitando assim que a máquina perca a estabilidade quando submetida a uma pequena perturbação. O desvio de velocidade do rotor foi escolhido, por eles, como sinal estabilizante, pois a componente de torque de amortecimento está em fase com as variações da velocidade do rotor.

O sinal de velocidade não pode ser introduzido diretamente na referência do regulador de tensão, pois as funções de transferência do regulador de tensão e do circuito de campo, além de introduzir um ganho, introduzem uma defasagem no sinal de entrada. A componente de torque devido ao sinal colocado diretamente na referência do regulador de tensão é atrasada γ graus em relação ao eixo de torque de amortecimento. Os autores sugeriam que o sinal estabilizante deveria ser processado por uma rede de avanço de fase para compensar o atraso introduzido pela malha de controle de tensão. Desta forma, a componente de torque devido ao sinal estabilizante poderia fornecer amortecimento suficiente para as oscilações. O circuito proposto pelos autores é denominado PSS (do Inglês, *Power System Stabilizer*), e ficou conhecido mais tarde como PSS clássico. Tal circuito é responsável pela compensação do atraso de fase introduzido pela malha de controle de tensão, restaurando assim o torque de amortecimento.

A estrutura do estabilizador, proposto por DEMELLO & CONCÓRDIA (1969), é composta por um ganho de realimentação K_{PSS} , um filtro do tipo *washout*, para evitar que o mesmo atue em condições de regime permanente, seguidos pelos circuitos de avanço-atraso. Geralmente, utilizam-se dois blocos de compensação de fase, como mostrado na figura 4.8.

Figura 4.8: Estrutura de um estabilizador clássico.

O PSS deve compensar o atraso de fase introduzido pela função de transferência $GEP_{(s)}$, mostrada na figura 4.5. A função de transferência $GEP_{(s)}$ é dada por:

$$GEP_{(s)} = \frac{\Delta T_E(s)}{\Delta V_{ref}(s)} = \frac{K_2 K_e}{\left(\frac{1}{K_3} + K_6 K_e \right) + \left(\frac{T_e}{K_3} + T'_{do} \right) S + (T_e T'_{do}) S^2} \quad (4.8)$$

Para obter o atraso de fase e o ganho introduzido por $GEP_{(s)}$ é necessário calcular a frequência natural não amortecida do modo local, que é dada por:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{\omega_o \cdot K_1}{2H}} \quad (4.9)$$

na qual ω_o é a frequência síncrona da rede, K_1 é o coeficiente de potência sincronizante e H é a constante de inércia da máquina. Depois de calcular a frequência natural, basta fazer $S = j\omega_n$ em 4.8 e obtém-se a fase e o ganho de função $GEP_{(s)}$.

Para garantir que o PSS forneça apenas componente de torque de amortecimento, deve-se fazer a compensação total do atraso introduzido por $GEP_{(s)}$, ou seja, a condição (4.10) deve ser satisfeita.

$$\angle PSS(s) + \angle GEP(s) = 0 \quad (4.10)$$

O que significa que o atraso de fase produzido pela malha de controle de tensão mais o avanço de fase produzido pelo PSS deve ser igual a zero.

O PSS clássico tem desempenho ótimo apenas no ponto de operação utilizado no projeto, ou seja, seu desempenho altera com a variação das condições de operação

do sistema. Outra desvantagem é o fato de que o modelo utilizado neste tipo de projeto refere-se a uma máquina conectada ao barramento infinito excluindo da modelagem o modo inter-área.

4.5 – Sinais estabilizantes

DEMELLO & CONCÓRDIA (1969) propuseram o desvio de velocidade do eixo do rotor como sinal de entrada para o estabilizador clássico (PSS). Porém, outros sinais proporcionais ao desvio de velocidade podem ser utilizados como entrada para o PSS.

O desvio de frequência da barra terminal do gerador também pode ser utilizado como sinal de entrada para o PSS. O uso deste sinal resulta em desempenho e processo de ajuste diferente do caso onde se usa sinal de desvio de velocidade. O sinal de frequência pode ser obtido através de um transdutor que processa informações de tensão e corrente da barra terminal do gerador. Uma característica peculiar deste sinal é que sua sensibilidade em relação às oscilações do rotor aumenta quando o sistema se torna fraco (quando a reatância externa se torna elevada). Essa característica tende a compensar a redução inerente do ganho de $GEP(s)$, quando o sistema de transmissão se torna fraco. Com o uso do sinal de desvio de frequência o ganho K_{PSS} do PSS pode ser ajustado para condições de ligações fracas, onde a atuação do PSS é necessária, sem comprometer os casos de ligações fortes (sem causar instabilidade). Além disso, o sinal vindo da frequência é mais sensível ao modo inter-área do que para o modo local. Entretanto, este apresenta uma sensibilidade aos ruídos introduzidos no sistema.

O desvio de potência elétrica também pode ser utilizado como sinal de entrada para o PSS, já que as variações de velocidade do rotor do gerador surgem do desbalanceamento entre as potências de entrada e saída do gerador.

Se o rotor do gerador for considerado como um corpo rígido e a potência mecânica não variar, o sinal vindo da potência elétrica pode ser tratado como sinal de velocidade, ou seja, as características de um PSS com sinal de velocidades seriam iguais às características de outro PSS com sinal de potência elétrica. Entretanto, o rotor dos geradores não pode ser considerado como um corpo rígido, devido as

interações torcionais que ocorrem entre o eixo do gerador e os elementos agregados a ele. Desta forma, se a potência mecânica não sofrer grandes variações, a diferença entre um PSS com sinal de velocidade e outro com sinal de potência elétrica estará nas interações torcionais. O sinal de potência tem baixo nível de interação torcional, que é uma vantagem em relação ao sinal de velocidade.

O sinal de desvio da velocidade pode ser sintetizado através da potência acelerante, conforme equação (4.11).

$$\Delta\omega_s = \frac{1}{2H} \int (\Delta P_m - \Delta P_e) dt = \frac{1}{2H} \int \Delta P_a dt \quad (4.11)$$

onde a potência mecânica ΔP_m é mantida constante para facilitar a obtenção da velocidade sintetizada. Através da equação (4.11), pode-se concluir que o sinal estabilizante vindo da potência acelerante está 90° adiantado em relação ao sinal de desvio de velocidade do eixo do gerador.

Em situações na qual a potência mecânica sofre uma variação significativa (variação significativa do ponto de operação), toda a variação da potência elétrica é interpretada pelo PSS como uma variação de potência acelerante. As variações de potência mecânica podem causar variações excessivas de corrente de campo, sendo necessário desativar o PSS nestas condições. Entretanto, o sinal estabilizante é necessário para manter o sistema estável em condições de elevado carregamento e/ou sistemas de transmissão fraco. O PSS com sinal de potência elétrica, além de ser sensível a oscilações de potência mecânica, não apresenta bom desempenho em frequências muito baixas (frequência abaixo do modo local).

Em DEMELLO et al. (1978) foi proposto um PSS baseado no sinal de potência acelerante. Tal sinal difere do sinal de potência elétrica pelo fato de que a potência mecânica é sintetizada através de medições de grandezas elétricas (tensão e corrente da barra terminal do gerador). Através das medições da tensão e corrente terminal pode-se sintetizar a tensão ($E'_q = V_t + jX'_q$), e o ângulo de fase δ da tensão sintetizada determina a posição angular do eixo q do gerador. As variações $\Delta\delta$ refletem as variações da posição do rotor, e portanto, o desvio de frequência ($\Delta f_e = \Delta\delta$) traduz aproximadamente as variações de velocidade do rotor $\Delta\omega$.

O PSS com sinal de potência acelerante utiliza a combinação do sinal sintetizado de velocidade $\Delta\omega_s$ com o sinal de potência elétrica, conforme o esquema mostrado na figura 4.9.

Figura 4.9: Estabilizador clássico com sinal de potência acelerante.

onde $F(s)$ é a função de transferência de um filtro para os modos torcionais, pois o sinal sintetizado da potência mecânica contém componentes torcionais. O esquema do sinal sintetizado de potência mecânica mostrado na figura 4.9 é uma boa aproximação da equação de balanço de potência do gerador. O PSS com sinal de potência acelerante apresenta simultaneamente as características de PSS com sinal de velocidade e PSS com sinal de potência elétrica.

Em 1978 a Ontário-Hydro desenvolveu um PSS cujo sinal de entrada utiliza a integral da potência acelerante (KUNDUR et al., 1981). Tal PSS foi denominado de Delta-P-Omega, e utiliza um sinal vindo da velocidade e outro da potência elétrica para sintetizar um sinal correspondente à integral da variação da potência mecânica. O sinal de entrada deste PSS é o desvio de velocidade equivalente $\Delta\omega_{eq}$, que é sintetizado através da integral das potências mecânica e elétrica. A função de transferência que sintetiza o desvio de velocidade equivalente $\Delta\omega_{eq}$ através dos sinais de desvio de potência elétrica e desvio de velocidade do rotor, é dado por:

$$\Delta\omega_{eq} = \frac{\Delta P_e}{MS} + G(S) \left(\frac{\Delta P_e}{MS} + \Delta\omega \right) \quad (4.12)$$

onde $G(S)$ é a função de transferência do filtro passa-baixa, para eliminar as faixas de frequência do modo torcional. O esquema para a obtenção do sinal sintetizado de desvio de velocidade pode ser visualizado na figura 4.10.

Figura 4.10: Estabilizador clássico Delta-P-Omega.

O PSS que utiliza a velocidade equivalente como entrada, não gera o problema de instabilidade do modo da excitatriz, pois o filtro passa-baixa não está na malha de potência elétrica do PSS (malha principal). O fato deste PSS não causar instabilidade do modo da excitatriz permite a utilização de ganhos mais elevados em relação ao PSS com sinal de desvio de velocidade e de frequência.

4.6 – Ajuste e desempenho

O PSS deve providenciar um amortecimento adequado para o modo local sob todas as condições de operação, principalmente para elevado carregamento do gerador e sistema de transmissão fraco, e simultaneamente providenciar amortecimento para o modo inter-área. Este desempenho pode ser obtido através do ajuste dos parâmetros dos PSSs. Os conceitos de ajuste e objetivo de desempenho dos PSSs foram apresentados por LARSEN & SWANN (1981).

O ajuste dos PSSs projetados segundo a metodologia clássica é realizado através das técnicas de compensação de fase. Estas técnicas permitem uma fácil implementação no campo, quando comparadas com as técnicas de controle multivariáveis, tais como técnicas de controle ótimo e posicionamento regional de pólos.

A função de transferência $GEP(s)$ tem maior ganho e maior atraso de fase para gerador com alto carregamento e sistema de transmissão forte. Portanto, esta é a condição de ajuste para PSS com sinal de desvio de velocidade do rotor e de desvio de potência elétrica. Já para PSS com sinal de desvio de frequência elétrica, a condição de ajuste deve ser de sistema de transmissão fraco a moderado.

Em LARSEN & SWANN (1981) o ganho ótimo é referido como $1/3$ do valor que causa instabilidade (instabilidade do modo da excitatriz). O teste da margem de ganho (verificação do ganho que causa instabilidade) deve ser realizado em condições de operação em que a malha do PSS apresente maior ganho, para desvios de velocidade ou desvios de potência elétrica como sinal de entrada. Para desvio de frequência como sinal de entrada, o ganho de instabilidade pode ser estimado a partir de testes realizado com carga leve, pois a malha do PSS apresenta maior ganho com sistema fraco, e nesta condição é indesejável realizar teste da margem de ganho.

As técnicas de ajuste proporcionam uma considerável robustez ao PSS clássico. Entretanto, deve-se observar que esta não é uma robustez definida na metodologia do projeto, mas sim uma robustez empírica. Essa robustez é obtida a partir da análise do PSS operando em diferentes condições de operação, diferindo da robustez apresentada por controladores baseados em técnicas de controle robusto. Esses controladores robustos permitem que o desempenho permaneça dentro de um limite predeterminado no projeto, independentemente das condições de operação do sistema, conforme será mostrado no próximo capítulo.

Capítulo 5

ESTABILIZADORES ROBUSTOS

Os grandes avanços obtidos nos últimos anos nas áreas de teoria e engenharia de controle têm possibilitado projetos de estabilizadores mais robustos para sistemas elétricos de potência.

Muitas pesquisas na área de estabilizadores buscam controladores capazes de estabilizar o sistema em uma ampla faixa de pontos de operação (robustez de estabilidade) e capazes de manter o desempenho (robustez de desempenho, como por exemplo, o amortecimento mínimo para os modos de oscilação) frente a mudanças no ponto de operação. Os estabilizadores que atendem os requisitos mencionados acima são chamados de estabilizadores robustos.

Este capítulo descreve dois tipos de modelagens de incertezas utilizadas no projeto de controladores para sistemas elétricos de potência, de forma a auxiliar o entendimento da necessidade da utilização de estabilizadores robustos. Por fim, é apresentado o estabilizador robusto que será estudado simultaneamente com o estabilizador clássico.

5.1 – Incertezas do Modelo

Controladores são projetados, em geral, utilizando-se modelos matemáticos que representam o comportamento do sistema físico de interesse. Entretanto, uma representação detalhada do sistema físico acarreta, em geral, em um modelo demasiadamente complexo ou até mesmo inviável para a aplicação das técnicas de controle existentes. Por outro lado, uma representação que não considere todos os detalhes do sistema dá origem a um modelo com incertezas. Tais incertezas referem-

se a diferenças ou erros entre o modelo e o comportamento real do sistema físico (por exemplo, variações de parâmetros e dinâmicas do sistema físico negligenciadas na modelagem). O grau de incertezas do modelo exerce forte influência no desempenho dos controladores projetados através do mesmo.

Os sistemas elétricos de potência são, geralmente, modelados como Sistemas Lineares Invariantes no Tempo, ou LTI (do inglês, *Linear Time Invariant*), quando se deseja projetar controladores para o mesmo. Um modelo não linear é estruturado a partir de um ponto de operação escolhido, e em seguida as equações do sistema são linearizadas em torno deste ponto, obtendo-se um modelo de espaço de estados do tipo:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (5.1)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Cx} \quad (5.2)$$

sendo $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ composto pelas variáveis de estado do sistema, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^p$ é um vetor com as entradas de controle do sistema (que neste trabalho corresponde às entradas ΔV_{si} dos reguladores de tensão), e $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^q$ é o vetor de saídas (que neste trabalho é composto pelo desvio das velocidades angulares $\Delta \omega_i$). Este tipo de modelo geralmente é utilizado em análises e projetos envolvendo técnicas de controle clássicas, e uma desvantagem deste modelo é não incorporar a modelagem das incertezas. Tal modelo não considera as variações do ponto de operação do sistema, pois tal aproximação é obtida a partir de um único ponto de operação. Em projetos de controle clássico, o problema de incertezas no modelo é tratado através do diagrama de Bode ou Nyquist e conceitos de margem de ganho e margem de fase.

Para um bom desempenho do controlador é necessário que a variação dos parâmetros e as dinâmicas não modeladas sejam levadas em consideração no projeto e/ou ajuste do controlador. Desta forma, as pesquisas na área de controle desenvolveram técnicas para representar as incertezas, de forma a possibilitar o projeto de controladores mais robustos.

Na maioria dos sistemas, a estrutura o controlador permanece fixa durante a operação, enquanto os parâmetros da planta variam em torno do valor nominal. A capacidade do controlador em manter a estabilidade de um sistema, frente às variações dos parâmetros (incerteza paramétrica), é chamada de **estabilidade**

paramétrica robusta. A máxima faixa de variação dos parâmetros (medida em uma norma apropriada) na qual o sistema controlado preserva a estabilidade é denominada **margem de estabilidade paramétrica**. Tal margem é um indicador do desempenho do controlador.

As incertezas paramétricas podem ser representadas por um modelo com incerteza aditiva estruturada (FISCHMAN et al., 1997) dado por:

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} + \Delta\mathbf{A})\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (5.3)$$

no qual $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^m$ é um vetor de estados, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^p$ é um vetor de entradas, $\mathbf{A}$ e $\mathbf{B}$ são as matrizes constantes representando um ponto de operação nominal, e $\Delta\mathbf{A}$ representa a incerteza com relação ao elementos da matriz nominal $\mathbf{A}$. Se o sistema for estabilizável, é possível encontrar uma lei de realimentação estática de estados do tipo:

$$\mathbf{u} = \mathbf{K}\mathbf{x} \quad (5.4)$$

de forma a garantir que um índice de desempenho, dado por um determinado funcional, seja sempre menor ou igual a um valor pré-estabelecido. Entretanto, esta modelagem não representa de forma precisa as variações diárias de carga dos sistemas elétricos de potência, pois as incertezas aditivas são incluídas no modelo através de faixas de variação dos elementos da matriz $\mathbf{A}$.

5.2 – Modelagem Politópica

A modelagem com incertezas politópicas (RAMOS, BRETAS & ALBERTO, 2002) é uma alternativa para representar as incertezas dos sistemas elétricos de potência. A aplicação desta modelagem permite a obtenção de um modelo que considera múltiplos pontos de operação do sistema. Este modelo é obtido através da linearização de uma série de pontos de operação típicos do sistema. A explicação mais detalhada da modelagem politópica envolve algumas definições que serão apresentadas a seguir.

Considere o modelo dado por:

$$\dot{\mathbf{x}} \in \Omega \mathbf{x} \quad , \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0 \quad (5.5)$$

onde Ω é um subconjunto no espaço das matrizes $n \times n$ formado pela combinação convexa dos sistemas vértices $\mathbf{M}_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$, para $i = 1, \dots, L$. Ou seja:

$$\Omega = \text{Co}\{\mathbf{M}_1, \dots, \mathbf{M}_L\} \quad (5.6)$$

onde

$$\text{Co } \mathbf{S} := \left\{ \sum_{i=1}^L \lambda_i \mathbf{v}_i \mid \mathbf{v}_i \in \mathbf{S}, \lambda_i \geq 0, \sum_{i=1}^L \lambda_i = 1 \right\}. \quad (5.7)$$

Os sistemas vértices $\mathbf{M}_i$ são construídos a partir da linearização de um ponto de operação do sistema em malha aberta, e $\text{Co } \mathbf{S}$ representa a combinação convexa dos elementos do conjunto $\mathbf{S}$. O conjunto formado pela combinação convexa dos sistemas vértices (conjunto Ω) é denominado politopo. A modelagem apresentada em (5.5) é chamada de **Inclusão Diferencial Linear Politópica (IDL P)**. Qualquer função $\mathbf{x} : \mathbb{R}_+ \rightarrow \mathbb{R}^n$ satisfazendo (5.5) é chamada de trajetória desta IDLP. Considere que

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) \quad (5.8)$$

representa o conjunto de equações (2.29)-(2.32) e suponha que, para cada $\mathbf{x}$ e t , exista uma matriz $\mathbf{G}(\mathbf{x}, t) \in \Omega$ tal que

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}, t) = \mathbf{G}(\mathbf{x}, t)\mathbf{x} \quad (5.9)$$

Segue imediatamente que qualquer solução (ou trajetória) do sistema não linear (5.8) é também uma solução da IDLP definida por Ω . Em (BOYD et al., 1994) são dadas as condições para existência de $\mathbf{G}(\mathbf{x}, t)$.

Como consequência da convexidade do conjunto Ω , ao provar que certas propriedades são válidas para os vértices do politopo, garante-se que as mesmas

também são válidas para todas as matrizes que compõe o conjunto convexo. A estabilidade é uma destas propriedades. A IDLP (5.5) será quadraticamente estável se e somente se existir $\mathbf{P}^T = \mathbf{P} > 0$ tal que:

$$\mathbf{A}^T(t)\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}(t) < 0, \quad \forall \mathbf{A}(t) \in \Omega. \quad (5.10)$$

Para

$$\mathbf{A}(t) = \sum_{i=1}^L \lambda_i \mathbf{M}_i \quad (5.11)$$

e $\sum_{i=1}^L \lambda_i = 1, \lambda_i \geq 0$ obtém-se:

$$\begin{aligned} & \left(\sum_{i=1}^L \lambda_i \mathbf{M}_i^T \right) \mathbf{P} + \mathbf{P} \left(\sum_{i=1}^L \lambda_i \mathbf{M}_i \right) < 0 \Rightarrow \\ \Rightarrow & \sum_{i=1}^L \lambda_i (\mathbf{M}_i^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{M}_i) < 0. \end{aligned} \quad (5.12)$$

Pode-se ver então que, se existir uma matriz $\mathbf{P}^T = \mathbf{P} > 0$ satisfazendo simultaneamente as equações

$$\mathbf{M}_i^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{M}_i < 0, \quad i = 1, \dots, L \quad (5.13)$$

então, o sistema politópico modelado pela IDLP (5.5), é quadraticamente estável. Ou seja, o sistema politópico é quadraticamente estável se existir uma matriz $\mathbf{P}^T = \mathbf{P} > 0$ que satisfaça as equações (5.13) para todos os sistemas vértices ($\mathbf{M}_i$). O conjunto de equações dado em (5.13) está na forma de desigualdades matriciais lineares, ou LMIs (do inglês, *Linear Matrix Inequalities*). As LMIs (5.13) são restrições convexas, e podem ser tratadas como um problema de factibilidade, ou seja, as desigualdades terão solução somente na existência de uma matriz $\mathbf{P}^T = \mathbf{P} > 0$ que satisfaça simultaneamente as restrições (5.13). Os algoritmos de resolução de Desigualdades Matriciais Lineares têm proporcionado resultados bastante promissores em projetos de controladores, além de tornar possível, em certos casos, a análise de sistemas de grande porte, pois existem algoritmos eficientes que utilizam métodos numéricos, capazes de determinar soluções numéricas para sistemas nos quais uma solução analítica seria impossível ou inviável.

O modelo politópico, conforme mencionado anteriormente, é constituído a partir de L modelos LTIs, que representam L pontos de operação típicos do sistema real (podem corresponder, por exemplo, a L diferentes níveis de carga de um sistema elétrico de potências ao longo do dia). Tal procedimento gera uma série de sistemas (sistemas vértices) do tipo.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_i \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} \quad (5.14)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{x} \quad (5.15)$$

para $i = 1, \dots, L$.

A região criada pela combinação convexa dos sistemas vértices modela de maneira satisfatória as incertezas do sistema real. Já a região do modelo que utiliza incertezas aditivas é obtida por meio de uma percentagem dos elementos da matriz nominal $\mathbf{A}$ (ver equação (5.3)). Desta forma, a região de incertezas aditivas fica sujeita a conter pontos ineficazes ou que raramente ocorrem na prática. Através da utilização da modelagem politópica obtém-se um modelo com melhor significado físico, quando comparado com o modelo com incertezas aditivas.

5.3 – Estabilizador Robusto Utilizado

Um estabilizador robusto linear descentralizado e com realimentação dinâmica de saída foi escolhido para ser estudado simultaneamente com o estabilizador clássico. A metodologia de projeto para tal controlador foi proposta em (RAMOS, 2002). Um controlador com realimentação de saída foi escolhido ao invés de um controlador com realimentação de estados, devido às dificuldades de se obter uma medida local correta do ângulo do gerador de interesse (isto se deve ao fato de se adotar uma referência angular comum para o ângulo de todos os geradores). Esta dificuldade inviabiliza o uso de controladores por realimentação de estados. Um controlador com realimentação dinâmica de saída utiliza a lei de realimentação do tipo:

$$\mathbf{u} = \mathbf{K}(S) \mathbf{y} \quad (5.16)$$

sendo $K(S)$ a função de transferência do controlador, cuja realização em espaço de estados é dada por:

$$\dot{\mathbf{x}}_c = \mathbf{A}_c \mathbf{x}_c + \mathbf{B}_c \mathbf{y} \quad (5.17)$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{C}_c \mathbf{x}_c \quad (5.18)$$

onde $\mathbf{x}_c \in \mathbb{R}^n$ é um vetor com os estados do controlador. A equação (5.17) descreve o comportamento dinâmico do controlador em função da saída da planta ($\mathbf{y} \in \mathbb{R}^q$) e a equação (5.18) produz a entrada de controle para o sistema, através da aplicação do ganho $\mathbf{C}_c$. O sistema em malha fechada, composto pelo conjunto de equações (5.1), (5.2), (5.17) e (5.18), pode ser representado por:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{x}} \quad (5.19)$$

sendo

$$\tilde{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B}\mathbf{C}_c \\ \mathbf{B}_c\mathbf{C} & \mathbf{A}_c \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

onde $\tilde{\mathbf{x}} \in \mathbb{R}^{2n}$ é um vetor com os estados do sistema e do controlador.

A robustez de estabilidade do sistema (robustez frente às variações do ponto de operação) é obtida através da utilização da modelagem politópica no projeto do controlador. Desta forma, o controlador garante a estabilização do sistema para os pontos de operação utilizados na construção do sistema politópico e para todos os pontos de operação contidos na fronteira e no interior do politopo. Ou seja, o controlador garante a estabilização de todos os pontos de operação que podem ser gerados a partir da combinação convexa dos vértices do politopo. A metodologia de projeto utilizada também permite definir critérios para a robustez de desempenho do controlador, ou seja, o controlador garante um desempenho mínimo para os pontos de operação contidos no politopo. O critério de desempenho é definido na etapa de projeto do controlador, através do **Posicionamento Regional de Pólos (PRP)**. O PRP impõe uma região D , no plano complexo, onde os autovalores do sistema em malha fechada devem ser posicionados. Além de impor um fator de amortecimento

mínimo, também impõe-se uma taxa de decaimento mínima para os modos de oscilação do sistema em malha fechada. A região D é definida por $\zeta > \zeta_0$ e $\bar{\sigma} < \bar{\sigma}_0$, sendo ζ_0 o fator de amortecimento mínimo do sistema politópico em malha fechada e $\bar{\sigma}_0$ a taxa de decaimento mínima do sistema politópico em malha fechada (a taxa de decaimento mínima $\bar{\sigma}_0$ é definida como o negativo da menor parte real de todos os autovalores do sistema politópico em malha fechada). Desta forma, se todos os pólos do sistema em malha fechada forem distintos e estiverem dentro da região D, garante-se um bom desempenho transitório do sistema (ou seja, garante-se que os modos de resposta do sistema serão amortecidos). O critério de posicionamento regional de pólos pode ser expresso através da abordagem LMI. Todos os autovalores de uma matriz qualquer $\tilde{\mathbf{A}} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ estão contidos na região D do plano complexo, se e somente se existir uma matrix $\tilde{\mathbf{P}} = \tilde{\mathbf{P}}^T > \mathbf{0}$, tal que:

$$\tilde{\mathbf{A}}^T \tilde{\mathbf{P}} + \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}} + 2\bar{\sigma}_0 \tilde{\mathbf{P}} < \mathbf{0} \quad (5.21)$$

e

$$\begin{bmatrix} \sin \theta (\tilde{\mathbf{A}}^T \tilde{\mathbf{P}} + \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}}) & \cos \theta (\tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}} - \tilde{\mathbf{A}}^T \tilde{\mathbf{P}}) \\ \cos \theta (\tilde{\mathbf{A}}^T \tilde{\mathbf{P}} - \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}}) & \sin \theta (\tilde{\mathbf{A}}^T \tilde{\mathbf{P}} + \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}}) \end{bmatrix} < \mathbf{0} \quad (5.22)$$

A região D pode ser visualizada na figura 5.1.

Figura 5.1: Região para o posicionamento de pólos.

A reta delimitada pelo ângulo θ (no semi-plano esquerdo), é a reta que contém os modos estáveis com o mesmo fator de amortecimento, e a reta paralela ao eixo imaginário define a taxa de decaimento mínima. O posicionamento de pólos em regiões LMIs é apresentado estudado mais detalhadamente em (CHIALI & GAHINET, 1996).

A robustez de desempenho é obtida, no projeto do controlador, através da combinação da modelagem politópica com as equações (5.21) e (5.22). Esta combinação é dada por:

$$\tilde{\mathbf{A}}_i^T \tilde{\mathbf{P}} + \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}}_i + 2\bar{\sigma}_0 \tilde{\mathbf{P}} < 0 \quad (5.23)$$

e

$$\begin{bmatrix} \sin \theta (\tilde{\mathbf{A}}_i^T \tilde{\mathbf{P}} + \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}}_i) & \cos \theta (\tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}}_i - \tilde{\mathbf{A}}_i^T \tilde{\mathbf{P}}) \\ \cos \theta (\tilde{\mathbf{A}}_i^T \tilde{\mathbf{P}} - \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}}_i) & \sin \theta (\tilde{\mathbf{A}}_i^T \tilde{\mathbf{P}} + \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}}_i) \end{bmatrix} < 0 \quad (5.24)$$

onde

$$\tilde{\mathbf{A}}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_i & \mathbf{B} \mathbf{C}_c \\ \mathbf{B}_c \mathbf{C} & \mathbf{A}_c \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

para $i=1, \dots, L$, sendo $\mathbf{A}_i$ matrizes relativas aos sistemas vértices obtidos através da linearização do conjunto de equações (2.29)-(2.32). As matrizes $\mathbf{A}_c$, $\mathbf{B}_c$, $\mathbf{C}_c$ (matrizes que definem o controlador) e $\tilde{\mathbf{P}} = \tilde{\mathbf{P}}^T > \mathbf{0}$ são obtidas através da resolução do problema de controle.

O controlador obtido através deste procedimento garante um amortecimento mínimo e uma taxa de decaimento mínima para todos os modos de oscilações do sistema, em todos os pontos de operação contidos no politopo. Entretanto, este conjunto de equações apresenta **Desigualdades Matriciais Bilineares**, ou BMIs (do inglês, *Bilinear Matrix Inequalities*), ou seja, apresentam equações que não são lineares nas variáveis $\mathbf{A}_c$, $\mathbf{B}_c$ e $\mathbf{C}_c$. Equações contendo BMIs, geralmente, são resolvidas através de métodos que utilizam processos iterativos de soluções LMIs. Devido à grande quantidade de variáveis de estado envolvidas no problema, o uso de algoritmos iterativos para resolver o conjunto de equações (5.23) e (5.24), não é uma boa alternativa, pois exigiria elevado esforço computacional. Além disto, as equações

(5.23) e (5.24), em sua formulação original, não permitem a obtenção de um controlador descentralizado (RAMOS, 2002).

Em (RAMOS, 2002) são apresentadas uma mudança de variáveis e uma nova parametrização do problema, que reformula as BMIs do referido conjunto de equações, permitindo que a solução do problema seja obtida através de algoritmos de resolução de LMIs. A descentralização do controlador é obtida por meio de uma nova parametrização aplicada ao problema colocado na formulação LMI, e através da imposição de estruturas bloco diagonais de dimensões apropriadas para as variáveis matriciais envolvidas no problema.

O controlador de amortecimento deve apresentar ganho nulo em regime permanente, pois sua função é amortecer as oscilações eletromecânicas de baixa frequência que surgem nos sistemas elétricos de potência durante o período transitório. Ou seja, o controlador não deve atuar após as oscilações serem significativamente amortecidas, para não produzir deslocamento (*offset*) no ponto de equilíbrio do sistema. O ganho nulo pode ser obtido através da utilização de um filtro do tipo *washout* (semelhante ao utilizado em estabilizadores clássicos). A função de transferência deste filtro é apresentada no Apêndice B. Neste trabalho o filtro foi introduzido na saída da planta (neste caso a velocidade angular do gerador de interesse) através de uma variável de estado adicionada no modelo dos sistemas vértices.

A transformação de variáveis e as parametrizações realizadas na formulação do problema possibilitam, em parte, recuperar o princípio da separação. Ou seja, o ganho de realimentação de estados C_C pode ser calculado sem a necessidade do cálculo das matrizes A_C e B_C . Desta forma, o projeto do controlador robusto pode ser dividido em duas partes:

- i) Cálculo do ganho de realimentação de estados (matriz C_C);
- ii) Cálculo das matrizes que regem a dinâmica do controlador (matrizes A_C e B_C).

Os procedimentos de projeto do controlador robusto linear, com realimentação dinâmica de saída, serão apresentados no Apêndice A. Informações mais detalhadas a respeito do desenvolvimento da metodologia de projeto deste controlador podem ser encontradas em (RAMOS, 2002).

Capítulo 6

TESTES REALIZADOS E RESULTADOS OBTIDOS

O presente capítulo apresenta os testes realizados e os resultados obtidos através das análises de sistemas elétricos de potência equipados com estabilizadores clássicos e robustos operando simultaneamente. Foram projetados **Estabilizadores Clássicos (PSSs)** e **Estabilizadores Robustos (ERs)** utilizando as metodologias descritas nos capítulos 4 e 5, respectivamente. Os referidos estabilizadores foram projetados para dois sistemas teste distintos, com o objetivo de se obter uma análise abrangente da coordenação entre estabilizadores de sistemas elétricos de potência projetados por diferentes metodologias.

Os primeiros testes foram realizados em um modelo de sistema elétrico de potência constituído por 4 geradores. Tal sistema é bastante utilizado nos estudos de estabilidade a pequenas perturbações, e pode ser encontrado, por exemplo, em (KLEIN et al., 1991), (KUNDUR, 1994) e (RAO & SEN, 2000). O segundo sistema teste utilizado neste trabalho é constituído por 10 geradores, e representa parte do sistema elétrico de potência *New England* que pode ser encontrado em (ROGERS, 2000).

6.1 – Sistema teste 1: Sistema com 4 geradores

O primeiro sistema teste utilizado para o estudo das interações entre estabilizadores projetados por diferentes metodologias é um sistema de duas áreas interligadas por uma linha de transmissão longa. Cada área é constituída por dois geradores e uma carga, conforme mostrado no diagrama unifilar da figura 6.1, e os dados completos do sistema podem ser visualizados no Apêndice B.

Figura 6.1: Diagrama Unifilar do Sistema teste 1.

Um característica importante deste sistema, para os estudos realizados neste trabalho, é a presença de um modo inter-área que surge devido à topologia do sistema (duas áreas interligadas por uma linha de transmissão longa) e a outros fatores que foram mencionados no capítulo 1. Além do modo inter-área o sistema apresenta dois modos locais e outros modos de pouco interesse para este trabalho. O modo inter-área ocorre no grupo formado pelos geradores 1 e 2 que oscila coerentemente contra o grupo formado pelos geradores 3 e 4. Os modos locais ocorrem nos geradores 1 e 2 e nos geradores 3 e 4 que oscilam, respectivamente, um contra o outro (oscilam em oposição de fase). O sistema em malha aberta (sem estabilizadores) é instável nas condições de operação do caso base, e os autovalores correspondentes aos modos locais e inter-área são apresentados na figura 6.2. As condições de operação do caso base são apresentadas no Apêndice B.

Os modos de oscilação eletromecânicos foram inicialmente identificados através de análise modal e do cálculo dos fatores de participação e, posteriormente, através de simulações não lineares (resolução do conjunto de equações diferenciais (2.29)-(2.32)). A resposta das variáveis de estado do sistema foi obtida através de simulações não lineares programadas através do *Matlab* e seu *solver* “ode45” (algoritmo para resolução de equações diferenciais ordinárias). Nas simulações utilizou-se limites de +5,0 p.u. e -5,0 p.u. para as tensões de campo, e o gerador 3 foi modelado como barramento infinito para fornecer uma referência angular para o sistema. A perturbação utilizada para excitar os modos de oscilação foi um curto-circuito com duração de 32 ms na barra 8 em $t=3$ s, e em $t=3,032$ s as linhas 7-8 e 8-9 foram desligas (representando o isolamento do defeito). Decorridos 200 ms (em $t=3,232$ s) do isolamento do defeito, o curto-circuito é eliminado e a topologia original da rede é reconstituída através do religamento das linhas. A perturbação

aplicada excita os modos de oscilação devido a alteração do ponto de equilíbrio original. A resposta da velocidade angular dos rotores dos geradores, para o sistema em malha aberta e nas condições de operação do caso base, é mostrada na figura 6.3.

Figura 6.2: Autovalores do Sistema em Malha Aberta (Sistema teste 1).

Figura 6.3: Sistema teste 1 em malha aberta.

Os tempos relativamente curtos, utilizados na aplicação da perturbação, são necessários para que o sistema não se afaste significativamente do ponto de operação original.

6.1.1 – Alocação dos estabilizadores no sistema teste 1

Inicialmente foram projetados estabilizadores clássicos para todos os geradores do sistema (exceto para o barramento infinito). A técnica de sintonia apresentada em LARSEN & SWANN (1981) foi realizada posteriormente ao projeto dos mesmos. Os estabilizadores clássicos foram suficientes para fornecer um bom amortecimento aos modos de oscilação do sistema nas condições de operação do caso base, e os autovalores correspondentes aos modos locais e inter-área podem ser visualizados na figura 6.4.

Figura 6.4: Autovalores do Sistema teste 1 equipado apenas com PSSs.

A resposta da velocidade angular dos rotores dos geradores do sistema equipado apenas com estabilizadores clássicos, nas condições de operação do caso base, é mostrada na figura 6.5.

Figura 6.5: Sistema teste 1 equipado apenas com PSSs.

Após a verificação do desempenho dos estabilizadores clássicos, foram projetados dois estabilizadores robustos com realimentação dinâmica de saída, conforme descrito no capítulo 5, e o procedimento de projeto é descrito no Apêndice A. Nesta primeira etapa os estabilizadores robustos foram projetados, para os geradores 2 e 4, utilizando o modelo Heffron-Phillips associado à modelagem politópica apresentada no capítulo 5. Um politopo com três vértices foi construído através da combinação de diferentes níveis de carga. Um vértice foi construído utilizando as condições de operação do caso base e os outros dois foram construídos considerando variações de +10% e -10% nos valores das cargas do caso base. Nas variações das condições de operação, o fator de potência das cargas foi mantido constante, e também foi adotado um esquema de redespacho de potência ativa, proporcional às constantes de inércia dos geradores, evitando que a barra *slack* assumisse toda a variação de potência do sistema. O sistema vértice apresenta 5 variáveis de estado, incluindo o filtro do tipo *washout* que é utilizado como sinal de entrada do estabilizador robusto. Tal filtro é utilizado para garantir que o ganho em

regime permanente destes controladores seja nulo, ou seja, este filtro evita que o controlador atue em regime permanente. A função de transferência do filtro do tipo *washout* utilizado neste trabalho é apresentada no Apêndice B. O critério de desempenho dos estabilizadores robustos que utilizam o modelo Heffron-Phillips (ERHPs), foi incorporado no projeto a partir da imposição de um fator de amortecimento mínimo de 10% ($\zeta_0=10\%$) e uma taxa de decaimento mínima de 0.01 ($\bar{\sigma}_0 = 0.01$).

O modo local de oscilação de ambos os modelos Heffron-Phillips, utilizados para modelar os geradores 2 e 4, são instáveis nas condições de operação do caso base. Os autovalores associados ao modo local de ambos os modelos (em malha aberta) podem ser visualizados, respectivamente, nas figuras 6.6 e 6.8. As respostas do desvio de velocidade angular dos geradores 2 e 4 em malha aberta e nas condições de operação do caso base são apresentadas, respectivamente, nas figuras 6.7 e 6.9. Estas respostas foram obtidas através de simulações lineares do modelo Heffron-Phillips.

Figura 6.6: Autovalores do modelo Heffron-Phillips em malha aberta (gerador 2).

Figura 6.7: Resposta da velocidade do gerador 2 em malha aberta (Heffron-Phillips).

Figura 6.8: Autovalores do modelo Heffron-Phillips em malha aberta (gerador 4).

Figura 6.9: Resposta da velocidade do gerador 4 em malha aberta (Heffron-Phillips).

Inicialmente o desempenho dos ERHPs projetados foi verificado através do cálculo dos autovalores e de simulações lineares do modelo Heffron-Phillips dos geradores 2 e 4 em malha fechada e na condições de operação do caso base. Os autovalores correspondentes ao modo local de ambos os modelos Heffron-Phillips em malha fechada e nas condições de operação do caso base são apresentados, respectivamente, nas figuras 6.10 e 6.12. As respostas do desvio de velocidade angular dos geradores 2 e 4 foram obtidas através de simulações lineares do modelo Heffron-Phillips. Estas respostas podem ser visualizadas, respectivamente, nas figuras 6.11 e 6.13.

Pode-se observar através das figuras 6.10 a 6.13 que os ERHPs proporcionaram um bom amortecimento para o modo de oscilação presente no modelo Heffron-Phillips de ambos os geradores (geradores 2 e 4). Também foram realizadas análises lineares para as outras condições de operação utilizadas no projeto dos ERHPs, e observou-se uma taxa de amortecimento mínima de 33,32% para todas as condições de operação utilizadas na construção dos sistemas vértices.

Figura 6.10: Autovalores do modelo Heffron-Phillips em malha fechada (gerador 2).

Figura 6.11: Resposta da velocidade do gerador 2 em malha fechada (Heffron-Phillips).

Figura 6.12: Autovalores do modelo Heffron-Phillips em malha fechada (gerador 4).

Figura 6.13: Resposta da velocidade do gerador 4 em malha fechada (Heffron-Phillips).

Finalizada a verificação do desempenho dos ERHPs para o modelo Heffron-Phillips, os mesmos foram simulados nos geradores 2 e 4 do modelo multimáquinas do sistema teste 1. Também foi incluído, simultaneamente, um estabilizador clássico no gerador 1 deste mesmo modelo para verificar as interações entre estes dois tipos de estabilizadores. Os autovalores do modelo multimáquinas do sistema teste 1 em malha fecha (sistema operando com PSS e ERHPs), correspondentes aos modos locais e inter-área, podem ser visualizados na figura 6.14 e a resposta da velocidade angular dos rotores dos geradores é apresentada na figura 6.15. A resposta da velocidade foi obtida através da simulação não linear das equações diferenciais que constituem o modelo multimáquinas do sistema teste 1. Os procedimentos adotados na simulação foram descritos anteriormente.

Figura 6.14: Autovalores do sistema operando com PSS e ERHPs (sistema teste 1).

Figura 6.15: Sistema teste 1 operando simultaneamente com PSS e ERHPs.

Os estabilizadores não produziram amortecimento necessário à estabilização do sistema, apresentando um desempenho inferior quando comparado com o desempenho dos estabilizadores clássicos operando simultaneamente (ver figura 6.5). O baixo desempenho dos controladores se deve ao fato dos estabilizadores robustos terem sido projetados utilizando o posicionamento regional de pólos, como objetivo de projeto, associado ao modelo Heffron-Phillips. Ou seja, os ERHPs foram projetados para estabilizar os pólos do modelo Heffron-Phillips. No entanto, os pólos deste modelo são diferentes dos pólos do modelo multimáquinas. Desta forma, a ação de controle do ERHP não foi capaz de estabilizar os modos de oscilação do sistema.

É importante destacar que os PSSs também foram projetados utilizando o modelo Heffron-Phillips, porém, apresentaram um bom desempenho no amortecimento dos modos eletromecânicos de oscilação. O bom desempenho se deve a utilização de uma técnica de controle no domínio da frequência e devido a aplicação da técnica de sintonia mencionadas no capítulo 4. Ou seja, a técnica clássica de compensação de fase e a sintonia, associadas ao modelo Heffron-Phillips, gera um controlador que apresenta uma ação de controle efetiva e coordenada.

Através de estudos e análises, observou-se que os desempenhos dos estabilizadores clássicos e robustos, operando simultaneamente, podem ser melhorados através da coordenação dos mesmos. Esta coordenação pode ser obtida através da utilização do modelo multimáquinas, incluindo as variáveis de estado dos estabilizadores clássicos, no projeto dos estabilizadores robustos. Desta forma, os estabilizadores robustos projetados utilizando este modelo consideram as dinâmicas dos modos locais, modos inter-área e os efeitos dos estabilizadores clássicos existentes no sistema.

Com base nos indicativos da análise anterior, projetaram-se estabilizadores robustos utilizando o modelo multimáquinas (ERMMs) associado à modelagem politópica apresentada no capítulo 5. Inicialmente foram projetados ERMMs para todos os geradores do sistema teste 1, com o objetivo de verificar o desempenho dos mesmos. Foram utilizados três sistemas vértices para construção do politopo, e as mesmas condições de operação do caso anterior (condições de operação do caso base, e variações de +10% e -10% nas cargas referentes à condição de operação do caso base) foram adotadas. Neste caso, cada sistema vértice é constituído por 15 variáveis de estado, incluindo o estado dos três filtros do tipo *washout*. Os autovalores do modelo multimáquinas do sistema teste 1 (referentes aos modos com menor amortecimento), em malha fechada (operando apenas com ERMMs) e na condição de operação do caso base, são apresentados na figura 6.16. O fator de amortecimento mínimo produzido pelos ERMMs, para as três condições de operação, foi de 35,83%. A figura 6.17 apresenta a resposta da velocidade angular dos rotores dos geradores do sistema teste 1, nas condições de operação do caso base.

Após a verificação do desempenho dos ERMMs, projetados para todos os geradores do sistema, foram projetas ERMMs apenas para os geradores 2 e 4 do modelo multimáquinas do sistema teste 1. Um estabilizador clássico (PSS) também foi incluído no gerador 1 deste sistema. Foram utilizados três sistemas vértices para construção do politopo, e as mesmas condições de operação do caso anterior (condições de operação do caso base, e variações de +10% e -10% nas cargas referentes à condição de operação do caso base) foram adotadas. Neste caso, cada sistema vértice é constituído por 17 variáveis de estado, incluindo as variáveis do

PSS do gerador 1 e dos dois *washouts* dos ERMMs. Adotando-se o modelo multimáquinas, obtém-se estabilizadores (ERMMs) de maior ordem, quando comparados com os estabilizadores do caso anterior (ERHPs).

Os ERMMs e PSS, operando simultaneamente, apresentaram melhor desempenho quando comparados ao desempenho somente dos PSSs operando simultaneamente (ver figura 6.5). Os autovalores do modelo multimáquinas do sistema teste 1, em malha fechada (operando com PSS e ERMMs) e na condição de operação do caso base, são apresentados na figura 6.18. O fator de amortecimento mínimo produzido pelos ERMMs e PSS, para as três condições de operação, foi de 24,85%. A figura 6.19 apresenta a resposta da velocidade angular dos rotores dos geradores do sistema teste 1, nas condições de operação do caso base.

Figura 6.16: Autovalores do sistema operando apenas com ERMMs (sistema teste 1).

Figura 6.17: Sistema teste 1 operando apenas com ERMMS.

Figura 6.18: Autovalores do sistema operando com PSS e ERMMS (sistema teste 1).

Figura 6.19: Sistema teste 1 operando simultaneamente com PSS e ERMMs.

O desempenho dos estabilizadores clássicos e robustos (PSS e ERMMs), operando simultaneamente, também foram verificados para pontos de operação intermediários, onde foram utilizadas variações de $\pm 2\%$, $\pm 5\%$ e $\pm 7\%$ nas cargas da condição de operação do caso base. Estas variações de carga foram realizadas adotando-se os mesmos procedimentos utilizados nos casos anteriores. Através de análises lineares e simulações não lineares, observou-se que os estabilizadores (PSS e ERMMs) também apresentaram um bom desempenho para as condições intermediárias. A figura 6.18 apresenta a resposta da velocidade angular dos rotores dos geradores do sistema teste 1 na condição de operação intermediária que utiliza variação de $+5\%$ em relação às cargas do caso base.

Figura 6.20: Sistema teste 1 operando com PSS e ERMMs (+5% de carga).

Buscando a validação destes resultados, para um sistema de maior dimensão, a próxima seção apresentará uma seqüência de testes utilizando um modelo de sistema elétrico de potência com 10 geradores.

6.2 – Sistema teste 2: Sistema com 10 geradores

Nesta seção será apresentada uma nova seqüência de testes envolvendo os PSSs e ERMMs operando simultaneamente em um sistema de maior dimensão. O sistema utilizado nesta seqüência de testes é o sistema *New England*, constituído por 39 barras e 10 geradores. O diagrama unifilar deste sistema é apresentado na figura 6.21, e seus dados completos são apresentados no Apêndice C. Através de uma análise modal e do cálculo dos fatores de participação do sistema teste 2, em malha aberta e na condição de operação do caso base, identificaram-se 9 modos de oscilação. Dos 9 modos identificados, 8 estão na faixa de frequência dos modos locais e 1 está na faixa de frequência dos modos inter-área. As oscilações na faixa de frequência dos modos locais envolvem geradores isolados e pequenos grupos de 2 a

3 geradores. O modo de oscilação na faixa de frequência dos modos inter-área envolve um grupo formado pelos geradores de 1 a 9, oscilando coerentemente contra o gerador 10. Esta dinâmica se deve ao fato do gerador 10 apresentar potência e constante de inércia grandes, em relação aos outros geradores, pois este gerador representa um equivalente da porção restante do sistema. Por esta razão, o gerador 10 foi escolhido para representar o barramento infinito, fornecendo uma referência angular ao sistema. Devido à utilização de AVRs com pequenas constantes de tempo e altos ganhos, em todos os geradores do sistema, os 9 modos de oscilação identificados são instáveis.

Figura 6.21: Diagrama Unifilar do Sistema *New England* - Sistema teste 2.

Os autovalores do sistema em malha aberta e na condição de operação do caso base, correspondentes aos 9 modos de oscilação, são apresentados na figura 6.22.

Figura 6.22: Autovalores do Sistema teste 2 em malha aberta.

6.2.1 – Alocação dos estabilizadores no sistema teste 2

Seguindo a mesma sequência de testes realizada na seção anterior, foram projetados estabilizadores clássicos (PSSs) para todos os geradores do sistema teste 2. Os PSSs foram sintonizados posteriormente, e observou-se um bom desempenho dos mesmos para as três diferentes condições de operação que serão mencionadas adiante. Os autovalores do sistema teste 2 em malha fechada (operando apenas com PSSs) e na condição de operação do caso base, correspondentes aos modos menos amortecidos, são apresentados na figura 6.23. A resposta da velocidade angular dos rotores dos geradores, para as condições de operação do caso base, é apresentada na figura 6.24, e o fator de amortecimento mínimo produzido pelos PSSs, para as três condições de operação, foi de 12,25%.

Os estabilizadores robustos baseados no modelo Heffron-Phillips (ERHPs) não foram utilizados nesta sequência de testes, pois a ação de controle produzida por eles não foi capaz de estabilizar os pólos do modelo multimáquinas do sistema teste 1. Desta forma, na nova sequência de testes foram utilizados apenas os ERMMs e

PSSs, pois os testes realizados na seção anterior demonstraram que os mesmos apresentam um bom desempenho no amortecimento das oscilações eletromecânicas de baixa frequência.

Figura 6.23: Autovalores do sistema operando apenas com PSSs (sistema teste 2).

Figura 6.24: Sistema teste 2 operando apenas com PSSs.

Nesta nova sequência de testes, os PSSs foram projetados e sintonizados para os geradores 1, 3, 5 e 7 do sistema teste 2. Os PSSs foram distribuídos no sistema de forma a providenciar a estabilização do maior número possível de modos oscilatórios, pois esta é, em geral, a situação que ocorre nos sistemas reais. Tal critério de alocação foi realizado através de uma análise modal e da análise dos fatores de participação associados a cada gerador do sistema. A utilização deste critério permitiu estabilizar 6 dos 9 modos oscilatórios do sistema teste 2. Estabilizadores robustos (ERMMs) foram projetados para os geradores 2, 4, 6, 8 e 9, utilizando os mesmos procedimentos realizados no projeto dos ERMMs da seção anterior. O politopo foi construído a partir de três diferentes condições de operação. Um vértice utiliza a condição de operação do caso base, e os outros dois vértices utilizam variações de +5% e -5% em todas as cargas referentes ao caso base, excluindo a carga do barramento infinito (barra 39). Na obtenção das três condições de operação, manteve-se constante o fator de potência das cargas, e utilizou-se um redespacho de potência ativa, proporcional a constante de inércia de cada gerador, evitando que a barra *slack* assumisse toda a variação de carga do sistema. O procedimento adotado para o redespacho de potência ativa é apresentado no Apêndice B. Como critério de robustez, foi utilizado um fator de amortecimento mínimo de 5% ($\zeta_0=5\%$) e uma taxa de decaimento mínima igual a zero ($\bar{\sigma}_0 = 0$). O critério de desempenho dos ERMMs projetados para o sistema teste 2 é inferior quando comparado com o critério de desempenho dos ERMMs projetados para o sistema teste 1, pelo fato do sistema teste 2, em malha aberta, ser altamente instável (ver figura 6.22). Cada sistema vértice apresenta 53 variáveis de estado, incluindo os estados dos PSSs e dos *washouts*, pois os mesmos foram utilizados como sinal de entrada para os ERMMs). Os autovalores correspondentes aos modos menos amortecidos do sistema teste 2, na condição de operação do caso base e com PSSs e ERMMs operando simultaneamente, são apresentados na figura 6.25. Os PSSs e ERMMs forneceram um fator de amortecimento mínimo de 27,69% aos modos de oscilação do sistema New England nas três condições de operação mencionadas anteriormente.

Figura 6.25: Autovalores do Sistema teste 2 equipado com PSSs e ERMMs.

Para validar as análises lineares foram realizadas simulações não lineares utilizando o *solver* “ode45” do programa *Matlab*. Nas simulações, as tensões de campo foram limitadas em +5 p.u. e -5 p.u., para fornecer maior realismo aos testes realizados. Os modos de oscilação do sistema foram excitados através de um curto-circuito trifásico aplicado no ponto médio da linha 4-5 em $t=3$ s. A linha é isolada pelo sistema de proteção em $t=3.032$ s (curto-circuito com duração de 32 ms), e após a eliminação da falta em $t=3.232$ s a linha é religada e a topologia original do sistema é restabelecida. A resposta das velocidades angulares dos rotores dos geradores, para as condições de operação do caso base, é apresentada na figura 6.26. Também foram realizadas simulações utilizando as outras duas condições de operação (variações de +5% e -5% nas cargas referentes à condição de operação do caso base), e em todas as simulações observou-se um bom desempenho da combinação de estabilizadores projetados por diferentes metodologias, utilizada neste sistema.

Os estudos e teste realizados em ambos os sistemas, mostraram que estabilizadores projetados por diferentes metodologias, operando simultaneamente, podem apresentar um bom desempenho. Através dos testes realizados em ambos os

sistemas constatou-se que desempenho de estabilizadores de sistemas elétricos de potência está diretamente associado à técnica de controle utilizada, ao modelo de sistema adotado e a aplicação de uma técnica de coordenação. Ou seja, o desempenho dos mesmos depende da combinação destes três fatores (técnica de controle utilizada, modelo de sistema adotado e técnica de coordenação aplicada).

Figura 6.26: Sistema teste 2 operando simultaneamente com PSS e ERMMs.

As funções de transferência de todos os estabilizadores robustos e as constantes de tempo dos estabilizadores clássicos utilizados neste trabalho são apresentadas nos Apêndices B e C.

6.3 – Redução do modelo do sistema

Na tentativa de se obter controladores de menor ordem, foi estudada e implementada a técnica para redução de modelos de sistemas elétricos de potência apresentada por SANCHEZ-GASGA (1996). Tal técnica é fundamentada em uma realização não balanceada que utiliza, como base, o espaço truncado dos autovetores

do produto do gramiano de controlabilidade e gramiano de observabilidade. Uma segunda técnica de redução, fornecida pelos comandos do programa *Matlab* (“*balreal*” em conjunto com “*modred*”), também foi utilizada. Esta técnica de redução utiliza uma realização balanceada baseada nos trabalhos apresentados por LAUB et al. (1987), LAUB (1980) e MOORE (1981). Esta técnica de redução gera um modelo reduzido através da eliminação das variáveis de estado que exercem menor influência nas propriedades de entrada e saída do sistema. Ambas as técnicas permitem a obtenção de um modelo linear reduzido preservando os modos de oscilação, entradas e saídas de interesse.

Para a aplicação de ambas as técnicas de redução, o sistema linear original deve ser dividido em dois subsistemas. O subsistema 1 engloba os modos bem amortecidos (subsistema estável), do sistema original, e o subsistema 2 engloba os modos pouco amortecidos e instáveis (subsistema instável¹). O subsistema estável é reduzido através de uma das técnicas apresentadas e depois os dois subsistemas (reduzido e instável) são acoplados. Os dois subsistemas são ilustrados através da conexão paralela apresentada na figura 6.27.

Figura 6.27: Conexão paralela dos subsistemas 1 e 2.

Os testes realizados com os modelos reduzidos gerados não apresentaram sucesso na obtenção de um controlador por realimentação de saídas para tais modelos. O resultado mais satisfatório que se obteve, neste caso, foi a determinação do ganho de

¹ O subsistema 2 deve preservar os modos de interesse, que para este trabalho são os modos pouco amortecidos e instáveis. Tal subsistema foi denominado, neste trabalho, de subsistema instável pelo fato de apresentar modos de oscilação instáveis. No entanto, em outros casos, tal subsistema pode apresentar apenas modos pouco amortecidos.

realimentação de estados ($\mathbf{C}_c$) descentralizado para o modelo reduzido referente ao caso base. Diversas realizações diferentes (obtidas a partir da reordenação dos estados do modelo reduzido) foram testadas, mas nenhuma delas possibilitou a obtenção de um controlador por realimentação de saída.

Além disso, problemas na aplicação do algoritmo de projeto a diferentes realizações de estado do sistema foram observados mesmo sem a aplicação das técnicas de redução mencionadas.

Para realizar a divisão do sistema original o mesmo é colocado na forma canônica modal, através de uma transformação de similaridade. No entanto, quando o sistema é colocado na forma modal, a matriz de entradas do sistema (matriz $\mathbf{B}$), que inicialmente apresentava elementos não nulos (elementos ativos) apenas nas posições referentes à entrada de controle dos geradores de interesse, passa ter elementos ativos (não nulos) em todas as posições. Nos testes realizados com esta nova realização do sistema (sistema na forma modal sem aplicar a técnica de redução), o algoritmo de projeto não foi capaz de gerar um controlador descentralizado. Esta realização possibilitou apenas a obtenção de controladores robustos **centralizados**, ou seja, para estabilizar o sistema foi necessária uma ação de controle dos estabilizadores robustos em todas as entradas de controle do sistema.

Capítulo 7

CONCLUSÕES

O presente texto apresentou estudos e testes que permitiram a análise da coordenação entre estabilizadores de sistema elétricos de potência projetados por diferentes metodologias. A análise proposta neste trabalho foi embasada em uma série de estudos envolvendo campos de pesquisas distintos, tais como estudos sobre modelagem de sistemas elétricos de potência para análise de estabilidade a pequenas perturbações, estudos sobre o problema de estabilidade a pequenas perturbações, estudos sobre estabilizadores clássicos (metodologia de projeto e ajuste), estudos sobre a teoria de controle robusto, estudos sobre a metodologia de projeto do estabilizador robusto apresentado em RAMOS (2002), e por fim, foram realizados estudos para definir as ferramentas computacionais mais adequadas para o desenvolvimento da análise proposta.

Foram realizadas análises envolvendo estabilizadores clássicos e robustos operando simultaneamente. Ambos os estabilizadores são descentralizados e com realimentação de saída. Inicialmente foi analisado o desempenho de estabilizadores clássicos (PSSs) operando simultaneamente com estabilizadores robustos que utilizam o modelo Heffron-Phillips (ERHPs) no procedimento de projeto. Estes dois estabilizadores, operando simultaneamente, não apresentaram um bom desempenho. O baixo desempenho se deve ao fato do ERHP ter como objetivo de projeto o posicionamento regional de pólos associado a um modelo (Heffron-Phillips) cujos pólos não representam de forma satisfatória as dinâmicas do sistema real. Este resultado, associado aos estudos realizados, permitiu concluir que controladores que objetivam o posicionamento regional de pólos do modelo Heffron-Phillips podem não estabilizar adequadamente o sistema real. (e, em certos casos, podem até mesmo

ser detrimental à estabilidade do sistema). A experiência obtida ao longo deste trabalho sugere que, ao utilizar o modelo HP para o projeto de controladores de amortecimento, é preferível empregar algum tipo de abordagem no domínio da frequência (objetivando a compensação de fase na faixa de frequência dos modos eletromecânicos) e uma técnica de coordenação posterior (para atingir um amortecimento coordenado de todos os modos do sistema, medido em termos dos pólos do sistema multimáquinas em malha fechada).

A segunda série de análises foi realizada utilizando estabilizadores clássicos (PSSs) operando simultaneamente com estabilizadores robustos que utilizam o modelo multimáquinas (ERMMS), incluindo as variáveis de estados dos PSSs existentes no sistema. Nesta análise observou-se um bom desempenho dos referidos estabilizadores, operando simultaneamente. O bom desempenho se deve à coordenação dos estabilizadores. Tal coordenação é uma consequência natural da inclusão dos estados dos PSSs no modelo multimáquinas. A desvantagem de se utilizar tal modelo é o fato de se obter estabilizadores robustos de ordem elevada, quando comparada à ordem dos PSSs. No entanto, os modelos reduzidos utilizados neste trabalho não permitiram a obtenção dos estabilizadores robustos (ERMRS), e este é um problema que deve ser investigado mais sistematicamente em trabalhos futuros.

Os estudos e testes realizados mostraram que estabilizadores projetados por diferentes metodologias, nem sempre apresentam um bom desempenho operando simultaneamente. O desempenho está associado à técnica de coordenação aplicada (neste trabalho a coordenação é garantida na fase de projeto através da inclusão dos estados dos PSSs no modelo multimáquinas). Também foi constatado neste trabalho que o desempenho dos estabilizadores de sistema elétricos de potência está associado a uma relação existente entre a técnica de controle utilizada e o modelo adotado para o projeto dos mesmos. Esta relação foi observada no projeto dos estabilizadores robustos que utilizam o modelo Heffron-Phillips (ERHPs), e pode ser melhor compreendida quando se compara o desempenho deste estabilizador com o desempenho do estabilizador clássico (PSS). Ou seja, a metodologia clássica de projeto, que utiliza uma técnica de controle no domínio da frequência, aplicada ao modelo Heffron-Phillips e associada à técnica de sintonia mencionada no capítulo 4,

gera um estabilizador (estabilizador clássico) capaz de amortecer as oscilações dos modos locais e inter-área. Já a metodologia de projeto do ERHP utiliza uma técnica de controle no domínio do tempo, com posicionamento regional de pólos como critério de desempenho, aplicada ao modelo Heffron-Phillips, no entanto, gera um controlador que não é eficiente para o amortecimento dos modos de oscilação dos sistemas elétricos de potência. Esta constatação é um indicativo de que o modelo Heffron-Phillips é mais adequado para metodologias de projeto de estabilizadores que utilizam técnicas de controle no domínio da frequência (compensação do atraso de fase introduzido pelo AVR e circuito de campo, e posterior coordenação dos vários estabilizadores). Já as metodologias que utilizam o posicionamento regional de pólos, como objetivo de projeto, precisam adotar o modelo multimáquinas para gerar controladores efetivos.

Tendo em mente que o objetivo deste trabalho era a análise das interações entre estabilizadores de sistemas elétricos de potência projetados por diferentes metodologias, pode-se inferir que o presente texto atingiu seu objetivo. Este texto demonstrou que o desempenho de estabilizadores de sistemas elétricos de potência está diretamente associado à técnica de controle utilizada, ao modelo de sistema adotado e a aplicação de uma técnica de coordenação. Ou seja, o desempenho dos mesmos depende da combinação destes três fatores (técnica de controle utilizada, modelo de sistema adotado e técnica de coordenação aplicada).

Como seguimento deste trabalho podem ser investigadas outras técnicas de controle associadas aos modelos Heffron-Phillips e Multimáquinas, para estabelecer sistematicamente a relação existente entre os três fatores mencionados anteriormente. Também pode ser investigada a interação entre estabilizadores projetados por diferentes metodologias, utilizando outros estabilizadores robustos e eficientes, que venham a ser desenvolvidos através de novas pesquisas. O fato de não terem sido obtidos estabilizadores robustos adotando-se um modelo reduzido pode estar associado, em parte, à utilização do *solver* “feasp” para a resolução das LMIs (GAHINET et al., 1995). Tal algoritmo busca apenas variáveis matriciais de forma a tornar factíveis as LMIs que constituem o problema de controle. Uma possibilidade a ser investigada é utilização do *solver* “mincx” (também presente no *LMI Control Toolbox do Matlab*) (GAHINET et al., 1995) para a obtenção de estabilizadores

robustos adotando-se o modelo reduzido. O *solver* “mincx” minimiza um objetivo linear dentro do conjunto que torna as LMIs factíveis, e esta característica pode ser utilizada para orientar o processo de otimização na busca do resultado desejado (desde que o referido objetivo linear seja adequadamente definido). No entanto, a metodologia de projeto do estabilizador robusto deve ser adaptada ao referido *solver*. Outra possibilidade que pode ser investigada é a procura por uma realização do sistema compatível com o procedimento de projeto e com o *solver* utilizados neste trabalho.

Bibliografia

ALBERTO, L.F.C. e BRETAS, N.G. – Synchronism Versus Stability in Power Systems, *Electrical Power System and Energy Systems* 21, p.261-267, 1999.

ANDERSON, P.M. e FOUAD, A.A. (1994). *Power System Control and Stability*, IEEE Press

ANGELIDIS, G. e SEMLYEN, A. (1996). Improved methodologies for the calculation of critical eigenvalue clusters in small signal stability analysis, IEEE *Transactions on Power Systems*, v.11, n3, p.1209-1217, aug.

BHATTACHARYYA, S.P.; CHAPPELLAT, H. e KEEL, L.H. (1995). *Robust control - The parametric approach*, Prentice-Hall Inc.

BONFIM, A.L.B; TARANTO, G.N. e FALCÃO, D.M (2000). Simultaneous Tuning of Power System Damping Controllers Using Genetic Algorithms, *IEEE Transactions on Power Systems*, v.15, n.1, p.163-169, feb.

BOUKARIM, G.E.; WANG, S.; CHOW, J.; TARANTO, G.N. e MARTINS, N. (2000). A comparison of classical, robust, and decentralized control designs for multiple power system stabilizers, IEEE *Transactions on Power Systems*, v.15, n.4, p.1287-1292, nov.

BOYD, S.; EL GAHOUI, L.; FERON, E. e BALAKRISHNAN, V. (1994). *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, SIAM, Philadelphia.

- BRETAS, N.G. e ALBERTO, L.F.C. Estabilidade Transitória em Sistemas Eletroenergéticos, *Publicações EESC*, São Carlos, 2000.
- CHEN, C. (1999). *Linear System Theory and Design*, Oxford University Press, New York.
- CHIALI, M. e GAHINET, P. (1996). H_∞ design with pole placement constraints: An lmi approach, *IEEE Transactions on Automatic Control*, v.41, n.3, p.358-367.
- COSTA, V.F. (1992). *Modelo de sensibilidade de potência para análise de oscilações de baixa frequência em sistemas de energia elétrica*. Campinas. 186p. Tese (Doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica, Departamento de Sistemas e Controle de Energia (DSCE).
- CRENSHAW, M.L.; BOLLINGER, K.E.; BYERLY, R.T.; CRESAP, R.L. e outros (1981). Ieee committee report – excitation system models for power system stability studies, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v.PAS-100, n.2, p.494-509, feb.
- DEMELLO, F.P. e CONCORDIA, C. (1969). Concepts of Synchronous machine stability as affected by excitation control, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v.PAS-88, n.4, p.316-329, apr.
- DEMELLO, F.P., HANNETT, L.N. e UNDRILL, J.M. (1978). Practical approaches to supplementary stabilizing from accelerating, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v.PAS-97, n.5, p.1515-1522, sep/oct.
- DOYLE, J.C. e STEIN, G. (1981). Multivariable feedback design: concepts for a classical/modern synthesis, *IEEE Transactions on Automatic Control*, v.AC-26, n.1, p.4-16, feb.

- FERRAZ, J.C.R; MARTINS, N. AND TARANTO, G.N. (2001) Simultaneous Partial Pole Placement for Power System Oscillations Damping Control, *Proceedings of the IEEE PES Winter Meeting*, Columbus, USA.
- FISCHMAN, A.; BAZANELLA, A.S.; SILVA, A.S.; DION, J.M. e DUGARD, L. (1997). Application of linear matrix inequalities techniques to the design of robust coordinated controllers for power systems, *Proceedings of the 3rd IFAC Conference on System Structure and Control*, Bucureste, Romania.
- GAHINET, P.; NEMIROVSKI, A.; LAUB, A.J. e CHIALI, M. (1995). *LMI Control Toolbox User's Guide*, The MATHWORKS Inc.
- GUIMARÃES, C. H. C., TARANTO, G. N., GOMES JR., S. E MARTINS, N. (2000). Projeto de Estabilizadores de Sistemas de Potência por Posicionamento Parcial de Par de Pólos Complexos Conjugados”, *Anais do XIII CBA*, Florianópolis, 11-14 de Setembro.
- HEFFRON, W.G. e PHILLIPS, R.A. (1952). Effect of a modern amplidyne voltage regulator on underexcited operation of large turbine generators, *AIEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v.71, p.692-697, aug.
- KLEIN, M.; ROGERS, G.J. e KUNDUR, P. (1991). A fundamental study of inter-area oscillations in power systems, *IEEE Transactions on Power Systems*, v.6, n.3, p.914-921, aug.
- KLEIN, M.; ROGERS, G.J.; MOORTY, S. e KUNDUR, P. (1992). Analytical investigation of factors influencing power system stabilizers performance, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v.7, n.3, p.382-388, sep.
- KLEIN, M.; LE, L.X.; ROGERS, G.J.; FARROKHPAY, S. e BALU, N.J. (1995). H_{∞} damping controller design in large power systems, *IEEE Transactions on Power Systems*, v.10, n.1, p.158-166, feb.

- KUNDUR, P.; KLEIN, M.; ROGERS, G.J. e ZYWNO, M.S. (1989). Application of power system stabilizers for enhancement of overall system stability, *IEEE Transactions on Power Systems*, v.4, n.2, p.614-621, may.
- KUNDUR, P. (1994). *Power System Stability and Control*, McGraw-Hill.
- KUNDUR, P.; LEE, D.C. E EL-DIN, H.M.Z (1981). Power System Stabilizer for Thermal Units: Analytical Techniques and On-Site Validation, *IEEE Transactions on Power Systems*, v. PAS-100, n.1, p.81-95.
- LARSEN, E.V. e SWANN, D.A. (1981). Applying power system stabilizers, parts i, ii and iii, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v.PAS-100, n.6, p.3017-3048, jun.
- LAUB, A.J. (1980). Computation of Balancing Transformations, Proc. ACC, San Francisco, v.1, paper FA8-E.
- LAUB, A.J., HEATH M.T., PAIGE C.C. E WARD R.C. (1987). Computation of System Balancing Transformations and Other Applications of Simultaneous Diagonalization Algorithms, *IEEE Transactions Automatic Control*, AC-32, pp. 115-122.
- LAW, K.T.; HILL, D.J. e GODFREY, N.R. (1994). Robust co-ordinated avr-pss design, *IEEE Transactions on Power Systems*, v.9, n.3, p.1218-1225, aug.
- MARTINS, N. (1996). Efficient eigenvalue and frequency response methods applied to power systems small-signal stability studies, *IEEE Transactions on Power Systems*.
- MARTINS, N. e LIMA, L.T.G (1990). Determination locations for power system stabilizers and static var compensators for damping electromechanical oscillations in large scale power systems, *IEEE Transactions on Power Systems*, v.5, n.4, p. 1455-1469, nov.

- MARTINS, N. (1997). The dominant pole-spectrum eigensolver, *IEEE Transactions on Power Systems*, v.12, n.1, p. 245-254, feb.
- MOORE, B. (1981). Principal Component Analysis in Linear Systems: Controllability, Observability, and Model Reduction," *IEEE Transactions on Automatic Control*, AC-26, pp. 17-31.
- POUBEIK, P.; GIBBARD, M.J. AND VOWLES, D.J. (2002). Proof of the Equivalence of Residues and Induced Torque Coeficientes for Use in the Calculation of Eigenvalue Shifts, *IEEE Power Engineering Review*, v.22, n. 1 p.58-60, Jan.
- RAMOS, R.A.; ALBERTO, L.F.C. e BRETAS, N.G. (2000). *Modelagem de Máquinas Síncronas Aplicada ao Estudo de Estabilidade de Sistemas Elétricos de Potência*, Publicações EESC, São Carlos.
- RAMOS, R.A.; BRETAS, N.G. e ALBERTO, L.F.C. (2002). Damping controller design for power systems with polytopic representation for operating conditions, *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting* – New York City, USA.
- RAMOS, R.A.; OLIVEIRA, R.V. e BRETAS, N.G. (2002). Analysis of the interactions between classical and modern robust power system stabilizers, *Anais do VIII Symposium of Specialists in Electric Operational and Expansion Planning* – SEPOPE 2002, Brasília.
- RAMOS, R.A. (2002). *Procedimento de Projeto de Controladores Robustos para o Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas em Sistemas de Potência*. São Carlos. 117p. Tese (Doutorado) – Escola de Engenharia de São Carlos - Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia Elétrica (SEL).

- RAO, P.S. AND SEN, I. (2000). Robust Pole Placement Stabilizer Design using Linear Matrix Inequalities, *IEEE Transactions on Power Systems*, v.15, n.1, p.313-319, Feb.
- ROGERS, G. (2000). *Power System Oscillations*, Kluwer Academic Publisher.
- ROY, S. (1999). Influence of amortisseurs on stabilizer design requirements for damping local oscillations of a generator, *IEEE Transactions on Power Systems*, v.14, n.3, p. 935-943, aug.
- SANCHEZ-GASCA, J.J. E CHOW, J.H. (1996) Power System Reduction to simplify the design of damping controllers for interarea oscillations" *IEEE Transactions on Power System*, v.11, n.3, pp. 1342-1349, aug.
- SCAVONE, F.E.; SILVA, A.S.; TROFINO NETO, A. e CAMPAGNOLO, J. M. (1998). Projeto robusto de controladores para sistemas de potência usando técnicas lmi, *Anais do XII Congresso Brasileiro de Automática – CBA 98*, Uberlândia.
- TARANTO, G.N.; CHOW, J.H.. e OTHMAN, H.A. (1995). Robust redesign of power system damping controllers, *IEEE Transactions on Control systems Technology*, v.3, n.3, p.290-298, sep.
- VIEIRA FILHO, X., GOMES, P., GARDOS, I., PEDROSO, A., JARDIM, J. L. E QUEIROZ, V. (1987). "The Influence of the Itaipu 60Hz Excitation System and Stabilizer in the Dynamic Performance of the South/Southeastern Interconnected System", *Anais do I SEPOPE*, 17-21 de Agosto.

Apêndice A

Este apêndice apresenta o procedimento de projeto dos estabilizadores robustos apresentados no capítulo 5. Tais estabilizadores foram utilizados neste trabalho e foram propostos por (RAMOS, 2002). Desta forma, informações mais detalhadas a respeito destes estabilizadores podem ser encontradas no referido trabalho. Inicialmente o procedimento de projeto será apresentado através da figura 1, e em seguida será descrito detalhadamente, incluindo apresentação dos conjuntos de LMIs que compõem o problema.

Figura 1: Fluxograma do procedimento de projeto dos estabilizadores robustos.

Como apresentado na figura 1, pode-se observar que o primeiro passo para o projeto do estabilizador robusto é a escolha das condições de operação do sistema elétrico de potência que serão utilizadas na construção dos sistemas vértices ($\mathbf{A}_i$, $\mathbf{B}$ e $\mathbf{C}$, para $i=1, \dots, L$). As matrizes $\mathbf{B}$ e $\mathbf{C}$ são iguais para todos os sistemas vértices pelo fato das entradas de controle e saídas da planta serem as mesmas para todos os sistemas vértices (ou seja, as propriedades entrada/saída do sistema não variam com o ponto de operação). Os sistemas vértices são construídos a partir da linearização do modelo do sistema nas condições de operação escolhidas. É importante ressaltar que filtros do tipo *washout* devem ser incluídos nos sistemas vértices para garantir que os estabilizadores não atuem em regime permanente. Estes filtros têm como entrada o desvio de velocidade angular dos rotores dos geradores de interesse, e seu sinal de saída corresponde a saída da planta. A função de transferência deste filtro será apresentada no Apêndice B. Os critérios de desempenho do controlador (ζ_0 e $\bar{\sigma}_0$) podem ser definidos após a construção dos sistemas vértices. É relevante mencionar que a descentralização do controlador é obtida através da imposição de estruturas bloco diagonais para as variáveis matriciais dos conjuntos de LMIs que serão apresentados a seguir.

Nesta fase do procedimento, o conjunto de LMIs (primeiro conjunto de LMIs), que determina o ganho de realimentação de estados $\mathbf{C}_c$, pode ser estruturado. Inicialmente deve-se construir as variáveis matriciais $\mathbf{Y}_D$ e $\mathbf{L}_D$, com estruturas bloco diagonais de dimensões apropriadas. Construídas as variáveis matriciais, o conjunto de LMIs pode ser estruturado da seguinte forma:

$$\mathbf{Y}_D > \mathbf{0} \quad (1)$$

$$\mathbf{A}_i \mathbf{Y}_D + \mathbf{Y}_D \mathbf{A}_i^T + \mathbf{B} \mathbf{L}_D + \mathbf{L}_D^T \mathbf{B}^T + 2\bar{\sigma}_0 \mathbf{Y}_D < \mathbf{0} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \text{sen } \theta (\mathbf{A}_i \mathbf{Y}_D + \mathbf{Y}_D \mathbf{A}_i^T + \mathbf{B} \mathbf{L}_D + \mathbf{L}_D^T \mathbf{B}^T) & \text{cos } \theta (\mathbf{Y}_D \mathbf{A}_i^T - \mathbf{A}_i \mathbf{Y}_D + \mathbf{L}_D^T \mathbf{B}^T - \mathbf{B} \mathbf{L}_D) \\ \text{cos } \theta (\mathbf{A}_i \mathbf{Y}_D - \mathbf{Y}_D \mathbf{A}_i^T + \mathbf{B} \mathbf{L}_D - \mathbf{L}_D^T \mathbf{B}^T) & \text{sen } \theta (\mathbf{A}_i \mathbf{Y}_D + \mathbf{Y}_D \mathbf{A}_i^T + \mathbf{B} \mathbf{L}_D + \mathbf{L}_D^T \mathbf{B}^T) \end{bmatrix} < \mathbf{0} \quad (3)$$

para $i = 1, \dots, L$;

As variáveis $\bar{\mathbf{Y}}_D$ e $\bar{\mathbf{L}}_D$ são determinadas a partir da resolução do conjunto de LMIs (1), (2) e (3), e em seguida o ganho de realimentação de estados $\mathbf{C}_C$, pode ser calculado através da equação (4). Neste trabalho utilizou-se o *solver* “feasp” (presente no *LMI Control Toolbox do Matlab*) para a resolução do conjunto de LMIs. O algoritmo deste *solver* busca variáveis matriciais de forma a tornar factível as LMIs que constituem o problema de controle.

$$\mathbf{C}_C = \bar{\mathbf{C}}_C = \bar{\mathbf{L}}_D \bar{\mathbf{Y}}_D^{-1} \quad (4)$$

Conforme mencionado no capítulo 5, a formulação deste problema de controle permite recuperar, em parte, o procedimento de separação clássico. Ou seja, o ganho de realimentação de estados $\mathbf{C}_C$ pode ser calculado sem a necessidade do cálculo das matrizes $\mathbf{A}_C$ e $\mathbf{B}_C$. Desta forma, após o cálculo do ganho de realimentação, as matrizes do estabilizador robusto (matrizes $\mathbf{A}_C$ e $\mathbf{B}_C$) podem ser determinadas a partir do segundo conjunto de LMIs. Antes de estruturar este conjunto de LMIs, é necessário construir as variáveis matriciais $\mathbf{P}_D$, $\mathbf{X}_D$, $\mathbf{F}_D$ e $\mathbf{S}_D$ com estruturas bloco diagonais de dimensões apropriadas, e também calcular a matriz $\bar{\mathbf{A}}_i$, que é dada por:

$$\bar{\mathbf{A}}_i = \mathbf{A}_i + \mathbf{B}\bar{\mathbf{C}}_C \quad (5)$$

para $i=1, \dots, L$;

O segundo conjunto de LMIs pode ser estruturado da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{P}_D & \mathbf{P}_D \\ \mathbf{P}_D & \mathbf{X}_D \end{bmatrix} > \mathbf{0} \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{P}_D \bar{\mathbf{A}}_i + \bar{\mathbf{A}}_i^T \mathbf{P}_D + 2\bar{\sigma}_0 \mathbf{P}_D & \mathbf{P}_D \mathbf{A}_i + \bar{\mathbf{A}}_i^T \mathbf{X}_D + \mathbf{C}^T \mathbf{F}_D^T + \mathbf{S}_D + 2\bar{\sigma}_0 \mathbf{P}_D \\ \mathbf{A}_i^T \mathbf{P}_D + \mathbf{X}_D \bar{\mathbf{A}}_i + \mathbf{F}_D \mathbf{C} + \mathbf{S}_D^T + 2\bar{\sigma}_0 \mathbf{P}_D & \mathbf{A}_i^T \mathbf{X}_D + \mathbf{X}_D \mathbf{A}_i + \mathbf{F}_D \mathbf{C} + \mathbf{C}^T \mathbf{F}_D^T + 2\bar{\sigma}_0 \mathbf{P}_D \end{bmatrix} < \mathbf{0} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{N}_{11} & \mathbf{N}_{12} & \vdots & \mathbf{N}_{13} & \mathbf{N}_{14} \\ * & \mathbf{N}_{22} & \vdots & \mathbf{N}_{23} & \mathbf{N}_{24} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ * & * & \vdots & \mathbf{N}_{33} & \mathbf{N}_{34} \\ * & * & \vdots & * & \mathbf{N}_{44} \end{bmatrix} < \mathbf{0} \quad (8)$$

sendo que

$$\mathbf{N}_{11} = \sin \theta (\mathbf{P}_D \bar{\mathbf{A}}_i + \bar{\mathbf{A}}_i^T \mathbf{P}_D) \quad (9)$$

$$\mathbf{N}_{12} = \sin \theta (\mathbf{P}_D \mathbf{A}_i + \bar{\mathbf{A}}_i^T \mathbf{X}_D + \mathbf{C}^T \mathbf{F}_D^T + \mathbf{S}_D) \quad (10)$$

$$\mathbf{N}_{13} = \cos \theta (\bar{\mathbf{A}}_i^T \mathbf{P}_D - \mathbf{P}_D \bar{\mathbf{A}}_i) \quad (11)$$

$$\mathbf{N}_{14} = \cos \theta (-\mathbf{P}_D \mathbf{A}_i + \bar{\mathbf{A}}_i^T \mathbf{X}_D + \mathbf{C}^T \mathbf{F}_D^T + \mathbf{S}_D) \quad (12)$$

$$\mathbf{N}_{22} = \sin \theta (\mathbf{X}_D \mathbf{A}_i + \mathbf{A}_i^T \mathbf{X}_D + \mathbf{F}_D \mathbf{C} + \mathbf{C}^T \mathbf{F}_D^T) \quad (13)$$

$$\mathbf{N}_{23} = \mathbf{N}_{14}^T \quad (14)$$

$$\mathbf{N}_{24} = \cos \theta (-\mathbf{X}_D \mathbf{A}_i + \mathbf{A}_i^T \mathbf{X}_D - \mathbf{F}_D \mathbf{C} + \mathbf{C}^T \mathbf{F}_D^T) \quad (15)$$

$$\mathbf{N}_{33} = \mathbf{N}_{11} \quad (16)$$

$$\mathbf{N}_{34} = \mathbf{N}_{12} \quad (17)$$

$$\mathbf{N}_{44} = \mathbf{N}_{22} \quad (18)$$

Devido à simetria de (8), os termos indicados por * ficam implicitamente definidos. As matrizes do controlador (matrizes $\mathbf{A}_C$ e $\mathbf{B}_C$) podem ser calculadas depois de encontradas $\bar{\mathbf{P}}_D$, $\bar{\mathbf{X}}_D$, $\bar{\mathbf{F}}_D$ e $\bar{\mathbf{S}}_D$ que tornem factíveis as LMIs (6), (7) e (8), ou seja, após a resolução do segundo conjunto de LMIs. As matrizes $\mathbf{B}_C$ e $\mathbf{A}_C$ são dadas por:

$$\mathbf{B}_C = \mathbf{U}^{-1} \bar{\mathbf{F}}_D \quad (19)$$

onde $\mathbf{U} = \bar{\mathbf{P}}_D - \bar{\mathbf{X}}_D$;

$$\mathbf{A}_C = \mathbf{U}^{-1} \mathbf{M}^T \bar{\mathbf{P}}_D \quad (20)$$

sendo que $\mathbf{M} = \overline{\mathbf{P}}_D^{-1} \overline{\mathbf{S}}_D$. A execução do procedimento descrito neste apêndice gera um estabilizador robusto descentralizado, com realimentação dinâmica de saída, definido pelo modelo em espaço de estados apresentado no capítulo 5.

Apêndice B

Os dados do sistema teste 1, que também são apresentado em (KUNDUR, 1994), dos estabilizadores clássicos e robustos, utilizados neste trabalho, serão apresentados de forma a possibilitar a reprodução dos testes apresentados no presente trabalho. O sistema teste 1 apresenta duas áreas, e é constituído por 11 barras, 7 linhas de transmissão e 4 geradores. Conforme mencionado no capítulo 6, este sistema apresenta modos oscilações na faixa de frequência dos modos locais e inter-área. O seu diagrama unifilar pode ser visualizado na figura 2.

Figura 2: Diagrama unifilar do sistema teste 1.

A barra 8 foi introduzida no ponto médio da linha de interligação para auxiliar a simulação de um curto-circuito (perturbação) na mesma. Os valores de resistências, reatâncias e susceptâncias *shunt* são apresentados na tabela 1, onde todos os valores apresentados estão em p.u. nas bases do sistema de transmissão ($S_{base}=100$ MVA e $V_{base}=230$ kV).

Tabela 1: Dados do sistema de transmissão do sistema teste 1.

Barra Origem	Barra Destino	Resistência [p.u.]	Reatância [p.u.]	Suceptância Shunt [p.u.]
1	5	0	0,017	0
2	6	0	0,017	0

3	11	0	0,017	0
4	10	0	0,017	0
5	6	0,0025	0,025	0,044
6	7	0,0010	0,010	0,018
7	8	0,0110	0,110	0,096
7	9	0,0220	0,220	0,192
8	9	0,0110	0,110	0,096
9	10	0,0010	0,010	0,018
10	11	0,0025	0,025	0,044

As condições de operação utilizadas na construção dos sistemas vértices e nas simulações não lineares, foram determinadas através de estudos de fluxo de carga do sistema. Os dados referentes às condições de operação do caso base são apresentados na tabela 2.

Tabela 2: Condição de operação referente ao caso base (sistema teste 1).

Barra	Carga Ativa [MW]	Carga Reativa [MVar]	[MW] Injetados	[MVar] Injetados	Tensão [p.u.]
1	0	0	700,00	186,01	1,030 $\angle$ 20,5°
2	0	0	700,00	237,00	1,010 $\angle$ 10,7°
3	0	0	719,46	176,25	1,030 $\angle$ -6,8°
4	0	0	700,00	202,45	1,010 $\angle$ -17,0°
5	0	0	0	0	1,006 $\angle$ 14,1°
6	0	0	0	0	0,977 $\angle$ 4,0°
7	967	-100	0	0	0,960 $\angle$ -4,4°
8	0	0	0	0	0,942 $\angle$ -18,4°
9	1767	-250	0	0	0,971 $\angle$ -32,2°
10	0	0	0	0	0,983 $\angle$ -23,7°
11	0	0	0	0	1,008 $\angle$ -13,4°

Os capacitores C1=-200 MVar e C2 =-350 MVar, foram convertidos em impedâncias constantes, utilizando-se os valores do caso base, e foram mantidas para

as outras condições de operação adotadas. Foram utilizadas mais duas condições de operação, na construção dos sistemas vértices, considerando variações de +10% e -10% em todas as cargas da condição de operação referente ao caso base. Nas referidas variações os fatores de potência das cargas foram mantidos constantes, e um redespacho de potência ativa, definido pela equação (21), foi utilizado nos estudo de fluxo de carga.

$$\Delta P_{gi} = \frac{H_i}{\sum_{i=1}^n H_i} \Delta P_{total} \quad (21)$$

sendo n o número de geradores do sistema, ΔP_{total} a variação total da potência ativa nas cargas do sistema, ΔP_{gi} a variação da potência ativa do gerador i e H_i a constante de inércia do gerador i . As outras condições de operação não serão apresentadas, pois podem ser obtidas através do fluxo de carga do sistema, considerando as variações de carga mencionadas anteriormente. Nos estudos de fluxo de carga a barra 3 foi tratada como barra *slack* e também realiza a compensação das perdas. O gerador 3 foi tomado com barramento infinito para fornecer uma referência angular ao sistema.

Os parâmetros dos geradores, utilizados na construção dos sistemas vértices e nas simulações não lineares, são apresentados na tabela 3.

Tabela 3: Parâmetros dos geradores do sistema teste 1.

Gerador	X_d [p.u.]	X_q [p.u.]	X'_d [p.u.]	τ'_{do} [s]	H [s]	D
1	1,8	1,7	0,3	8,0	6,5	9,5
2	1,8	1,7	0,3	8,0	6,5	9,5
3	1,8	1,7	0,3	8,0	6,175	9,5
4	1,8	1,7	0,3	8,0	6,175	9,5

Os parâmetros com valores em p.u. estão na base dos geradores ($S_{gbase}=100$ MVA e $V_{gbase}=20$ kV). Foram utilizados AVRs do mesmo tipo para todos os geradores, seu

equacionamento foi apresentado no capítulo 2. Os parâmetros dos AVR's utilizados neste sistema foram $K_e=200$ e $T_e=0.01$ s.

Na construção dos sistemas vértices foram incluídos filtros do tipo *washout* na saída da planta. Tais filtros utilizaram como entrada o desvio de velocidade do rotor do respectivo gerador. A função de transferência do *washout* utilizado neste trabalho é apresentada na equação 22.

$$x_{\omega i}(s) = \frac{sT_{\omega i}}{1 + sT_{\omega i}} \Delta\omega_i(s) \quad (22)$$

onde $x_{\omega i}$ é uma variável de estado que representa o efeito do i -ésimo filtro e $T_{\omega i}$ é a sua constante de tempo. A constante de tempo utilizada em todos os *washouts* foi $T_{\omega i} = 10$ s.

As análises realizadas no sistema teste 1 utilizaram 3 tipos de estabilizadores, e suas constantes de tempo (estabilizadores clássicos) e funções de transferência (estabilizadores robustos) serão apresentadas adiante. A metodologia de projeto dos estabilizadores clássicos e sua estrutura (figura 4.8) foram apresentadas no capítulo 4. Todos os estabilizadores clássicos utilizados apresentam aos mesmos parâmetros, pois os parâmetros dos geradores são iguais (exceto as constantes de inércia) e o sistema apresenta um razoável grau de simetria. Os valores dos parâmetros dos estabilizadores clássicos utilizados são $K_{pss} = 20$, $T_1 = 0,05$ s, $T_2 = 0,015$ s, $T_3 = 3,5$ s e $T_4 = 4,2$ s. Já os estabilizadores robustos foram incorporados no sistema teste 1 na forma de espaço de estados, conforme apresentado no capítulo 5. No entanto, os estabilizadores robustos serão apresentados neste apêndice em forma de função de transferência, pois esta é uma prática comum na área de controle. As funções de transferência dos estabilizadores robustos projetados para o sistema teste 1, ERHPs e ERMMS, serão apresentadas a seguir na forma zero/pólo/ganho.

As funções de transferência dos estabilizadores robustos projetados serão apresentadas na mesma seqüência das análises realizadas no capítulo 6. Inicialmente serão apresentadas as funções de transferência dos ERHPs (equações (23) e (24)) analisados simultaneamente com o PSS (ver figuras 6.14 e 6.15).

ERHP do gerador 2:

$$F1(s) = -51,5 \frac{(s + 7697,30)(s + 87,67)(s + 18,70)(s + 0,2393)(s)}{(s + 149,74 \pm j59,99)(s + 20,80 \pm j20,47)(s + 1,45)(s + 0,1)} \quad (23)$$

ERHP do gerador 4:

$$F2(s) = -1,4 \frac{(s + 17590,00)(s + 129,47)(s + 18,64)(s + 0,24)(s)}{(s + 43,84 \pm j33,94)(s + 13,83 \pm j23,07)(s + 1,29)(s + 0,1)} \quad (24)$$

As funções de transferência dos ERMMs (equações (25), (26) e (27)) projetados para todos os geradores do sistema (ver figuras 6.16 e 6.17), sem a inclusão de estabilizador no modelo multimáquinas, são apresentadas a seguir.

ERMM do gerador 1:

$$F3(s) = -10673,00 \frac{(s - 2089,1)(s + 98,99)(s + 27,3)(s + 0,12)(s)}{(s + 288,61 \pm j286,39)(s + 82,24)(s + 45,79)(s + 0,24)(s + 0,1)} \quad (25)$$

ERMM do gerador 2:

$$F4(s) = -18126,0 \frac{(s - 698,05)(s + 122,81)(s + 28,15)(s + 0,11)(s)}{(s + 212,67 \pm j217,50)(s + 160,17)(s + 53,52)(s + 0,23)(s + 0,1)} \quad (26)$$

ERMM do gerador 4:

$$F5(s) = 27591,0 \frac{(s + 93,67)(s + 83,39)(s + 19,18)(s + 0,18)(s)}{(s + 105,19 \pm j107,89)(s + 104,46)(s + 51,75)(s + 0,40)(s + 0,1)} \quad (27)$$

Por fim são apresentadas as funções de transferência dos ERMMs (equações (28) e (29)) analisados simultaneamente com o PSS (ver figuras 6.18 e 6.19), ou seja, ERMMs projetados utilizando o modelo multimáquinas com o PSS incluído.

ERMM do gerador 2:

$$F6(s) = -424,0 \frac{(s + 3,95 \pm j 5,96)(s - 1899,60)(s + 154,12)(s + 93,59)}{(s + 112,22 \pm j185,11)(s + 17,52 \pm j8,00)(s + 3,98 \pm j6,89)} \dots$$

$$\dots \frac{(s + 33,77)(s + 32,52)(s + 13,26)(s + 0,65)(s + 0,25)(s + 0,15)(s)}{(s + 148,52)(s + 40,01)(s + 35,61)(s + 0,79)(s + 0,37)(s + 0,25)(s + 0,1)} \quad (28)$$

ERMM do gerador 4:

$$F7(s) = 28097,0 \frac{(s + 81,25)(s + 76,59)(s + 19,35)(s + 0,15)(s)}{(s + 52,10 \pm j44,92)(s + 185,68)(s + 90,64)(s + 0,33)(s + 0,1)} \quad (29)$$

É relevante mencionar que os *washouts* incluídos na planta também fazem parte da estrutura de controle, portanto, foram incluídos nas funções de transferência apresentadas.

As características de ganho e fase do PSS do gerador 2 e das funções de transferência de todos os estabilizadores robustos projetados para o gerador 2 (equações (23), (26) e (28)) serão apresentadas, respectivamente, nas figuras 3, 4, 5 e 6. As referidas figuras representam o diagrama de Bode dos estabilizadores mencionados. A faixa de frequência típica dos modos de oscilações apresentados neste trabalho varia de 0,1 Hz a 2,0 Hz (KUNDUR, 1994). Entretanto, visando explorar o limite superior das frequências típicas, os diagramas foram traçados para a faixa de frequência de 0,1 Hz (0,628 rad/s) a 2,5 Hz (15,708 rad/s).

Através dos Diagramas de Bode pode-se observar que os estabilizadores analisados, com exceção do ERHP, introduzem avanço de fase no sinal da velocidade. O avanço de fase introduzido pelos controladores compensa o atraso de fase introduzido pela AVR e circuito de campo do gerador, de forma a gerar um sinal estabilizante para o amortecimento das oscilações do gerador associado ao respectivo estabilizador. O ERHP apresenta uma característica de fase diferente dos outros controladores pelo fato de utilizar o modelo Heffron-Phillips, cujos pólos são diferentes dos pólos do modelo multimáquinas. O ganho máximo de todos os controladores analisados ocorre no limite superior da faixa de frequência utilizada (2,5 Hz), e seus valores podem ser visualizados na tabela 4.

Figura 3: Diagrama de Bode do PSS do gerador 2.

Figura 4: Diagrama de Bode do ERHP do gerador 2.

Figura 5: Diagrama de Bode do ERMM do gerador 2 (três ERMMs projetados).

Figura 6: Diagrama de Bode do ERMM do gerador 2 (dois ERMMs projetados).

Tabela 4: Ganho dos estabilizadores do sistema teste 1.

Gerador	PSS [magnitude/dB]	ERHP [magnitude/dB]	ERMM ¹ [magnitude/dB]	ERMM [magnitude/dB]
1	20,65 / 26,30	-----	104,71 / 40,40	-----
2	20,65 / 26,30	36,73 / 31,30	60,95 / 35,70	51,88 / 34,30
4	20,65 / 26,30	38,46 / 31,70	42,60 / 32,60	55,59 / 34,90

¹ Os ERMMs citados na quarta coluna foram projetados para todos os geradores do sistema teste 1 utilizando o modelo multimáquinas sem estabilizador, enquanto que os ERMMs citados na quinta coluna foram projetados para os gerados 2 e 4 utilizando o modelo multimáquinas com um PSS no gerador 1.

Apêndice C

Este apêndice apresentará os dados do sistema teste 2, dos estabilizadores clássicos e robustos, utilizados neste trabalho. O sistema teste 2 trata-se de um modelo de ordem reduzida do sistema *New England*, e é constituído por 39 barras, 37 linhas de transmissão e 10 geradores. O seu diagrama unifilar pode ser visualizado na figura 7.

Figura 7: Diagrama unifilar do sistema teste 2.

Os dados do sistema teste 2, referentes a resistências, reatâncias e suceptâncias *shunt* são apresentados na tabela 5, onde todos os valores estão em p.u. referidos nas bases $S_{base}=100$ MVA e $V_{base}=230$ kV.

Tabela 5: Dados do sistema de transmissão do sistema teste 2.

Barra Origem	Barra Destino	Resistência [p.u.]	Reatância [p.u.]	Suceptância Shunt [p.u.]
1	2	0,0035	0,0411	0,6987
1	39	0,0010	0,0250	0,7500
2	3	0,0013	0,0151	0,2572
2	25	0,0070	0,0086	0,1406
3	4	0,0013	0,0213	0,2214
3	18	0,0011	0,0133	0,2138
4	5	0,0008	0,0128	0,1342
4	14	0,0008	0,0129	0,1382
5	6	0,0002	0,0026	0,0434
5	8	0,0008	0,0112	0,1476
6	7	0,0006	0,0092	0,1130
6	11	0,0007	0,0082	0,1389
7	8	0,0004	0,0046	0,0780
8	9	0,0023	0,0363	0,3804
9	39	0,0010	0,0250	1,2000
10	11	0,0004	0,0043	0,0729
10	13	0,0004	0,0043	0,0729
13	14	0,0009	0,0101	0,1723
14	15	0,0018	0,0217	0,3660
15	16	0,0009	0,0094	0,1710
16	17	0,0007	0,0089	0,1342
16	19	0,0016	0,0195	0,3040
16	21	0,0008	0,0135	0,2548
16	24	0,0003	0,0059	0,0680
17	18	0,0007	0,0082	0,1319
17	27	0,0013	0,0173	0,3216
21	22	0,0008	0,0140	0,2565
22	23	0,0006	0,0096	0,1846
23	24	0,0022	0,0350	0,3610

25	26	0,0032	0,0323	0,5130
26	27	0,0014	0,0147	0,2396
26	28	0,0043	0,0474	0,7802
26	29	0,0057	0,0625	1,0290
28	29	0,0014	0,0151	0,2490
12	11	0,0016	0,0435	0
12	13	0,0016	0,0435	0
6	31	0,0000	0,0250	0
10	32	0,0000	0,0200	0
19	33	0,0007	0,0142	0
20	34	0,0009	0,0180	0
22	35	0,0000	0,0143	0
23	36	0,0005	0,0272	0
25	37	0,0006	0,0232	0
2	30	0,0000	0,0181	0
29	38	0,0008	0,0156	0
19	20	0,0007	0,0138	0

Analogamente ao que foi mencionado no Apêndice B, as condições de operação utilizadas na construção dos sistemas vértices e nas simulações não lineares foram determinadas através de estudos de fluxo de carga do sistema. Os dados referentes às condições de operação do caso base são apresentados na tabela 6.

Tabela 6: Condição de operação referente ao caso base (sistema teste 2).

Barra	Carga Ativa [MW]	Carga Reativa [MVar]	[MW] Injetados	[MVar] Injetados	Tensão [p.u.]
1	0	0	0	0	1,036∠ -9,27°
2	0	0	0	0	1,019∠ -6,42°
3	322	2	0	0	0,991∠ -9,41°
4	500	184	0	0	0,955∠ -10,33°
5	0	0	0	0	0,954∠ -9,08°
6	0	0	0	0	0,955∠ -8,31°

7	233	84	0	0	0,947 $\angle$ -10,75°
8	522	176	0	0	0,947 $\angle$ -11,31°
9	0	0	0	0	1,008 $\angle$ -11,13°
10	0	0	0	0	0,961 $\angle$ -5,58°
11	0	0	0	0	0,958 $\angle$ -6,51°
12	8	88	0	0	0,939 $\angle$ -6,50°
13	0	0	0	0	0,960 $\angle$ -6,37°
14	0	0	0	0	0,961 $\angle$ -8,2°
15	320	153	0	0	0,969 $\angle$ -8,54°
16	329	32	0	0	0,988 $\angle$ -6,96°
17	0	0	0	0	0,992 $\angle$ -8,12°
18	158	30	0	0	0,991 $\angle$ -9,07°
19	0	0	0	0	0,989 $\angle$ -1,15°
20	628	103	0	0	0,987 $\angle$ -2,14°
21	274	115	0	0	0,995 $\angle$ -4,50°
22	0	0	0	0	1,022 $\angle$ 0,09°
23	275	85	0	0	1,020 $\angle$ -0,21°
24	309	-92	0	0	0,997 $\angle$ -6,88°
25	224	48	0	0	1,028 $\angle$ -4,96°
26	139	17	0	0	1,018 $\angle$ -6,21°
27	281	76	0	0	0,999 $\angle$ -8,32°
28	206	28	0	0	1,019 $\angle$ -2,50°
29	284	27	0	0	1,020 $\angle$ 0,41°
30	0	0	250,0	165,99	1,047 $\angle$ -3,99°
31	9	5	551,6	149,35	0,982 $\angle$ 0°
32	0	0	650,0	148,19	0,983 $\angle$ 2,32°
33	0	0	632,0	48,543	0,997 $\angle$ 4,04°
34	0	0	508,0	138,58	1,012 $\angle$ 3,04°
35	0	0	650,0	229,03	1,049 $\angle$ 5,07°
36	0	0	560,0	199,23	1,064 $\angle$ 7,80°
37	0	0	540,0	17,783	1,028 $\angle$ 1,84°
38	0	0	830,0	48,844	1,027 $\angle$ 7,48°

39	1104	250	1000,0	216,76	1,030 $\angle$ -10,91°
----	------	-----	--------	--------	------------------------

Nos estudos de fluxo de carga a barra 31 foi tratada como barra *slack* e também realiza a compensação das perdas. Foram utilizadas mais duas condições de operação, na construção dos sistemas vértices, considerando variações de +5% e -5% nas cargas da condição de operação referente ao caso base. A barra 39 não foi incluída nas variações de carga, pois a mesma está conectada ao gerador adotado como barramento infinito (gerador 10), e este gerador é um equivalente da porção restante do sistema, e representa a conexão do sistema New England com o sistema New York. Nas referidas variações os fatores de potência das cargas foram mantidos constantes, e um redespacho de potência ativa, adotando os mesmos procedimentos apresentados no Apêndice B, foi utilizado.

Os parâmetros dos geradores, utilizados na construção dos sistemas vértices e nas simulações não lineares, são apresentados na tabela 7.

Tabela 7: Parâmetros dos geradores do sistema teste 2.

Gerador	X_d [p.u.]	X_q [p.u.]	X'_d [p.u.]	τ'_{do} [s]	H [s]	D
1	0,1000	0,0609	0,0310	10,20	42,0	6,82
2	0,2950	0,2820	0,0697	6,56	30,3	4,87
3	0,2495	0,2370	0,0531	5,70	35,8	5,68
4	0,2620	0,2580	0,0436	6,56	28,6	4,64
5	0,6700	0,620	0,1320	5,40	26,0	4,22
6	0,2540	0,2410	0,0500	7,30	34,8	5,65
7	0,2950	0,2920	0,0490	5,66	26,4	4,28
8	0,2900	0,2800	0,0570	6,70	24,3	3,94
9	0,2106	0,2050	0,0570	4,79	34,5	5,60
10	0,0200	0,0190	0,0060	7,00	500	81,00

Os parâmetros com valores em p.u. estão na base dos geradores ($S_{g_{base}}=100$ MVA e $V_{g_{base}}=20$ kV). Foram utilizados AVR's do mesmo tipo para todos os geradores, seu equacionamento foi apresentado no capítulo 2. Os parâmetros dos AVR's utilizados

neste sistema foram $K_e=100$ e $T_e=0.01$ s. Filtros do tipo *washout* foram introduzidos na saída da planta, conforme mencionado no apêndice anterior.

As análises realizadas no sistema teste 2 utilizaram 2 tipos de estabilizadores, e suas constantes de tempo (estabilizadores clássicos) e funções de transferência (estabilizadores robustos) serão apresentadas adiante. Diferentemente do apêndice anterior, os estabilizadores clássicos utilizados apresentam parâmetros distintos, pois os parâmetros dos geradores são distintos e o sistema apresenta uma estrutura não simétrica. Os valores dos parâmetros dos estabilizadores clássicos utilizados são apresentados na tabela 8.

Tabela 8: Parâmetros dos estabilizadores clássicos do sistema teste 2.

Gerador	T_w [s]	K_{pss} []	T_1 e T_3 [s]	T_2 e T_4 [s]
1	10	30	0,2368	0,0861
2	10	20	0,2257	0,0672
3	10	25	0,2097	0,0717
4	10	20	0,1779	0,0498
5	10	25	0,2124	0,0519
6	10	20	0,2145	0,0667
7	10	25	0,1587	0,0712
8	10	20	0,1899	0,0507
9	10	20	0,1771	0,0967
10	-----	-----	-----	-----

As funções de transferência dos estabilizadores robustos projetados para o sistema teste 2, EMMs, serão apresentadas a seguir na forma zero/pólo/ganho.

ERMM do gerador 2:

$$F1(s) = 1,84 \cdot 10^5 \frac{(s + 1,68 \pm j 8,81)(s + 414,55)(s + 165,01)(s + 97,70)}{(s + 194,16 \pm j 138,29)(s + 69,81 \pm j 43,33)(s + 0,04 \pm j 9,43)} \dots$$

$$\dots \frac{(s + 29,28)(s + 14,31)(s + 8,81)(s + 6,72)(s + 0,40)(s + 0,17)(s)}{(s + 437,21)(s + 25,59)(s + 13,18)(s + 8,80)(s + 0,86)(s + 0,44)(s + 0,1)}$$
(30)

ERMM do gerador 4:

$$F2(s) = 59771,0 \frac{(s + 16,06 \pm j 22,21)(s + 1,52 \pm j 5,15)(s + 337,60)}{(s + 115,18 \pm j 75,75)(s + 17,25 \pm j 21,32)(s + 1,78 \pm j 4,35)} \dots$$

$$\dots \frac{(s + 166,18)(s + 96,74)(s + 20,62)(s + 8,69)(s + 0,25)(s + 0,12)(s)}{(s + 306,33)(s + 173,23)(s + 71,92)(s + 20,40)(s + 0,56)(s + 0,23)(s + 0,1)} \quad (31)$$

ERMM do gerador 6:

$$F3(s) = 69163,0 \frac{(s + 20,73 \pm j 29,50)(s + 1,42 \pm j 4,37)(s + 330,70)}{(s + 149,44 \pm j 64,72)(s + 19,67 \pm j 29,63)(s + 1,62 \pm j 3,64)} \dots$$

$$\dots \frac{(s + 131,56)(s + 107,88)(s + 15,30)(s + 6,39)(s + 0,29)(s + 0,11)(s)}{(s + 357,65)(s + 168,53)(s + 31,81)(s + 14,29)(s + 0,52)(s + 0,23)(s + 0,1)} \quad (32)$$

ERMM do gerador 8:

$$F4(s) = 1,39 \cdot 10^5 \frac{(s + 22,48 \pm j 17,19)(s + 2,65 \pm j 7,49)(s + 295,21)}{(s + 110,27 \pm j 64,39)(s + 22,71 \pm j 17,79)(s + 1,41 \pm j 6,23)} \dots$$

$$\dots \frac{(s + 96,34)(s + 72,76)(s + 18,83)(s + 8,34)(s + 0,41)(s + 0,15)(s)}{(s + 361,66)(s + 198,87)(s + 45,69)(s + 18,81)(s + 0,68)(s + 0,41)(s + 0,1)} \quad (33)$$

ERMM do gerador 9

$$F5(s) = 8948,30 \frac{(s - 112,32)(s + 102,62)(s + 18,64)(s + 0,14)(s)}{(s + 125,45 \pm j 128,25)(s + 33,59 \pm j 28,71)(s + 0,47)(s + 0,1)} \quad (34)$$

Os filtros do tipo *washout* foram incluídos nas funções de transferência apresentadas.