PROCEDIMENTO DE PROJETO DE CONTROLADORES ROBUSTOS PARA O AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES ELETROMECAÑICAS EM SISTEMAS DE POTÊNCIA

Rodrigo Andrade Ramos

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

ORIENTADOR: Prof. Newton G. Bretas

COORIENTADOR: Prof. Luís F. C. Alberto

São Carlos

2002

*Para Nivaldo, Maria Inês,
Ana Paula e Paulinha.*

Agradecimentos

À FAPESP (Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo), pelo apoio financeiro concedido a esta pesquisa de doutoramento.

Aos professores Newton Bretas e Luís Alberto, pela orientação, tanto científica quanto pessoal, dada durante este período.

Aos demais integrantes do LACO (Laboratório de Análise Computacional em Sistemas Elétricos de Potência), pela amizade e pelo bom ambiente de trabalho, renovado ao longo destes anos.

A todas as pessoas que contribuíram, de alguma forma, para a realização deste trabalho: Ricardo e Daniel Thomé, Paulo Forcina, Marconi Barbosa, Julio e Cláudio Giachetto, Bruno Galati, Cláudia Aquilino, Danielle Reinert e Paulo Castro.

Aos parentes mais próximos, que também foram importantes nestes últimos anos: Lourdes e Lúcia Ramos, Acácio e Elisabeth Dias, Antônio, Marta e Paulo Rodrigues.

E, finalmente, à minha família: Paulinha, Ana Paula, Maria Inês e Nivaldo.

Conteúdo

Resumo	xii
Abstract	xiv
1 INTRODUÇÃO	1
2 MODELAGEM DE UM SISTEMA DE POTÊNCIA	5
2.1 Modelo de um eixo da máquina síncrona	5
2.2 Regulador automático de tensão	8
2.3 Modelos da rede de transmissão e das cargas	9
2.4 Equações do sistema com a rede reduzida	11
3 O PROBLEMA DE OSCILAÇÕES ELETROMECCÂNICAS	15
3.1 Resposta de um sistema a pequenas perturbações	16
3.2 Caracterização dos tipos de oscilações	21
3.3 O estabilizador clássico	25
4 A METODOLOGIA PROPOSTA PARA O PROJETO DE CONTROLADORES	30
4.1 Projeto e sintonia de controladores de amortecimento para sistemas de potência	31
4.2 A Metodologia Proposta	36

<i>CONTEÚDO</i>	ii
4.2.1 Realimentação de saída	39
4.2.2 Robustez	41
4.2.3 Critérios de desempenho	46
4.2.4 Descentralização	49
4.2.5 Ganho nulo em regime permanente	55
4.3 Procedimento Proposto para o Projeto dos Controladores Robustos	56
5 TESTES REALIZADOS E RESULTADOS OBTIDOS	62
5.1 Sistema Teste 1: O Modelo de Duas Áreas	63
5.2 Sistema Teste 2: O Sistema <i>New England</i>	74
6 Conclusões	85
Apêndice A	91
Apêndice B	100
Apêndice C	119

Lista de Figuras

2.1	Máquina síncrona de dois pólos	6
2.2	Cálculo da posição do eixo q	10
2.3	Representação do sistema multimáquinas	12
3.1	Sistema Máquina X Barramento Infinito.	23
3.2	Sistema de duas áreas.	24
3.3	Modelo Heffron-Phillips com PSS clássico.	26
3.4	Estrutura clássica de PSS.	27
4.1	Crítérios de PRP adotados neste trabalho.	47
5.1	Modelo de duas áreas (sistema teste 1).	64
5.2	Autovalores do sistema em malha fechada (sistema teste 1).	67
5.3	Amortecimento do modo local.	69
5.4	Amortecimento do modo inter-área.	70
5.5	Amortecimento em condições intermediárias de operação.	71
5.6	Tensões terminais em condições intermediárias de operação.	72
5.7	Tensões de campo em condições intermediárias de operação.	73
5.8	Amortecimento em condições de baixa carga.	74
5.9	Tensões terminais em condições de baixa carga.	75
5.10	Sistema New England (sistema teste 2).	76

5.11	Autovalores do sistema em malha fechada (sistema teste 2).	79
5.12	Amortecimento com RDCs (sistema New England no caso base).	80
5.13	Tensões terminais (sistema New England no caso base).	81
5.14	Amortecimento com RDCs (sistema teste 2, +7,5% de carga).	82
5.15	Tensões terminais no sistema teste 2 (+7,5% de carga).	83
5.16	Amortecimento com RDCs (sistema teste 2, -7,5% de carga).	84
5.17	Tensões terminais no sistema teste 2 (-7,5% de carga).	84
1	Diagrama unifilar do sistema teste 1.	91
2	Autovalores do sistema em malha aberta (sistema teste 1).	94
3	Diagrama de Bode para o RDC do gerador 1.	98
4	Diagrama de Bode para o RDC do gerador 2.	98
5	Diagrama de Bode para o RDC do gerador 4.	99
6	Diagrama de Bode para os PSSs clássicos dos geradores 1, 2 e 4.	99
7	Diagrama unifilar do sistema teste 2.	100
8	Autovalores do sistema em malha aberta (sistema teste 2).	106
9	Análise do modo $0,1389 \pm j3,3933$.	107
10	Diagrama de Bode para o RDC do gerador 1.	109
11	Diagrama de Bode para o RDC do gerador 2.	110
12	Diagrama de Bode para o RDC do gerador 3.	110
13	Diagrama de Bode para o RDC do gerador 4.	111
14	Diagrama de Bode para o RDC do gerador 5.	111
15	Diagrama de Bode para o RDC do gerador 6.	112
16	Diagrama de Bode para o RDC do gerador 7.	112
17	Diagrama de Bode para o RDC do gerador 8.	113
18	Diagrama de Bode para o RDC do gerador 9.	113
19	Análise do modo $0,4120 \pm j6,4547$.	115

20	Análise do modo $0, 3913 \pm j6, 8285$	115
21	Análise do modo $0, 3008 \pm j7, 3490$	116
22	Análise do modo $0, 2669 \pm j8, 0331$	116
23	Análise do modo $0, 1830 \pm j8, 1576$	117
24	Análise do modo $0, 2021 \pm j9, 2469$	117
25	Análise do modo $0, 1355 \pm j9, 7178$	118
26	Análise do modo $0, 1695 \pm j9, 8565$	118

Lista de Tabelas

5.1	Características dos sistemas vértices (sistema teste 1).	66
5.2	Modos de mais baixa frequência dos vértices (sistema teste 2).	78
1	Condições de operação do caso base (sistema teste 1).	92
2	Parâmetros dos geradores (sistema teste 1).	93
3	Dados do sistema de transmissão (sistema teste 2).	102
4	Dados para o fluxo de carga do caso base (sistema teste 2).	104
5	Dados dos geradores no caso base (sistema teste 2).	105

Lista de Abreviaturas e Siglas

AVR	-	<i>Automatic Voltage Regulator</i>
BMI	-	<i>Bilinear Matrix Inequality</i>
FACTS	-	<i>Flexible Alternating Current Transmission System</i>
HP	-	Modelo Heffron-Phillips
LDI	-	<i>Linear Differential Inclusion</i>
LIT	-	Sistema Linear Invariante no Tempo
LMI	-	<i>Linear Matrix Inequality</i>
PLDI	-	<i>Polytopic Linear Differential Inclusion</i>
PRP	-	Posicionamento Regional de Pólos
PSS	-	<i>Power System Stabilizer</i>
RAM	-	<i>Random Access Memory</i>
RDC	-	<i>Robust Damping Controller</i>
SEP	-	Sistema(s) Elétrico(s) de Potência
TGR	-	<i>Transient Gain Reduction</i>

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]
P_{mi}	-	Potência mecânica do gerador i , [p.u.]
I_{qi}	-	componente da corrente de estator ao longo do eixo em quadratura do gerador i , [p.u.]
I_{di}	-	componente da corrente de estator 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.]
V_{di}	-	componente da tensão terminal ao longo do eixo direto do gerador i , [p.u.]
x'_{qi}	-	reatância transitória de eixo em quadratura do gerador i , [p.u.]
x'_{di}	-	reatância transitória de eixo direto do gerador i , [p.u.]
x_{di}	-	reatância síncrona de eixo direto 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 , [p.u.]
T_{ei}	-	constante de tempo do regulador de tensão do gerador i , [p.u.]
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 de correntes injetadas na rede de transmissão, [p.u.]
$\mathbf{V}$	-	vetor de tensões nos barramentos da rede de transmissão, [p.u.]
$\mathbf{Y}$	-	matriz admitância da rede de transmissão, [p.u.]
V_i	-	módulo 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_{Xi}	-	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_{Xi}	-	componente da corrente do estator do gerador i ao longo do eixo imaginário da referência síncrona comum, [p.u.]
$\mathbf{Y}_m$	-	matriz admitância modificada da rede de transmissão, [p.u.]
G_{ik}	-	Parte real do elemento ik da matriz $\mathbf{Y}_m$
B_{ik}	-	Parte imaginária do elemento ik da matriz $\mathbf{Y}_m$

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)
$\mathbf{v}$	- autovetor à direita associado a um autovalor λ
$\mathbf{w}$	- autovetor à esquerda associado a um autovalor λ
ζ	- fator de amortecimento
f	- frequência de oscilação, [Hz]
p	- fator de participação
V_∞	- tensão do barramento infinito no modelo Heffron-Phillips, [p.u.]
X_e	- reatância externa no modelo Heffron-Phillips, [p.u.]
P_{tie}	- potência ativa transmitida através da linha de interligação do sistema teste 1, [MW]
$K1$ a $K6$	- parâmetros do modelo Heffron-Phillips
s	- frequência complexa
$GEP(s)$	- função de transferência do sistema de excitação no modelo Heffron-Phillips
K_{pss}	- ganho do PSS clássico
T_w	- constante de tempo do estágio de <i>washout</i> , [s]

T_1 a T_4	- constantes de tempo do PSS clássico, [s]
$\mathbf{y}$	- vetor de saídas do modelo linearizado
$\mathbf{u}$	- vetor de entradas do modelo linearizado
$\mathbf{A}_c, \mathbf{B}_c, \mathbf{C}_c$	- matrizes da realização de estados do controlador
Ω	- conjunto convexo que define uma Inclusão Diferencial Linear
θ	- ângulo do setor cônico no posicionamento regional de pólos
P_{total}	- potência ativa total requerida pelas cargas do sistema, [MW]
S_{base}	- potência base do sistema, [MVA]
V_{base}	- tensão base do sistema, [kV]
Sg_{base}	- potência base dos geradores, [MVA]
Vg_{base}	- tensão base dos geradores, [kV]
ΔP_{total}	- variação da potência ativa total requerida pelas cargas do sistema, [MW]
ΔP_{gi}	- parcela da variação da potência ativa total assumida pelo gerador i , [MW]
x_{wi}	- variável de estado representando a dinâmica do i -ésimo <i>washout</i>
$\Delta\omega_i$	- variação da velocidade angular do gerador i , [rad/s]
$F_i(s)$	- função de transferência do i -ésimo controlador robusto

Resumo

Este trabalho propõe uma nova metodologia de projeto de controladores para o amortecimento de oscilações eletromecânicas de baixa frequência em sistemas de potência. Considerando a necessidade de se aumentar a robustez dos estabilizadores clássicos frente a variações nas condições de operação, este estudo analisou uma série de requisitos práticos a serem atendidos pelos novos controladores de amortecimento e desenvolveu a metodologia proposta, de tal forma que os controladores projetados pudessem satisfazer a todos os requisitos analisados. Foram tratadas questões relativas à estrutura de controle (realimentação dinâmica descentralizada de saída), à robustez de estabilidade e desempenho (através da modelagem politópica e dos critérios de posicionamento regional de pólos) e da não atuação dos controladores em regime permanente (com a inclusão de filtros *washout* na modelagem). A principal vantagem desta metodologia proposta é a possibilidade de se garantir formalmente um desempenho robusto dos controladores, dentro de uma região pré-especificada de pontos de operação. Os resultados, obtidos através de análises dos autovalores do sistema em malha fechada e de simulações não lineares da resposta (para uma série de perturbações) dos sistemas escolhidos para teste, em diversas condições de operação, mostram que os controladores obtidos com a aplicação desta metodologia são capazes de manter seu desempenho frente às variações consideradas. Além disso, a obtenção de resul-

tados satisfatórios com a aplicação desta metodologia em um sistema com 45 variáveis de estado indica boas perspectivas para a utilização conjunta da mesma com técnicas de redução do modelo de estados, para o projeto de controladores de amortecimento em sistemas reais de grande porte.

Abstract

This research proposes a new methodology for the design of controllers to damp low frequency electromechanical oscillations in power systems. Considering the need to improve the robustness of the classical stabilizers, with respect to variations in the operating conditions, this study has analyzed a series of practical requirements to be met by the new damping controllers and developed the proposed methodology, so the designed controllers could satisfy all the analyzed requirements. Questions regarding the controller structure (decentralized dynamic output feedback), the robustness of stability and performance (through the polytopic modelling and the regional pole placement criteria) and the non influence of the controllers over the steady state behavior of the system (with the inclusion of washout filters in the model) were treated. The main advantage of the proposed methodology is the possibility to ensure, formally, the performance robustness of the controllers, within a previously specified region of operating points. The results, obtained through the eigenanalysis of the closed loop system and the nonlinear simulations of the system responses to a series of disturbances, in various operating conditions, show that the controllers provided by this new methodology are capable of maintaining their performance, despite the considered variations. Moreover, the satisfactory results obtained with the application of this methodology to a system with 45 state variables indicates

good perspectives for the joint utilization of the methodology and model order reduction techniques, for the design of damping controllers for real-sized systems.

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

Desde o final da década de 60, o controle de oscilações de baixa frequência em sistemas elétricos de potência (SEP) tem sido alvo de estudos intensos, permanecendo ainda hoje como um dos problemas mais pesquisados na área. A principal razão para a persistência deste problema é o fato de que, por uma série de restrições ambientais e econômicas, os sistemas de potência estão sendo forçados a operarem próximos de seus limites. Com isso, seus componentes passam a exibir comportamentos não lineares cada vez mais fortes, e seus respectivos controladores, em sua maioria projetados com o uso de técnicas lineares clássicas, ficam menos eficazes.

Analisando especificamente o caso dos Estabilizadores de Sistema de Potência (ou PSSs, do inglês *Power System Stabilizers*), observa-se que a maioria destes estabilizadores que estão hoje em operação foi projetada segundo uma abordagem clássica no domínio da frequência. Esta abordagem envolve a linearização das equações do sistema e o controle através de um compensador de avanço-atraso de fase. Uma das desvantagens desta abordagem decorre justamente da linearização, pois a validade do controle fica então restrita a uma vizinhança do ponto de operação no qual o sistema foi linearizado (e, além disso, quanto mais forte for o comportamento não linear

do sistema, menor será essa região de validade).

Outra desvantagem é o uso de um modelo do tipo máquina versus barramento infinito para o sistema de potência. Com esta simplificação, perde-se a informação (contida na modelagem multimáquinas) a respeito dos modos inter-área, caracterizados por um grupo de geradores oscilando coerentemente contra um outro grupo. Dessa forma, para que os PSSs possam fornecer amortecimento na maior faixa de frequências de oscilação possível, um procedimento de ajuste de parâmetros *a posteriori* é empregado. Tal procedimento é usualmente conhecido como sintonia.

Na tentativa de estender a validade do controlador para uma faixa mais ampla de pontos de operação, técnicas lineares de controle robusto e abordagens não lineares têm sido empregadas em projetos de controladores de amortecimento. O uso das Desigualdades Matriciais Lineares (ou LMIs, do inglês *Linear Matrix Inequalities*) tem sido freqüente nestes tipos de projeto. O equacionamento na forma de LMIs permite a solução numérica de problemas de controle bastante complexos, para os quais uma solução analítica é inviável (Oliveira, 1996).

O objetivo principal desta tese de doutorado é apresentar uma nova metodologia de projeto de controladores robustos para o amortecimento das oscilações eletromecânicas nos sistemas de potência, baseada na resolução numérica de LMIs. Devido à utilização do modelo multimáquinas, esta técnica preserva as dinâmicas inter-área na modelagem, permitindo a obtenção de um controle mais efetivo e eliminando a necessidade de uma sintonia *a posteriori* dos controladores projetados.

Requisitos de ordem prática são também incorporados ao projeto, para adequar os controladores projetados às imposições do problema de amortecimento de oscilações. Primeiramente, o projeto é desenvolvido com base numa estrutura de controle por **realimentação de saída**, dado que a medição direta de todos os estados é bastante difícil, especialmente no que se refere aos ângulos dos rotores (devido à necessidade de uma referência angular co-

mun). Por esta razão, a estrutura de controle proposta neste projeto utiliza a realimentação de saídas que possam ser facilmente medidas e, processando dinamicamente estes sinais, gera as entradas de controle necessárias para o amortecimento das oscilações.

As equações obtidas para o problema de controle por realimentação de saída são bilineares nas variáveis que representam os controladores. Tais equações são conhecidas como BMIs (do inglês *Bilinear Matrix Inequalities*) (VanAntwerp e Braatz, 2000), e só podem ser tratadas pelos algoritmos de resolução de LMIs através de relaxações que resultam em procedimentos iterativos. A grande vantagem da metodologia de projeto proposta é a introdução de uma nova parametrização destas equações, a qual permite a decomposição do problema de projeto em dois estágios e elimina a necessidade de resolução iterativa. Além disso, essa nova parametrização permite que o projeto, mesmo trabalhando com o modelo multimáquinas do sistema, possa gerar controladores com uma **estrutura descentralizada** (outro requisito prático de fundamental importância para os controladores de amortecimento).

A definição dos critérios de desempenho para os controladores utilizada na metodologia proposta também é bastante adequada para o problema em questão. É prática comum avaliar o desempenho dos PSSs através do fator de amortecimento obtido para os autovalores do modelo linearizado do sistema, associados aos respectivos modos de oscilação. Na metodologia proposta nesta tese, uma técnica conhecida como **posicionamento regional de pólos** é empregada, garantindo que todos os autovalores do sistema em malha fechada apresentem não apenas um fator de amortecimento mínimo (definido pelo projetista), mas também uma taxa de decaimento mínima.

Finalmente, a robustez do controlador com relação à variação das condições de operação do sistema é tratada através da utilização da modelagem politópica. Neste tipo de modelagem, ao invés de se considerar apenas um ponto de operação nominal, um conjunto particular de pontos de operação

típicos do sistema é modelado. Devido à característica de convexidade deste conjunto, ao fazer o posicionamento regional de pólos para seus vértices (que correspondem às condições de operação típicas mencionadas), garante-se que os pontos interiores do mesmo (correspondendo a condições de operação intermediárias) também atendam ao mesmo critério de posicionamento de pólos. Dessa forma, um fator de amortecimento mínimo para todos os modos de oscilação do sistema fica garantido para uma ampla faixa de pontos de operação.

Este texto está estruturado da seguinte forma: o capítulo 2 apresenta a modelagem não linear do sistema de potência utilizada neste trabalho, discutindo assuntos como referência angular e redução da rede; no capítulo 3, é feita uma breve explicação do problema de oscilações de baixa frequência e do controlador clássico (PSS) usualmente empregado na solução deste problema, analisando as características e as desvantagens deste tipo de controle. A nova metodologia proposta neste trabalho é apresentada no capítulo 4, detalhando-se o procedimento de projeto e discutindo suas principais características. Por fim, os resultados obtidos nos testes dos controladores projetados são comparados com aqueles fornecidos pelos PSSs clássicos, no capítulo 5. Conclusões e perspectivas futuras do trabalho estão contidas no capítulo 6.

Por tratar-se de um trabalho envolvendo alguns campos de pesquisa distintos, este texto foi desenvolvido de forma que cada capítulo trouxesse em si uma revisão bibliográfica detalhada do assunto coberto pelo mesmo, razão pela qual esta introdução não apresenta um histórico das pesquisas nem uma revisão do estado-da-arte nas áreas envolvidas. Ambos poderão ser encontrados na sequência do texto, nos capítulos referentes ao respectivo tópico.

Capítulo 2

MODELAGEM DE UM SISTEMA DE POTÊNCIA

Em geral, o primeiro passo dos estudos de estabilidade em sistemas elétricos de potência é a modelagem matemática dos elementos que constituem estes sistemas. Devido à grande quantidade e à alta diversidade de tais elementos, esta modelagem torna-se uma tarefa bastante complicada. Por tal razão, deve-se recorrer a considerações físicas e aproximações para adequar o modelo do sistema ao tipo de pesquisa em questão.

O presente capítulo apresenta a modelagem utilizada neste estudo, bem como as considerações e aproximações que foram utilizadas para a obtenção da mesma. São apresentados os modelos das máquinas síncronas, dos reguladores de tensão, das cargas e da rede de transmissão. Em seguida, o processo de obtenção do modelo final para o sistema é explicado, destacando-se uma breve discussão sobre as questões relativas à referência angular do sistema multimáquinas.

2.1 Modelo de um eixo da máquina síncrona

Máquinas síncronas são elementos de grande complexidade, para os quais existem vários tipos de modelos (exemplos destes modelos encontram-se em (Adkins e Harley, 1979), (Concordia, 1951), (Kimbark, 1995a) e (Kimbark,

1995b)). Para estudos de estabilidade em geral, um conjunto de equações diferenciais de sétima ordem, dado em (Anderson e Fouad, 1994), fornece uma modelagem bastante detalhada. Nesta modelagem, considera-se que a máquina em estudo seja representada pelo modelo equivalente de dois pólos, mostrado na figura 2.1, e admite-se que a mesma esteja em condições balanceadas durante os transitórios. A dinâmica do rotor é representada por duas variáveis de estado (posição e velocidade angular, com relação a uma referência síncrona) e os transitórios elétricos, tanto do rotor quanto do estator, são modelados através de circuitos equivalentes, utilizando-se a transformação de Park¹. O efeito do fluxo principal do rotor, induzido pela tensão de campo, é modelado por um destes circuitos, enquanto que os demais referem-se aos efeitos dos enrolamentos amortecedores e das correntes parasitas (que também causam amortecimento) no rotor.

Figura 2.1: Máquina síncrona de dois pólos

Entretanto, nos estudos de oscilações de baixa frequência, um modelo mais simples é usualmente empregado. Tal modelo é denominado “modelo

¹O modelo desenvolvido em (Anderson e Fouad, 1994) utiliza uma transformação ligeiramente diferente daquela introduzida originalmente em (Park, 1929) e (Park, 1933), com o objetivo de garantir a invariância da potência elétrica. A transformação empregada em (Anderson e Fouad, 1994) foi também adotada neste texto.

de um eixo”, e pode ser obtido a partir da modelagem de sétima ordem citada, utilizando-se um novo conjunto de variáveis e algumas simplificações, as quais não serão apresentadas aqui por fugirem ao escopo principal deste texto. Uma explicação detalhada sobre o processo de construção do modelo de um eixo pode ser encontrada em (Anderson e Fouad, 1994) ou, alternativamente, em (Ramos et al., 2000)². As equações correspondentes a tal modelo são mostradas abaixo:

$$\dot{\delta}_i = \omega_0 \omega_i \quad (2.1)$$

$$\dot{\omega}_i = \frac{1}{2H_i} [P_{mi} - E'_{qi}I_{qi} - (x'_{di} - x'_{qi})I_{di}I_{qi}] \quad (2.2)$$

$$\dot{E}'_{qi} = \frac{1}{\tau'_{doi}} [E_{FDi} - E'_{qi} + (x_{di} - x'_{di})I_{di}] \quad (2.3)$$

$$V_{qi} = E'_{qi} - r_i I_{qi} + x'_{di} I_{di} \quad (2.4)$$

$$V_{di} = -r_i I_{di} - x'_{qi} I_{qi} \quad (2.5)$$

Nestas equações, δ_i e ω_i são, respectivamente, o ângulo e a velocidade do rotor, E'_{qi} é uma tensão no estator equivalente ao efeito do fluxo no enrolamento de campo, E_{FDi} é também uma tensão no estator, equivalente ao efeito da tensão de campo, ω_0 é a velocidade síncrona, I_{di} e I_{qi} são as componentes de eixo direto (d) e em quadratura (q), respectivamente, da corrente no estator, V_{di} e V_{qi} são as componentes de eixo d e q , respectivamente, da tensão no estator, τ'_{doi} é a constante de tempo de circuito aberto transitória de eixo d , x'_{di} e x'_{qi} são as reatâncias transitórias de eixo d e q , respectivamente, P_{mi} é a potência mecânica de entrada do gerador, H_i é uma constante de inércia do gerador e r_i é a resistência de uma fase do estator. Todas as variáveis e constantes citadas estão referidas ao gerador i .

O efeito dos enrolamentos amortecedores e das tensões rotacionais foi desprezado, o que possibilitou uma redução na ordem da modelagem. Pode-se

²Tal processo envolve questões relativas às bases de tensão e potência do rotor e do estator (discutidas, por exemplo, em (Lewis, 1958) e (Rankin, 1945)), à representação de grandezas do rotor através de variáveis equivalentes no estator (Young, 1972) e à utilização (ou não) de uma constante de amortecimento D na equação de oscilação (Agrawal et al., 1999).

notar que este modelo é constituído por equações algébricas e diferenciais ao mesmo tempo, e referido aos eixos d e q da própria máquina i . O modelo multimáquinas deve englobar todas as máquinas ao mesmo tempo, e o acoplamento entre suas respectivas dinâmicas será feito através das equações algébricas tanto do estator quanto da rede de transmissão. Entretanto, para que seja possível aplicar as técnicas de controle propostas neste trabalho, o modelo final deve conter apenas equações diferenciais. Para tanto, será necessário incorporar estas equações algébricas no conjunto de equações diferenciais, num processo conhecido como “redução da rede”, o qual será descrito mais adiante. Outra questão que será abordada adiante é a necessidade de uma referência angular comum, que substitua os vários eixos d e q presentes nas modelagens individuais das diversas máquinas.

2.2 Regulador automático de tensão

Desde que os Reguladores Automáticos de Tensão (ou AVR, do Inglês *Automatic Voltage Regulators*) começaram a ser utilizados nos sistemas de potência, vários tipos e modelos diferentes destes reguladores foram desenvolvidos ao longo dos anos (a evolução de tais modelos pode ser acompanhada, por exemplo, em (Bast et al., 1968), (Keay et al., 1973) e (Crenshaw et al., 1981)).

Para a modelagem dos AVR neste trabalho, foi utilizado o modelo padronizado dos sistemas de excitação do tipo ST1, dado em (Crenshaw et al., 1981), o qual é comumente usado em estudos desta natureza. Novamente, algumas simplificações foram feitas³ e chegou-se a um modelo de primeira ordem para este regulador, semelhante a um dos modelos utilizados em (Kundur, 1994). A equação resultante é a seguinte:

$$\dot{E}_{FDi} = \frac{1}{T_{ei}} [K_{ei} (V_{refi} - |V_{ti}| + V_{si}) - E_{FDi}] \quad (2.6)$$

³Admitiu-se que os reguladores não possuíam laços internos de estabilização nem utilizavam blocos de redução do ganho transitório. Os limites de tensão de campo foram utilizados nas simulações não lineares do capítulo 5.

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 (também chamada de sinal estabilizante) e K_{ei} e T_{ei} são, respectivamente, o ganho e a constante de tempo do regulador. Todas as variáveis e constantes referem-se à unidade geradora i .

2.3 Modelos da rede de transmissão e das cargas

Nos sistemas de potência, os modelos de cargas são outra grande fonte de complexidade. Neste trabalho, as cargas foram modeladas como impedâncias constantes ligadas aos barramentos do sistema. Além de simplificar o modelo final, este procedimento garante que um processo de redução da rede (baseado num algoritmo de eliminação de Gauss) possa ser aplicado, para eliminar o conjunto de equações algébricas.

As equações apresentadas na seção 2.1 para cada unidade geradora estão referidas aos próprios eixos d e q da máquina. Como salientado anteriormente, num sistema multimáquinas é necessário expressar todas as equações numa referência síncrona comum (Prabhashankar e Janischewsyj, 1968). Pode-se, neste caso, escolher a referência angular do fluxo de carga (antes da ocorrência de uma perturbação, ou seja, em condições de equilíbrio) como referência comum.

Admitindo-se que os transitórios que ocorrem na rede de transmissão são muito mais rápidos do que as oscilações eletromecânicas do rotor, as quais são o foco deste estudo, pode-se desprezar tais transitórios e, com isso, modelar a rede através de uma equação algébrica matricial do tipo $\mathbf{I} = \mathbf{YV}$, 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 $\mathbf{Y}$ é uma matriz admitância modificada, que inclui as admitâncias constantes das cargas. Esta equação fornece, para cada barramento, uma tensão $V_i \angle \beta_i$ em relação à referência

angular comum (aqui denominada eixo Re). Dessa forma, nas barras de geração, a posição do eixo q (e conseqüentemente o ângulo δ_i) da máquina é dada pela direção de uma tensão auxiliar E_{qdi} , que pode ser facilmente calculada como mostrado na figura 2.2.

Figura 2.2: Cálculo da posição do eixo q .

Transportando as equações de cada máquina para a referência comum, obtemos um novo conjunto de equações que ainda preserva a estrutura da rede de transmissão. É necessário, no entanto, considerar $x'_{qi} = x'_{di}$ em todas as máquinas, para que seja possível representar o gerador na forma de um circuito equivalente contendo a tensão E'_{qi} atrás da reatância transitória x'_{di} . Caso esta aproximação não seja feita, as equações na referência comum tornam-se excessivamente complicadas. Fazendo então esta aproximação, e desprezando as resistências dos circuitos do estator, as equações para a máquina i do sistema são as seguintes:

$$\dot{\delta}_i = \omega_0 \omega_i \quad (2.7)$$

$$\dot{\omega}_i = \frac{1}{2H_i} [P_{mi} - E'_{qi} I_{Ri} \cos \delta_i - E'_{qi} I_{Ii} \sin \delta_i] \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} \dot{E}'_{qi} = \frac{1}{\tau'_{doi}} [E_{FDi} - E'_{qi} - (x_{di} - x'_{di}) I_{Ri} \sin \delta_i + \\ + (x_{di} - x'_{di}) I_{Ii} \cos \delta_i] \end{aligned} \quad (2.9)$$

$$V_{Ri} = E'_{qi} \cos \delta_i + x'_{di} I_{Ii} \quad (2.10)$$

$$V_{Ii} = E'_{qi} \sin \delta_i - x'_{di} I_{Ri} \quad (2.11)$$

sendo V_{Ri} e V_{Ii} as partes real e imaginária, respectivamente, da tensão terminal (com os eixos real (Re) e imaginário (Im) dados pela figura 2.2) e I_{Ri} e I_{Ii} as partes real e imaginária, respectivamente, da corrente no estator.

Passando a equação do regulador de tensão da unidade i para este sistema de referência angular, obtemos:

$$\dot{E}_{FDi} = \frac{1}{T_{ei}} \left[K_{ei}(V_{refi} - \sqrt{V_{Ri}^2 + V_{Ii}^2} + V_{si}) - E_{FDi} \right] \quad (2.12)$$

Além disso, a equação $\mathbf{I} = \mathbf{YV}$ da rede de transmissão estabelece que a corrente injetada em cada barramento do sistema é dada por:

$$I_{Ri} + jI_{Ii} = \sum_{k=1}^{nb} Y_{ik} (V_{Rk} + jV_{Ik}) \quad (2.13)$$

na qual os $Y_{ik} \in \mathbb{C}$ são os elementos da matriz $\mathbf{Y}$ e nb é o número total de barras do sistema. Fica clara, neste sistema de referência de ângulo, a relação entre as equações diferenciais do gerador e as equações algébricas da rede de transmissão.

2.4 Equações do sistema com a rede reduzida

Para possibilitar a aplicação da maioria das técnicas de controle atualmente utilizadas em sistemas de potência, a modelagem dos mesmos deve ser constituída apenas por equações diferenciais. Deve-se, portanto, eliminar as equações algébricas (2.13) do modelo apresentado na seção anterior. Isso pode ser feito, conforme dito anteriormente, através de um processo denominado “redução da rede”.

Incorporando as reatâncias transitórias dos geradores à matriz $\mathbf{Y}$ definida anteriormente e eliminando as barras de carga do sistema através de um processo de Eliminação de Gauss, reduzimos a rede de transmissão às barras internas dos geradores, obtendo uma matriz admitância modificada $\mathbf{Y}_m$.

Na figura 2.3, as linhas pontilhadas mostram, de maneira esquemática, a diferença entre as matrizes $\mathbf{Y}$ e $\mathbf{Y}_m$.

Figura 2.3: Representação do sistema multimáquinas

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

$$I_{Ri} = \sum_{k=1}^n G_{ik} E'_{qk} \cos \delta_k - B_{ik} E'_{qk} \sin \delta_k \quad (2.14)$$

$$I_{Ii} = \sum_{k=1}^n B_{ik} E'_{qk} \cos \delta_k + G_{ik} E'_{qk} \sin \delta_k \quad (2.15)$$

sendo G_{ik} e B_{ik} as partes real e imaginária, respectivamente, do elemento Y_{mik} da matriz $\mathbf{Y}_m$, definida anteriormente, e n o número de geradores do sistema.

Substituindo então (2.14) e (2.15) nas equações (2.7) a (2.9), obtemos um novo conjunto de equações diferenciais correspondente aos geradores no sistema reduzido:

$$\dot{\delta}_i = \omega_0 \omega_i \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned}\dot{\omega}_i &= \frac{1}{2H_i} [P_{mi} - \sum_{k=1}^n E'_{qi} E'_{qk} (G_{ik} \cos(\delta_k - \delta_i) - \\ &\quad - B_{ik} \sin(\delta_k - \delta_i))] \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned}\dot{E}'_{qi} &= \frac{1}{\tau'_{doi}} [E_{FDi} - E'_{qi} + (x_{di} - x'_{di}) \sum_{k=1}^n (G_{ik} E'_{qk} \sin(\delta_k - \delta_i) + \\ &\quad + B_{ik} E'_{qk} \cos(\delta_k - \delta_i))] \end{aligned} \quad (2.18)$$

Como mostrado em (2.6), um dos termos da equação do sistema de excitação utilizada neste texto é o módulo da tensão terminal do respectivo gerador. Antes da redução da rede, esse termo pode ser facilmente calculado a partir de V_{Ri} e V_{Ii} . Por outro lado, nas equações do sistema com a rede reduzida, a informação sobre a tensão terminal do gerador não está presente de forma explícita, e o cálculo do termo $|V_{ti}|$ tem que ser feito então com base nas variáveis e nos parâmetros restantes no equacionamento.

Num determinado gerador i , o módulo da tensão terminal é dado por:

$$|V_{ti}| = |V_{Ri} + jV_{Ii}| = \sqrt{V_{Ri}^2 + V_{Ii}^2} \quad (2.19)$$

Substituindo (2.10) e (2.11) em (2.19), obtemos:

$$|V_{ti}| = \left[E_{qi}'^2 + 2E_{qi}' x_{di}' (I_{Ii} \cos \delta_i - I_{Ri} \sin \delta_i) + x_{di}'^2 (I_{Ri}^2 + I_{Ii}^2) \right]^{1/2} \quad (2.20)$$

Eliminando as correntes I_{Ri} e I_{Ii} da equação (2.20), a partir de (2.14) e (2.15), chegamos à expressão final para o $|V_{ti}|$:

$$\begin{aligned}|V_{ti}| &= \left[E_{qi}'^2 + 2E_{qi}' x_{di}' \sum_{k=1}^n E'_{qk} (B_{ik} \cos(\delta_k - \delta_i) + G_{ik} \sin(\delta_k - \delta_i)) + \right. \\ &\quad + x_{di}'^2 \sum_{k=1}^n \sum_{l=1}^n E'_{qk} E'_{ql} (G_{ik} G_{il} \cos(\delta_k - \delta_l) + 2G_{ik} B_{il} \sin(\delta_k - \delta_l) + \\ &\quad \left. + B_{ik} B_{il} \cos(\delta_k - \delta_l)) \right]^{1/2} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Dessa forma, o conjunto de equações que descreve um sistema de potência multimáquinas, utilizado neste trabalho, é:

$$\dot{\delta}_i = \omega_0 \omega_i \quad (2.22)$$

$$\dot{\omega}_i = \frac{1}{2H_i} [P_{mi} - \sum_{k=1}^n E'_{qi} E'_{qk} (G_{ik} \cos(\delta_k - \delta_i) - B_{ik} \sin(\delta_k - \delta_i))] \quad (2.23)$$

$$\dot{E}'_{qi} = \frac{1}{\tau'_{doi}} [E_{FDi} - E'_{qi} + (x_{di} - x'_{di}) \sum_{k=1}^n (G_{ik} E'_{qk} \sin(\delta_k - \delta_i) + B_{ik} E'_{qk} \cos(\delta_k - \delta_i))] \quad (2.24)$$

$$\dot{E}_{FDi} = \frac{1}{T_{ei}} [K_{ei} (V_{refi} - |V_{ti}| + V_{si}) - E_{FDi}] \quad (2.25)$$

com $|V_{ti}|$ dado por (2.21).

A complexidade do equacionamento não linear do sistema é um indício das grandes dificuldades existentes para se realizar o controle do mesmo. É natural, portanto, que abordagens envolvendo simplificações sejam utilizadas na fase de projeto de controladores. As simplificações mais utilizadas para este fim envolvem a linearização deste conjunto de equações em torno de um determinado ponto de operação. Sendo assim, a utilização de técnicas lineares de projeto de controladores robustos pode melhorar de forma significativa a eficiência destes controles, pois estas técnicas garantem que os controladores irão preservar suas características de desempenho (seja frente às variações no ponto de operação do sistema ou frente aos comportamentos não lineares do mesmo), ao mesmo tempo que permitem o uso da linearização como simplificação da modelagem.

Capítulo 3

O PROBLEMA DE OSCILAÇÕES ELETROMECÂNICAS

Após a definição da modelagem matemática a ser utilizada no estudo de um determinado aspecto ou fenômeno em um sistema de potência, diferentes procedimentos podem ser aplicados, em geral, para se conduzir o estudo pretendido. No que se refere à estabilidade do sistema, uma das alternativas é a obtenção da resposta do sistema a uma dada perturbação através da resolução numérica das equações algébrico-diferenciais que compõem esta modelagem. Tal procedimento é prática comum nos chamados **estudos de estabilidade transitória**, os quais restringem-se, normalmente, aos primeiros segundos após a ocorrência da perturbação (Bretas e Alberto, 1999). Dessa forma, os elementos de dinâmica lenta não são considerados no modelo e o objetivo principal é, na maioria das vezes, estimar o instante em que um ou mais geradores perdem o sincronismo com o sistema para uma determinada contingência. Tal informação é posteriormente utilizada na coordenação do esquema de proteção do sistema.

Entretanto, a resolução numérica das equações diferenciais encontra muito poucas aplicações diretas no estudo das oscilações eletromecânicas de baixa frequência (esta técnica é utilizada, principalmente, para a validação de

análises e projetos baseados em abordagens lineares). No estudo dos modos de oscilação eletromecânica de um sistema, a preocupação principal é calcular as taxas de amortecimento destes modos. Com isso, pode-se determinar quantos e quais modos apresentam amortecimento abaixo de um nível considerado “seguro” (incluindo-se aí os modos instáveis, que têm amortecimento negativo) e, então, adotar medidas de controle para aumentar este amortecimento. O cálculo dos fatores de amortecimento pode ser feito a partir da análise da resposta do sistema mas, na grande maioria dos casos, o tempo de simulação necessário para que este cálculo possa ser feito com precisão inviabiliza a aplicação deste tipo de procedimento.

As técnicas mais comumente aplicadas neste tipo de estudo baseiam-se na linearização das equações que compõem a modelagem do sistema e no cálculo dos autovalores e autovetores do respectivo modelo linearizado, obtendo-se assim informações qualitativas a respeito do comportamento do sistema na vizinhança do ponto de operação em torno do qual foi feita a linearização. Por hipótese, tais técnicas admitem que a perturbação em estudo não afasta significativamente o sistema do ponto de equilíbrio original e, dessa forma, a resposta será dominada pelos termos lineares. Por esta razão, tais técnicas são geralmente chamadas de **estudos de estabilidade a pequenas perturbações** ou **a pequenos sinais** (Rogers, 2000).

Este capítulo apresenta um resumo das técnicas de análise da resposta do sistema de potência a pequenas perturbações e do procedimento clássico de projeto de estabilizadores para amortecimento das oscilações de baixa frequência.

3.1 Resposta de um sistema a pequenas perturbações

Existem diversas metodologias de análise e projeto baseadas na modelagem não linear de um determinado sistema (como pode ser visto em

(Khalil, 1996), (Isidori, 1995) e (Vidyasagar, 1993)) que podem ser diretamente aplicadas ao modelo de sistema de potência utilizado neste texto. Entretanto, conforme comentado anteriormente, caso a perturbação ocorrida não afaste o sistema significativamente de seu ponto de operação original, pode-se linearizar o conjunto de equações (2.22)-(2.25) e analisar a equação matricial resultante, obtendo-se informações qualitativas a respeito da estabilidade do sistema. Esta abordagem linearizada geralmente leva a procedimentos de análise e projeto mais simples do que aqueles baseados em técnicas não lineares.

Suponha que

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) \quad (3.1)$$

descreva o conjunto (2.22)-(2.25) de forma condensada. Defina $\Delta\mathbf{x} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_0$, sendo $\mathbf{x}_0$ um ponto de equilíbrio do sistema. Para pequenos valores de $\Delta\mathbf{x}$ a aproximação

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) \approx \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}_0} \Delta\mathbf{x} \quad (3.2)$$

é bastante precisa. Portanto, a solução da equação

$$\Delta\dot{\mathbf{x}} = \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}_0} \Delta\mathbf{x} \quad (3.3)$$

fornece uma boa aproximação para a resposta do sistema (2.22)-(2.25) sujeito a uma pequena perturbação.

A resposta do sistema (3.3) pode ser obtida através do cálculo dos autovalores da matriz jacobiana $(\partial \mathbf{f} / \partial \mathbf{x})_{\mathbf{x}_0}$. Isso pode ser demonstrado facilmente supondo que uma solução de (3.3) tenha a forma

$$\Delta\mathbf{x}(t) = \sum_{i=1}^n c_i \mathbf{v}_i e^{\lambda_i t} \quad (3.4)$$

na qual $c_i \in \mathbb{C}$, $\lambda_i \in \mathbb{C}$ e $\mathbf{v}_i \in \mathbb{C}^n$ são constantes, $i = 1, \dots, n$ e t é um parâmetro representando o tempo. Dessa forma,

$$\Delta\dot{\mathbf{x}}(t) = \sum_{i=1}^n \lambda_i c_i \mathbf{v}_i e^{\lambda_i t} \quad (3.5)$$

Denotando por $\mathbf{J}$ a matriz $(\partial \mathbf{f} / \partial \mathbf{x})_{\mathbf{x}_0}$ e combinando as equações (3.3), (3.4) e (3.5), obtemos

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

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

$$\sum_{i=1}^n \lambda_i \mathbf{v}_i = \sum_{i=1}^n \mathbf{J} \mathbf{v}_i \quad (3.7)$$

Analisando separadamente cada uma das parcelas dos somatórios em ambos os membros da equação (3.7), vemos que a mesma pode ser resolvida através do cálculo dos autovalores e autovetores à direita da matriz $\mathbf{J}$, ou seja, encontrando-se λ_i e $\mathbf{v}_i$ que satisfaçam

$$\lambda_i \mathbf{v}_i = \mathbf{J} \mathbf{v}_i \quad , \quad i = 1, \dots, n \quad (3.8)$$

supondo-se que $\mathbf{J}$ tem n autovalores distintos. Pode-se observar, dessa forma, que o cálculo dos autovalores e autovetores à direita da matriz $\mathbf{J}$ possibilita a obtenção de uma base para as soluções de (3.3). Os autovetores à direita são freqüentemente referidos, na maior parte da literatura, simplesmente como autovetores. Este texto também adotará esta nomenclatura.

A equação (3.4) mostra a relação dos autovalores com a resposta do sistema. Se os λ_i têm parte real negativa, a resposta será atenuada pelos termos $e^{\lambda_i t}$, o que caracteriza um sistema estável. Se a parte real de algum dos λ_i for positiva, o respectivo termo $e^{\lambda_i t}$ introduzirá um crescimento exponencial na resposta, configurando um sistema instável. Cada autovalor λ_i é denominado um “modo de resposta” ou “modo de oscilação” (caso tenha parte imaginária diferente de zero) do sistema (3.3).

Suponha que

$$\lambda_i = \bar{\sigma}_i \pm j\bar{\omega}_i \quad (3.9)$$

A parte real $\bar{\sigma}_i$ está relacionada ao crescimento ou decaimento exponencial da resposta. Já a parte imaginária $\bar{\omega}_i$ determina a frequência de oscilação do respectivo modo de resposta. Essa frequência é dada em Hz por

$$f = \frac{\bar{\omega}_i}{2\pi} \quad (3.10)$$

O fator de amortecimento para esta frequência, o qual representa a taxa de decaimento da amplitude da respectiva oscilação, pode ser obtido por

$$\zeta = \frac{-\bar{\sigma}_i}{\sqrt{\bar{\sigma}_i^2 + \bar{\omega}_i^2}} \quad (3.11)$$

Pode-se observar, na definição (3.11), que fatores de amortecimento negativos caracterizam modos de oscilação instáveis.

Analisando agora o significado dos autovetores na resposta do sistema, observa-se, na equação (3.4), que um autovetor $\mathbf{v}_i$ associado a um modo de resposta λ_i fornece a distribuição deste modo pelas variáveis de estado, ou seja, determina a intensidade com que este modo estará presente na resposta individual de cada variável de estado. Dessa forma, pode-se utilizar os elementos dos autovetores $\mathbf{v}_i$ para descobrir em qual (ou quais) variáveis de estado o modo de resposta λ_i é mais intenso (determinando, assim, as variáveis onde este modo pode ser melhor observado). Neste tipo de análise, os elementos dos autovetores são denominados *mode shapes*. Entretanto, é bastante comum encontrarem-se representações em espaço de estados cujas variáveis (sejam elas relacionadas a grandezas físicas ou não) são medidas em dois ou mais tipos diferentes de unidades (este é o caso, por exemplo, do modelo de sistemas de potência adotado neste trabalho). Portanto, ao utilizar os autovetores para investigar a intensidade relativa de um modo de resposta sobre as variáveis de estado do sistema, deve-se tomar o cuidado de comparar sempre grandezas medidas em unidades iguais.

Uma alternativa ao uso dos *mode shapes* para a determinação da relação entre os modos de resposta e as variáveis de estado é obtida com o emprego dos fatores de participação. Para entender estes fatores, no entanto, precisamos inicialmente definir o conceito de autovetores à esquerda. Os autovetores à esquerda da matriz $\mathbf{J}$ são definidos como o conjunto de vetores $\mathbf{w}_i \in \mathbb{R}^n$ que satisfazem

$$\lambda_i \mathbf{w}_i = \mathbf{w}_i \mathbf{J} \quad , \quad i = 1, \dots, n \quad (3.12)$$

admitindo-se novamente que $\mathbf{J}$ tem n autovalores distintos.

Pode-se notar, nas equações (3.8) e (3.12), que a multiplicação tanto de $\mathbf{v}_i$ quanto de $\mathbf{w}_i$ por um escalar não afeta as igualdades, ou seja, pode-se multiplicar os autovetores à direita e à esquerda de uma matriz por escalares quaisquer, e os vetores resultantes continuarão sendo autovetores. Em vista dessa possibilidade, é prática comum normalizar os autovetores $\mathbf{v}_i$ e $\mathbf{w}_i$, associados a um mesmo modo λ_i , de tal forma que $\mathbf{w}_i \mathbf{v}_i = 1$. Outra propriedade importante destes vetores é a ortogonalidade entre um autovetor à direita, associado a um determinado autovalor de uma matriz $\mathbf{J}$, e qualquer autovetor à esquerda que seja associado a outro autovalor da mesma matriz. Em resumo, $\mathbf{w}_j \mathbf{v}_i = 0$ se $i \neq j$.

Utilizando estas relações, pode-se mostrar que os autovetores à esquerda determinam as magnitudes da excitação dos modos de resposta devidas às condições iniciais (ou seja, as constantes c_i em (3.4) e (3.5)). Para tanto, basta ver que,

$$\lambda_i \mathbf{w}_i = \mathbf{w}_i \mathbf{J} \Rightarrow \quad (3.13)$$

$$\Rightarrow \lambda_i \mathbf{w}_i \Delta \mathbf{x}(0) = \mathbf{w}_i \mathbf{J} \Delta \mathbf{x}(0) \Rightarrow \quad (3.14)$$

$$\Rightarrow \lambda_i \mathbf{w}_i \Delta \mathbf{x}(0) = \mathbf{w}_i \Delta \dot{\mathbf{x}}(0) \Rightarrow \quad (3.15)$$

$$\Rightarrow \lambda_i \mathbf{w}_i \Delta \mathbf{x}(0) = \mathbf{w}_i \sum_{i=1}^n \lambda_i c_i \mathbf{v}_i \quad (3.16)$$

Lembrando que $\mathbf{w}_i \mathbf{v}_i = 1$ e que $\mathbf{w}_j \mathbf{v}_i = 0$ se $i \neq j$, e aplicando estas duas relações em (3.16), obtém-se

$$\mathbf{w}_i \Delta \mathbf{x}(0) = c_i \quad (3.17)$$

o que mostra a relação, dada pelos autovetores à esquerda, entre as condições iniciais e a excitação dos modos de resposta.

Definidos os autovetores à esquerda, retornamos ao problema de investigar a relação entre os modos de resposta e as variáveis de estado do sistema. Conforme comentado anteriormente, os elementos de um determinado autovetor à direita fornecem a intensidade com que um modo de resposta está presente nas variáveis de estado do modelo. Por outro lado, freqüentemente

é necessário determinar quais variáveis de estado são mais influentes em um certo modo de resposta (por exemplo, para selecionar os geradores mais adequados para se controlar tal modo). Para isto, são comumente utilizados os fatores de participação (Pérez-Arriaga et al., 1982), definidos por

$$p_{ki} = w_{ik}v_{ki} \quad (3.18)$$

sendo w_{ik} o k -ésimo elemento do i -ésimo autovetor à esquerda $\mathbf{w}_i$ e v_{ki} o k -ésimo elemento do i -ésimo autovetor à direita $\mathbf{v}_i$. Pode-se mostrar (Rogers, 2000) que os fatores de participação são uma medida da sensibilidade do i -ésimo modo de oscilação com relação a variações no elemento j_{kk} da matriz $\mathbf{J}$. Desta forma, atuando-se de forma adequada nas variáveis de estado relacionadas aos maiores fatores de participação, pode-se variar de maneira mais eficiente o elemento J_{kk} e, com isso, controlar o modo de oscilação λ_i .

Com isso, observa-se é possível analisar diversas características da resposta de um sistema a uma pequena perturbação a partir do cálculo dos autovalores e autovetores (à direita e à esquerda) do modelo linearizado que descreve este sistema. Entretanto, este cálculo não é nada trivial, quando se trata de uma representação em espaço de estados de um sistema de potência. Devido à quantidade de variáveis de estado necessárias para modelar adequadamente um sistema elétrico multimáquinas de grande porte, o cálculo do espectro completo da matriz $\mathbf{J}$ para estes sistemas é freqüentemente inviável.

A alternativa, então, é calcular apenas os modos de interesse, ou seja, aqueles com baixo amortecimento ou instáveis. As referências (Martins, 1986), (Angelidis e Semlyen, 1996), (Martins et al., 1996) e (Martins, 1997) propõem algumas soluções para o cálculo destes modos de interesse.

3.2 Caracterização dos tipos de oscilações

Os métodos de análise descritos na seção anterior permitiram a identificação de diversos tipos de oscilações pouco amortecidas (ou mesmo instáveis)

em vários sistemas de potência ao longo dos anos. Uma classificação amplamente aceita hoje em dia divide estas oscilações em:

- **Modos locais:** são caracterizados pela oscilação de um gerador isolado contra o resto do sistema de potência, e geralmente ocorrem na faixa de 0,7 a 2,0 Hz (Kundur, 1994);
- **Modos inter-área:** envolvem um grupo de geradores oscilando coherentemente contra outro grupo em uma área diferente, ocorrendo comumente na faixa de 0,1 a 0,7 Hz (Klein et al., 1991);

O cálculo dos autovalores permite uma rápida identificação e classificação destes tipos de oscilações. Entretanto, a investigação das causas destas oscilações a partir da informação fornecida pelos autovalores não é tão imediata. Em geral, diversos fatores contribuem para o aparecimento destas oscilações, sendo impossível apontar um fator isolado como causador de um determinado modo de oscilação. Apesar disso, os conhecimentos produzidos durante os anos de estudo deste fenômeno permitem identificar alguns aspectos relacionados ao aparecimento destes modos e aplicar medidas de controle para amortecê-los.

Uma análise detalhada da origem dos modos locais foi feita em (DeMello e Concordia, 1969). Neste trabalho, foi descoberto, através de uma abordagem no domínio da frequência, que as oscilações locais estavam fortemente ligadas ao efeito do regulador automático de tensão. Os autores utilizaram o modelo de um eixo para o gerador de interesse, reduzindo o restante do sistema a um barramento infinito (como mostrado na figura 3.1), e linearizaram as equações resultantes, obtendo um modelo em diagrama de blocos conhecido como **modelo Heffron-Phillips** (HP)¹. Analisando este diagrama de blocos (que pode ser visto na figura 3.3), os autores decompuseram o torque elétrico da máquina em duas componentes, sendo uma em fase com o ângulo do rotor (torque sincronizante) e outra em fase com a velocidade angular (torque de amortecimento).

¹O modelo HP foi apresentado originalmente em (Heffron e Phillips, 1952).

Figura 3.1: Sistema Máquina X Barramento Infinito.

Neste trabalho, ficou evidente que o regulador de tensão reduzia a componente de amortecimento do torque elétrico da máquina. Além disso, verificou-se que quanto maior o ganho deste regulador, maior seria a tendência de instabilização dos modos locais (Law et al., 1994). Por outro lado, a utilização de altos ganhos é fundamental para a redução do erro de regime permanente do regulador de tensão. Sendo assim, uma boa regulação de tensão e um bom amortecimento dos modos locais apresentam-se como objetivos conflitantes.

Com relação aos modos inter-área, é mais difícil determinar um fator específico que tenha maior influência sobre a estabilidade destes modos. Características particulares de cada sistema contribuem de maneira bastante diversa para o aparecimento das oscilações inter-área. Para entender melhor as origens deste tipo de oscilações, foi desenvolvido em (Klein et al., 1991) um modelo de um sistema de quatro geradores, sendo estes agrupados dois a dois em áreas distintas, como mostra a figura 3.2.

Este sistema de duas áreas foi utilizado para a investigação dos efeitos de diversos fatores, tais como a estrutura do sistema, as condições de operação, o tipo de sistema de excitação e de modelo de carga empregado e a presença de interligações em corrente contínua (*DC links*). Concluiu-se que o amortecimento destes modos é menor em sistemas com linhas de transmissão de alta impedância (características das interconexões entre áreas distintas), sendo fortemente afetado pelo fluxo de potência nestas linhas. Além disso, os demais fatores mencionados também exercem influência sobre os modos

Figura 3.2: Sistema de duas áreas.

inter-área (Klein et al., 1992). Posteriormente, este sistema tornou-se um padrão nas análises e nos projetos de controladores para amortecimento de oscilações em sistemas de potência (Kundur et al., 1989).

Existem ainda outros tipos de modos que podem ser instabilizados pela interação dos controladores com os elementos do sistema. Por exemplo, a utilização do modelo de um gerador equivalente, para representar unidades com várias máquinas, no projeto de controladores de amortecimento, pode levar à instabilização de oscilações conhecidas como **modos intra-planta** (Rogers, 2000). Esta instabilização deve-se ao fato de que, em determinados casos, as máquinas da referida unidade apresentam conjuntos de parâmetros diferentes umas das outras, sendo portanto estes parâmetros diferentes daqueles adotados no modelo equivalente. Dessa forma, o ajuste feito para este modelo pode ser pouco adequado para a realidade física do sistema. Outros exemplos de oscilações eletromecânicas são os **modos torsionais** e **modos de controle** ou **das excitatrizes**, causados pela interação dos controladores com a dinâmica do eixo do conjunto turbo-gerador e com o sistema de excitação, respectivamente, quando estes controladores são projetados de maneira inadequada (Kundur, 1994).

Este trabalho estará focado na estabilização dos modos locais e inter-área. Algumas questões relativas aos demais modos serão abordadas de maneira breve. A abordagem destas questões figura naturalmente entre as propostas

de extensão desta pesquisa. Tais propostas são apresentadas no capítulo 6, e a investigação de algumas delas já se encontra em andamento.

3.3 O estabilizador clássico

Uma solução intuitiva para o problema de amortecimento dos modos de oscilação eletromecânica seria adicionar um sinal de amortecimento, proporcional à velocidade do rotor, diretamente ao eixo do mesmo, através da entrada de potência mecânica do gerador. Entretanto, devido ao fato de que a turbina tem uma dinâmica lenta, quando comparada com a frequência dos modos de oscilação, um sinal adicionado desta maneira não teria velocidade de atuação suficiente para estabilizar os referidos modos.

Por esta razão, foram buscadas alternativas que aumentassem o amortecimento dos modos de oscilação. Dentre as primeiras propostas, está a inclusão de um bloco redutor do ganho transitório no regulador de tensão, chamado de TGR (do Inglês, *Transient Gain Reduction*). Baseado na constatação de que o amortecimento dos modos locais é menor com ganhos elevados do AVR, foi proposta a utilização deste bloco, que fazia com que este ganho fosse menor em condições transitórias. Entretanto, pode-se ver em (Kundur, 1994) que este bloco pode ser prejudicial para o amortecimento dos modos inter-área, razão pela qual esta alternativa foi abandonada.

Retornando então à idéia de um sinal estabilizante, surge a necessidade de adicioná-lo através de um laço de controle que possua atuação rápida o suficiente para amortecer os tipos de oscilações existentes. A solução encontrada em (DeMello e Concordia, 1969) foi a utilização do sistema de excitação para este fim. Adicionando o sinal estabilizante à referência do AVR, podia-se modulá-lo para que o efeito do mesmo fosse um aumento da componente de amortecimento do torque elétrico, sem prejuízo da componente sincronizante.

Para que o efeito deste sinal estabilizante no torque elétrico estivesse em fase com a velocidade do rotor, era necessário compensar o atraso de fase introduzido pelo ramo de controle de tensão do gerador, destacado na

figura 3.3 com o nome de $GEP(s)$. Os parâmetros K_1 a K_6 são provenientes da linearização do modelo do sistema da figura 3.1 e as expressões para o cálculo dos mesmos podem ser obtidas em (DeMello e Concordia, 1969).

Figura 3.3: Modelo Heffron-Phillips com PSS clássico.

Após uma série de aproximações, os autores concluíram em (DeMello e Concordia, 1969) que o atraso de fase a ser compensado seria aquele introduzido pela função

$$GEP(s) \approx \frac{K_2}{K_6} \frac{1}{\left[1 + s \left(\frac{\tau'_{do}}{K_e K_6} \right)\right] (1 + sT_e)} \quad (3.19)$$

Dessa forma, foi proposto em (DeMello e Concordia, 1969) que o sinal estabilizante passasse por um compensador de avanço de fase antes de ser adicionado à referência do regulador de tensão. Este compensador ficou conhecido mais tarde como Estabilizador de Sistemas de Potência (PSS). A estrutura deste estabilizador é composta por um ganho de realimentação K_{PSS} e um filtro chamado de *washout*, para evitar que o mesmo atue em condições de regime permanente, seguidos pelos blocos de avanço de fase. Geralmente, utilizam-se dois blocos para a compensação de fase, como mostrado na figura 3.4. Devido ao fato de que o projeto deste tipo de estabilizador é baseado

numa técnica de controle clássico (compensação de fase), este controlador será referido neste texto como **PSS clássico**.

Figura 3.4: Estrutura clássica de PSS.

Alguns anos depois, este tipo de estabilizador passou a ser amplamente utilizado pelas empresas do setor de geração e transmissão de energia elétrica. Um resumo dos procedimentos de projeto e das recomendações de ordem prática para a implementação de tais estabilizadores foi apresentado em (Larsen e Swann, 1981). Neste artigo, os autores utilizavam tanto a abordagem no domínio da frequência quanto o cálculo dos autovalores citado na seção 3.1, além de analisar o efeito de diferentes sinais de entrada para o compensador (tais como a potência elétrica da máquina ou a frequência da barra terminal).

Por questões relativas à filtragem dos modos torsionais e ao desempenho do estabilizador frente a variações programadas no ponto de operação, propostas de estabilizadores baseados na integral da potência de aceleração da máquina foram desenvolvidas em (DeMello et al., 1978) e (Lee et al., 1981) e atualmente constituem a estrutura preferida de PSS clássico em diversos países (veja, por exemplo, (Ferraz et al., 2002) e (Archer et al., 2002)). Tais estabilizadores utilizam realimentações da velocidade do rotor e da potência elétrica da máquina para sintetizar o sinal de potência de aceleração, e empregam também um filtro seguidor de rampa para fazer com que o estabilizador funcione de maneira adequada durante o rampeamento da referência de potência mecânica do gerador.

Conforme salientado no parágrafo anterior, os PSSs clássicos são ainda hoje amplamente utilizados nas unidades geradoras em operação. Entretanto, estes controladores apresentam duas desvantagens principais, que es-

tão se tornando cada vez mais problemáticas, à medida que os sistemas de potência são forçados a operar perto de seus limites.

A primeira desvantagem refere-se ao fato de que o projeto destes controladores é baseado na modelagem Heffron-Phillips. Essa modelagem exclui os modos inter-área, ao reduzir o restante do sistema a um equivalente na forma de um barramento infinito. A segunda desvantagem está relacionada à técnica clássica empregada no projeto destes estabilizadores. Sendo esta baseada numa modelagem linearizada, sua validade se restringe, conforme comentado anteriormente, a uma vizinhança do ponto de operação original do sistema. Por estas duas razões, um procedimento empírico, chamado de “sintonia” (*tuning*) é utilizado *a posteriori* no projeto destes PSSs clássicos, visando a obtenção de amortecimento na maior faixa de frequências possível, englobando-se as frequências de modos locais e inter-área. Recomendações de ordem prática para a realização da sintonia são dadas em (Larsen e Swann, 1981).

Obviamente, há limitações para o amortecimento que pode ser conseguido empregando-se tal procedimento empírico, e tais limitações serão mais severas quanto menor for a experiência do projetista e o conhecimento do sistema a ser controlado. Tais limitações motivam a busca de novas técnicas de controle que possam ser aplicadas para garantir a eficiência do controle de amortecimento dos modos de oscilação eletromecânicas dos sistemas de potência.

Neste contexto, o objetivo principal desta tese de doutoramento é o desenvolvimento de um procedimento alternativo de projeto de controladores de amortecimento, que possa superar as desvantagens presentes no procedimento clássico, aumentando assim a robustez do controlador projetado. O procedimento desenvolvido apresenta uma prova formal desta robustez, garantindo assim o desempenho do controlador frente às variações no ponto de operação, tão frequentes nos sistemas de potência. Além disso, o mesmo é baseado num modelo multimáquinas, preservando desta forma as dinâmicas

inter-área na modelagem, o que também possibilita uma maior eficiência do controlador.

Cabe ressaltar que esta tese não pretende apresentar um controlador que possa ser diretamente aplicado na prática, devido ao estágio atual desta pesquisa. Conforme comentado anteriormente, ainda não foram abordadas questões práticas de grande importância, tais como os modos intra-planta e torsionais, além da coordenação deste tipo de controlador com os PSSs clássicos². Entretanto, tais questões já estão sendo abordadas na sequência da pesquisa, visando a obtenção de um controlador que possa ser efetivamente implementado nos sistemas de potência.

²Uma análise preliminar a respeito desta coordenação é apresentada em (Ramos, Oliveira e Bretas, 2002).

Capítulo 4

A METODOLOGIA PROPOSTA PARA O PROJETO DE CONTROLADORES

Com a motivação de aumentar a robustez e melhorar o desempenho dos estabilizadores clássicos, esta tese de doutorado propõe uma nova alternativa para o projeto de controladores de amortecimento para os modos de oscilação eletromecânica dos sistemas de potência. Esta nova metodologia utiliza técnicas de controle robusto adaptadas para o problema de interesse, de forma que os controladores projetados possam atender à maioria das restrições práticas que o problema impõe.

Este capítulo apresenta em detalhes os fundamentos matemáticos da metodologia, explicando como cada passo do procedimento de projeto foi concebido, no sentido de atender a um determinado requerimento prático do problema tratado. Ao final do capítulo, o algoritmo completo de projeto é fornecido. Antes, porém, o capítulo traz uma revisão bibliográfica comentada a respeito de outras alternativas que têm sido propostas para a resolução do mesmo problema.

4.1 Projeto e sintonia de controladores de amortecimento para sistemas de potência

Conforme ressaltado no capítulo anterior, desde o início da utilização dos AVR's nos sistemas de potência, as oscilações eletromecânicas de baixa frequência têm sido um problema bastante estudado pelos pesquisadores e engenheiros da área de potência. Atualmente, os processos de reestruturação dos sistemas de potência em todo o mundo têm estimulado bastante a interconexão entre áreas distintas, renovando o interesse dos pesquisadores, principalmente no que se refere aos modos inter-área. Além disso, com os sistemas sendo forçados a operar cada vez mais próximos de seus limites, comportamentos não lineares tornam-se cada vez mais importantes na resposta dos sistemas. Por tais razões, um grande número de pesquisas recentes tem sido direcionado para o desenvolvimento de novas metodologias de projeto e ajuste de controladores de amortecimento, capazes de tratar tais problemas¹.

Além da obtenção de controladores mais robustos, é também necessário que estes tenham uma ação coordenada, o que auxilia tanto na manutenção da estabilidade do sistema quanto na melhoria do desempenho de cada estabilizador individualmente. Sendo assim, a utilização do modelo multimáquinas no projeto destes estabilizadores, considerando as dinâmicas de todos os geradores da área que deve ser coordenada, é imprescindível para a obtenção de melhores resultados, qualquer que seja o procedimento de projeto.

¹Nesse contexto, o projeto coordenado de controladores de amortecimento torna-se de grande interesse não mais para os agentes da geração (cuja tendência é cada vez mais a de descentralização, distribuição geográfica e independência), e sim para o operador do sistema, responsável pela manutenção de uma operação estável e segura. Alguns trabalhos (como, por exemplo, (DeMarco, 2001)) sugerem que os chamados “dispositivos FACTS” - comentados adiante no texto - terão um papel fundamental nas novas estruturas de controle. Entretanto, apesar da tendência de surgimento de novos produtores independentes e cogeneradores, as grandes companhias de geração ainda existentes em diversos países necessitam de controladores de amortecimento para manter seus vários geradores operando de maneira satisfatória.

Dentre as propostas de projeto coordenado para a melhoria da robustez dos estabilizadores com estrutura clássica, pode-se destacar o posicionamento de pólos baseado em índices de sensibilidade, tais como os **Resíduos de Função de Transferência** (Ferraz et al., 2001) ou os **Coefficientes de Torque Induzido** (Pourbeik et al., 2000). Em (Pourbeik et al., 2002), foi provado que estes dois índices são equivalentes. Ambos os índices fornecem uma medida da sensibilidade de um determinado autovalor com relação a uma variação incremental em um determinado parâmetro do sistema. Neste tipo de metodologia, os pólos do sistema multimáquinas são posicionados através de variações incrementais nos ganhos dos PSS selecionados, resultando assim num ajuste coordenado dos mesmos. Para esta coordenação, a compensação de fase é pré-definida, ou seja, a metodologia ainda requer uma sintonia empírica no que se refere aos parâmetros dos blocos de avanço de fase.

Dado que os índices de sensibilidades são medidas do comportamento local dos autovalores, em regiões fortemente não lineares os incrementos utilizados em cada iteração desta metodologia devem ser pequenos o suficiente para garantir que o erro da aproximação linear esteja dentro de uma certa tolerância. Entretanto, passos corretores podem ser utilizados para superar esta dificuldade, desde que os mesmos não aumentem de forma significativa o tempo de computação requerido pelo método.

Em tais abordagens, a utilização de múltiplos pontos de operação assegura que os estabilizadores coordenados serão robustos dentro da faixa de condições de operação de interesse. Apesar disso, não existe uma prova formal desta robustez para os pontos de operação intermediários, sendo que a garantia da robustez depende, neste caso, da experiência do projetista, tanto no que se refere à coordenação quanto à sintonia dos estabilizadores.

Para evitar a necessidade de utilização da experiência do projetista na sintonia dos estabilizadores, uma forma de automatização deste procedimento foi proposta em (Bomfim et al., 2000), utilizando algoritmos genéticos (AG). Nesta abordagem, os parâmetros dos diversos PSSs são codificados em vetores

(chamados de cromossomos), e um algoritmo de computação evolucionária, baseado em princípios da biologia, é usado para obter melhores conjuntos de parâmetros (com relação a uma função objetivo referente ao amortecimento de todos os modos de oscilação do sistema) ao longo do processamento. Assim que um critério de amortecimento mínimo é atingido, o algoritmo termina, obtendo-se como resultado um conjunto de parâmetros que garante uma atuação coordenada e sintonizada de todos os PSSs.

Devido à necessidade de testar diversas combinações de parâmetros, ao longo do processamento, e dado que cada nova combinação requer uma nova auto-análise do sistema multimáquinas, o tempo de computação requerido por este tipo de abordagem pode ser excessivamente alto. Este tempo pode, no entanto, ser reduzido através da paralelização do processamento, ou seja, a utilização de redes de computadores para a distribuição do esforço computacional entre vários processadores (Viveros et al., 2002).

A utilização de múltiplos pontos de operação por este tipo de abordagem não fornece, novamente, garantia formal de que o ajuste feito irá satisfazer aos requisitos de amortecimento mínimo nas condições intermediárias de operação. Dessa forma, esta garantia deve vir novamente da experiência do projetista, ou a partir da análise *a posteriori* do efeito deste ajuste sobre as condições intermediárias. Novas propostas utilizando informações probabilísticas sobre a localização dos autovalores do sistema podem auxiliar neste sentido (Chung et al., 2002).

Nas últimas décadas, grandes avanços foram conseguidos nas áreas de teoria e engenharia de controle (veja, por exemplo, (Chen, 1999), (Zhou et al., 1996) e (Zhou e Doyle, 1998)). Um grande número de pesquisas buscando controladores ótimos e robustos (tanto em relação à estabilidade quanto ao desempenho do sistema) começou a ser desenvolvido. Os mais variados tipos de sistemas foram analisados, e os sistemas de potência foram de extrema importância neste contexto.

No caso específico do projeto de controladores de amortecimento, pro-

postas de implementação de controladores baseados em técnicas de controle robusto podem ser encontradas na segunda metade da década de 1990, como por exemplo em (Klein et al., 1995). Desde então, várias outras propostas foram surgindo (Fischman et al., 1997), (Scavone et al., 1998), (Affonso et al., 2000), mas a maioria delas esbarra em dificuldades práticas para sua implementação.

O procedimento de projeto reportado em (Snyder et al., 1999) propõe uma estrutura de controle de amortecimento centralizada, baseada na realimentação remota através da utilização de medição sincronizada de fasores. Problemas relacionados ao atraso de tempo para a realimentação e à perda de um ou mais sinais remotos são tratados em (Snyder et al., 2000) e (Mekki et al., 2000), respectivamente. Quando comparado com as estruturas descentralizadas, o esquema de controle centralizado apresenta uma série de vantagens, como por exemplo a possibilidade de redução significativa do esforço de controle para a estabilização do sistema. Entretanto, apesar de ser altamente desejável, a estrutura centralizada de controle esbarra em sérias dificuldades práticas, relacionadas principalmente ao custo de implementação de canais de comunicação, rápidos e confiáveis, dedicados exclusivamente à transmissão da realimentação remota (Boukarim et al., 2000). Alguns autores, no entanto, acreditam que a tendência nos sistemas de potência é de uma transição gradual para a centralização do controle (onde isso for possível)², baseada na divisão hierárquica de tarefas, de acordo com os tempos de atuação requeridos (Fardanesh, 2002).

Tendo em mente as dificuldades atuais para a implementação de con-

²Existem sistemas nos quais atrasos de tempo significativos para a realimentação são inevitáveis numa estrutura de controle centralizado (como é o caso dos SEP). Nestes sistemas, tais atrasos podem levar à deterioração do desempenho (ou mesmo à inviabilização) de um controlador centralizado, chegando ao ponto de que a estrutura ótima de controle seja efetivamente uma estrutura descentralizada. Portanto, ao se considerar um controle centralizado para o amortecimento de oscilações em SEP (no qual as constantes de tempo envolvidas são relativamente pequenas), deve ser levado em conta este aspecto.

troles centralizados, outras propostas de controladores robustos têm surgido. Dentre estas propostas, destacam-se as que utilizam as Desigualdades Matriciais Lineares (LMIs) como ferramenta de projeto. Alguns problemas de controle existentes pode ser equacionada na forma de LMIs. Uma vez obtido este equacionamento, uma série de algoritmos de resolução numérica pode ser utilizada para a obtenção de um controlador que satisfaça os requisitos desejados. Tal procedimento tem sido testado em uma grande variedade de problemas de controle, fornecendo resultados bastante satisfatórios na maioria deles.

Um exemplo de aplicação de LMIs para o projeto de controladores de amortecimento descentralizados pode ser encontrado em (Taranto et al., 1998) e (Shiau et al., 1999). Conforme será explicado mais adiante neste texto, o problema de projeto de controladores descentralizados por realimentação de saída (outro requisito prático do problema, uma vez que a realimentação de estados é impraticável em sistemas de potência), quando equacionado, resulta em um conjunto de desigualdades matriciais bilineares, não sendo possível tratá-lo diretamente pelos algoritmos de resolução de LMIs. Uma relaxação destas desigualdades torna-se necessária. No referido trabalho, a solução encontrada é a imposição *a priori* dos pólos do controlador, baseada em um conhecimento prévio de sua estrutura típica e das características do problema. Dessa forma, pode-se obter um controlador descentralizado de ordem reduzida através da resolução iterativa de um conjunto de LMIs. A necessidade de resolução iterativa, neste caso, pode também tornar o tempo de computação excessivamente alto para sistemas de grande porte.

Outra proposta de aplicação de controle robusto descentralizado projetado por LMIs é relatada em (Rao e Sen, 2000). Neste artigo, uma técnica conhecida como posicionamento regional de pólos (a qual será também explicada mais adiante neste texto) é utilizada para garantir um amortecimento mínimo e uma taxa de decaimento mínima para todos os modos de oscilação do sistema em malha fechada. Entretanto, a metodologia proposta baseia-se

em realimentação estática de estados. Tal estrutura de controle apresenta sérias dificuldades de implementação, uma vez que a informação dos ângulos dos rotores (estados do sistema) depende de uma referência angular comum.

O desenvolvimento das técnicas e dos equipamentos de eletrônica de potência possibilitou o surgimento dos chamados dispositivos FACTS (do Inglês, *Flexible AC Transmission Systems*). Atualmente, estes dispositivos são usados principalmente no controle dos fluxos de potência e na melhoria dos perfis de tensão dos sistemas elétricos, mas existem propostas (algumas delas, inclusive, já implementadas) de utilização de controladores suplementares para estes dispositivos, visando o amortecimento de oscilações eletromecânicas. O emprego de técnicas de controle robusto no projeto de controladores suplementares para dispositivos FACTS foi sugerido, por exemplo, em (Bazanella e Silva, 2001), (Yu et al., 2001) e (Son e Park, 2000).

Neste contexto (de busca por procedimentos de projeto de controladores robustos descentralizados para o amortecimento dos modos de oscilação eletromecânica dos sistemas de potência) situa-se a proposta apresentada nesta tese de doutoramento. Tendo em mente as dificuldades existentes, tanto práticas quanto computacionais, buscou-se o desenvolvimento de uma metodologia capaz de atender à maioria dos requisitos impostos pelo problema. Na seção seguinte, será mostrado como cada problema particular foi tratado pela metodologia concebida, destacando suas características principais.

4.2 A Metodologia Proposta

Conforme salientado anteriormente, para que um controlador de amortecimento de oscilações eletromecânicas seja adequado para implementação, uma série de requisitos práticos têm que ser observada durante seu projeto. A seguir, é apresentada uma lista contendo alguns dos principais requisitos para tal controlador.

- **Realimentação de saída:** como pode ser visto nas equações (2.22)-(2.25), dentre as variáveis da representação de estados do sistema de potência existem os ângulos dos rotores. Como discutido na seção 2.3, existe a necessidade de utilização de uma referência angular comum para todos estes ângulos. Isso torna muito difícil a correta medição de um determinado ângulo localmente, inviabilizando o controle por realimentação de estados. Dessa forma, a alternativa mais imediata é o controle por realimentação de saída. Entretanto, mesmo sendo o sistema controlável, uma realimentação estática de saída introduziria restrições adicionais (além das restrições relativas à descentralização, comentada mais adiante) na capacidade do controlador de posicionar os pólos do sistema em malha fechada. Por esta razão, optou-se, neste trabalho, por um controlador com realimentação dinâmica de saída, tomando-se a saída como sendo as velocidades angulares dos rotores. Pode-se notar que o próprio PSS clássico é um controlador por realimentação dinâmica de saída. O controlador proposto nessa tese, no entanto, difere do PSS clássico tanto na metodologia de projeto quanto na ordem e estrutura de blocos.
- **Robustez:** as condições de operação do sistema estão variando continuamente, seja devido a perturbações no sistema ou a variações normais diárias de carga. Sendo assim, é desejável que o controlador projetado forneça uma garantia explícita de estabilização do sistema, considerando uma ampla faixa de variação do ponto de operação. Preferencialmente, esta garantia deve estar embutida no procedimento de projeto, para eliminar a necessidade de uma sintonia *a posteriori*, ficando assim o controlador sujeito unicamente a testes e ajustes de campo, durante seu comissionamento.
- **Crítérios de desempenho:** não apenas a estabilização do sistema em malha fechada deve ser robusta, mas também seu desempenho deve ser garantido frente a variações nas condições operativas. Dessa forma,

critérios de desempenho bem definidos devem ser incluídos entre os objetivos do controlador, para que o esforço de projeto possa ser direcionado para as tarefas principais deste controlador.

- **Descentralização:** já foi discutida, na seção anterior, a necessidade de uma estrutura descentralizada para este tipo de controlador, de forma a eliminar a necessidade de realimentações remotas, devido às grandes distâncias envolvidas. Portanto, apesar de utilizar o sistema multimáquinas como modelo para o projeto, o controle deve ser feito de maneira a utilizar a velocidade de cada rotor (informação disponível localmente) para controlar o respectivo gerador.
- **Ganho nulo em regime permanente:** assim que as oscilações são satisfatoriamente amortecidas, o sistema deve retornar a seu ponto de equilíbrio original (caso a perturbação que causou o transitório tenha cessado) ou encontrar uma nova condição de equilíbrio (no caso de uma variação normal das condições de operação). Em ambos os casos, o controlador não deve ter nenhuma ação sobre o sistema, e isso pode ser traduzido pelo requisito de ganho igual a zero em regime permanente.

Outras necessidades práticas podem ser citadas, tais como a coordenação destes controladores robustos com os PSSs clássicos já existentes (dado que a grande maioria dos estabilizadores atualmente implementados utiliza a estrutura clássica) ou o tratamento de questões referentes aos modos intraplanta, às oscilações torsionais e às pulsações de torque mecânico em turbinas hidráulicas (Bollinger et al., 1993). Vale ressaltar novamente que tais problemas não serão abordados neste tese, sendo porém alvo de pesquisas que já estão em andamento.

As subseções seguintes explicam como cada um dos requisitos práticos listados é tratado pelo procedimento de projeto desenvolvido durante esta pesquisa de doutoramento.

4.2.1 Realimentação de saída

Após a linearização das equações (2.22)-(2.25), que compõem o modelo multimáquinas do sistema, o conjunto de equações resultante pode ser colocado na seguinte forma matricial:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \quad (4.1)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Cx} \quad (4.2)$$

sendo $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ o vetor de estados (representando agora os desvios com relação ao ponto de operação original), $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^p$ o vetor de entradas (formado, no caso deste trabalho, pelos sinais estabilizantes a serem adicionados à referência dos AVR's) e $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^q$ o vetor de saídas (composto, neste caso, pelos desvios de velocidade dos rotores). É importante aqui chamar atenção para o fato de que a metodologia de projeto que será apresentada é geral o suficiente para permitir o uso de outros tipos de sinais de saída para a realimentação. Dessa forma, os problemas de oscilações torsionais, pulsações de torque mecânico e rampeamento da referência de potência mecânica podem, em princípio, ser tratados a partir da utilização de diferentes sinais de saída, tais como a potência elétrica e a integral da potência acelerante. Entretanto, tais alternativas ainda não foram testadas, permanecendo como propostas de futuras pesquisas. Na verdade, como será visto mais adiante, a generalidade da formulação utilizada no projeto permite a obtenção de controladores de amortecimento para qualquer tipo de sistema que possa ser colocado na forma (4.1)-(4.2), não se restringindo, portanto, ao problema de oscilações eletromecânicas em sistemas de potência.

Um controlador linear por realimentação dinâmica de saída para o sistema (4.1)-(4.2) pode ser descrito pela seguinte realização em espaço de estados:

$$\dot{\mathbf{x}}_c = \mathbf{A}_c \mathbf{x}_c + \mathbf{B}_c \mathbf{y} \quad (4.3)$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{C}_c \mathbf{x}_c \quad (4.4)$$

na qual $\mathbf{x}_c \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de estados do controlador. O funcionamento do controlador descrito por (4.3)-(4.4) pode ser resumido da seguinte forma:

aplicando um ganho $\mathbf{C}_c$ a seus estados, gerados a partir da medição e do processamento da saída, o controlador produz a entrada de controle que deverá ser adicionada ao sistema. O sistema em malha fechada formado pela conexão entre o sistema (4.1)-(4.2) e o controlador (4.3)-(4.4) pode ser representado numa forma condensada por:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \tilde{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{x}} \quad (4.5)$$

sendo

$$\tilde{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B}\mathbf{C}_c \\ \mathbf{B}_c\mathbf{C} & \mathbf{A}_c \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

e $\tilde{\mathbf{x}} \in \mathbb{R}^{2n}$ um vetor contendo tanto os estados do sistema quanto os do controlador. Esta representação básica, na forma (4.5)-(4.6), constituirá a modelagem básica do sistema em malha fechada que será utilizada ao longo de todo o restante do texto. Feitas tais definições, decorre da teoria de Lyapunov que o problema de estabilização do sistema (4.1)-(4.2) através do controlador (4.3)-(4.4) resume-se a encontrar matrizes $\mathbf{A}_c$, $\mathbf{B}_c$, $\mathbf{C}_c$ e $\tilde{\mathbf{P}} > \mathbf{0}$ tais que

$$\tilde{\mathbf{A}}^T\tilde{\mathbf{P}} + \tilde{\mathbf{P}}\tilde{\mathbf{A}} < \mathbf{0} \quad (4.7)$$

Infelizmente, como será visto mais adiante, este problema de controle envolve a solução de equações que são não lineares nas variáveis $\mathbf{A}_c$, $\mathbf{B}_c$ e $\mathbf{C}_c$. Na verdade, é necessária a solução de **Desigualdades Matriciais Bilineares**, (BMIs) (VanAntwerp e Braatz, 2000). Este tipo de equação é também bastante estudado, e seus métodos de resolução freqüentemente envolvem processos iterativos de solução de LMIs. Nesse caso, entretanto, um algoritmo iterativo pode tornar proibitivo o esforço computacional necessário, dada a grande dimensão do espaço de estados envolvido. A solução encontrada, descrita adiante na seção 4.2.4, é a introdução de uma mudança de variáveis e de uma nova parametrização do problema, permitindo que sua solução seja obtida através da solução de dois conjuntos distintos de LMIs. No entanto, para facilitar a compreensão do processo de construção do algoritmo, os passos necessários para o tratamento de cada um dos requisitos

práticos serão apresentados numa ordem crescente de complexidade (com relação ao número e ao tamanho das LMIs envolvidas). Por essa razão, a parametrização mencionada será apresentada somente após a descrição do tratamento das questões de robustez e de critérios de desempenho.

4.2.2 Robustez

É importante notar que as definições e análises da subseção anterior estão baseadas em um único modelo Linear Invariante no Tempo (LIT), na forma (4.1)-(4.2). Este modelo resulta da linearização das equações (2.22)-(2.25) em torno de um ponto de equilíbrio e, portanto, descreve adequadamente o comportamento do sistema de potência apenas em uma pequena vizinhança deste ponto, como mencionado anteriormente neste texto. Tendo em vista que os sistemas de potência estão sujeitos a variações diárias ou semanais previsíveis (e também a perturbações externas imprevisíveis), as quais tem efeito significativo nas condições de operação, as restrições na validade de controles projetados com base em um único modelo LIT podem constituir-se em uma séria desvantagem para a metodologia proposta. Dessa forma, torna-se necessário expandir a validade deste controle através da aplicação de uma técnica mais robusta de controle.

Uma das idéias básicas do controle robusto é a descrição das variações nas condições operativas do sistema como incertezas sobre uma planta nominal. Dessa forma, o controle projetado deve estabilizar não mais um único modelo, mas todo um conjunto de modelos gerados pela modelagem incerta. Para este fim, a equação (4.1) pode ser reescrita como

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} + \Delta\mathbf{A})\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (4.8)$$

na qual $\Delta\mathbf{A}$ representa a incerteza com relação aos elementos da matriz nominal $\mathbf{A}$. O modelo na forma (4.8) é usualmente conhecido como modelo com incertezas aditivas.

Dado que as condições de carregamento variam significativamente ao longo do dia, fica difícil determinar um único ponto de operação nominal

para um sistema de potência. Além disso, mesmo que este ponto de operação seja de alguma forma determinado (tomando-se, por exemplo, um caso base do fluxo de carga), fica ainda mais difícil expressar com precisão as variações diárias no ponto de operação através de faixas de variação dos elementos da matriz $\mathbf{A}$. Esta constitui uma das grandes desvantagens do modelo com incertezas aditivas, no caso de sistemas de potência.

O modelo com incertezas politópicas (Ramos, Bretas e Alberto, 2002) fornece uma alternativa interessante para a modelagem de incertezas em sistemas de potência. Neste tipo de modelagem, o sistema pode ser linearizado em uma série de pontos de operação típicos (os quais podem ser obtidos diretamente da curva de carga do sistema, ou através da combinação dos níveis extremos das cargas individuais, como é o caso deste trabalho). O controlador é então projetado para estabilizar não apenas estes pontos, mas o conjunto completo de modelos gerados pela combinação convexa dos mesmos no espaço das matrizes. A possibilidade de trabalhar com múltiplos pontos de operação típicos confere ao modelo politópico um melhor significado físico (no caso de sistemas de potência), quando comparado à modelagem com incertezas aditivas. Para explicar mais detalhadamente a modelagem politópica, algumas definições se fazem necessárias.

- **Definição 1:** Um sistema na forma

$$\dot{\mathbf{x}}(t) \in \Omega \mathbf{x}(t) \quad , \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0 \quad (4.9)$$

sendo Ω um subconjunto fechado de $\mathbb{R}^{n \times n}$, é chamado de uma **Inclusão Diferencial Linear**, ou LDI (do Inglês, *Linear Differential Inclusion*). Qualquer $\mathbf{x} : \mathbb{R}_+ \rightarrow \mathbb{R}^n$ satisfazendo (4.9) é chamado de uma *trajetória* desta LDI.

Sendo assim, qualquer trajetória de (4.9) é uma solução de

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) \quad , \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0 \quad (4.10)$$

para alguma função $\mathbf{A} : \mathbb{R}_+ \rightarrow \Omega$ (Boyd et al., 1994). Por outro lado, para cada função $\mathbf{A} : \mathbb{R}_+ \rightarrow \Omega$, a solução de (4.10) é uma trajetória de (4.9).

Considere agora o sistema não linear

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), t) \quad (4.11)$$

e suponha que, para cada $\mathbf{x}(t)$ e t , exista uma matriz $\mathbf{G}(\mathbf{x}(t), t) \in \Omega$ tal que

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}(t), t) = \mathbf{G}(\mathbf{x}(t), t)\mathbf{x}(t) \quad (4.12)$$

Segue imediatamente que toda a trajetória do sistema não linear (4.11) é também uma trajetória da LDI definida por Ω . As condições para a existência de tal $\mathbf{G}(\mathbf{x}(t), t)$ são dadas em (Boyd et al., 1994), bem como a extensão desta análise para sistemas com entradas e saídas.

- **Definição 2:** Um **politopo** fechado e limitado é um conjunto que pode ser descrito pela combinação convexa de seus vértices.

Este conjunto pode ser representado por

$$\Omega = \mathbf{Co} \{ \mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \dots, \mathbf{A}_L \} \quad (4.13)$$

no qual $\mathbf{A}_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $i = 1, \dots, L$, são os vértices (ou sistemas vértices) de Ω e

$$\mathbf{Co} \mathbb{S} \triangleq \left\{ \sum_{i=1}^{n+1} \lambda_i \mathbf{v}_i \mid \mathbf{v}_i \in \mathbb{S}, \lambda_i > 0, \sum_{i=1}^{n+1} \lambda_i = 1 \right\} \quad (4.14)$$

Em outras palavras, $\mathbf{Co} \mathbb{S}$ representa todas as combinação convexa dos elementos do conjunto $\mathbb{S}$. Se o conjunto Ω em (4.9) é um politopo, esta LDI será denominada Inclusão Diferencial Linear Politópica, ou PLDI (do Inglês, *Politopic Linear Differential Inclusion*).

- **Definição 3:** Uma LDI é **quadraticamente estável** se e somente se existe uma matriz simétrica definida positiva $\mathbf{P}$ satisfazendo

$$\hat{\mathbf{A}}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \hat{\mathbf{A}} < \mathbf{0} \quad (4.15)$$

para toda matriz $\hat{\mathbf{A}} \in \Omega$.

Quando Ω descreve uma PLDI tem-se, como consequência da convexidade deste conjunto, que algumas das propriedades (tais como estabilidade, por exemplo) de seus sistemas vértices são válidas também para todas as matrizes pertencentes a este conjunto. Isto pode ser visto na prova do teorema a seguir.

Teorema 1 : *Suponha que um conjunto $\Omega \subset \mathbb{R}^{n \times n}$ possa ser descrito por (4.13) e defina uma PLDI na forma (4.9). Esta PLDI será quadraticamente estável se $\exists \mathbf{P}^T = \mathbf{P} > \mathbf{0}$ tal que $\mathbf{A}_i^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_i < \mathbf{0}$ para $i = 1, \dots, L$.*

Prova: Todo $\hat{\mathbf{A}} \in \Omega$ pode ser escrito como

$$\hat{\mathbf{A}} = \sum_{i=1}^L \lambda_i \mathbf{A}_i \quad (4.16)$$

para algum $\lambda_i > 0$, $i = 1, \dots, L$ satisfazendo (4.14). Segue da definição de estabilidade quadrática, dada em (4.15), que

$$\begin{aligned} \left(\sum_{i=1}^L \lambda_i \mathbf{A}_i^T \right) \mathbf{P} + \mathbf{P} \left(\sum_{i=1}^L \lambda_i \mathbf{A}_i \right) &< \mathbf{0} \Rightarrow \\ \sum_{i=1}^L \lambda_i (\mathbf{A}_i^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_i) &< \mathbf{0} \end{aligned} \quad (4.17)$$

Dado que $\lambda_i > 0$, $i = 1, \dots, L$, fica claro que se $\exists \mathbf{P}^T = \mathbf{P} > \mathbf{0}$ tal que

$$\mathbf{A}_i^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_i < \mathbf{0} \quad , \quad i = 1, \dots, L \quad (4.18)$$

então toda $\hat{\mathbf{A}} \in \Omega$ satisfaz $\hat{\mathbf{A}}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \hat{\mathbf{A}} < \mathbf{0}$, ou seja, a PLDI definida por Ω é quadraticamente estável. $\square$

Com este benefício advindo da convexidade, o projeto de controladores para a estabilização de um modelo politópico pode concentrar-se apenas na garantia de estabilidade quadrática dos vértices, pois esta propriedade irá se estender para as demais matrizes pertencentes ao politopo. De fato, esta é a abordagem utilizada na proposta de projeto de controladores apresentada nesta tese. O sistema é linearizado em um conjunto de pontos de operação típicos (considerando as mudanças nos níveis de carga como fontes principais de variação do modelo), gerando os sistemas vértices $\tilde{\mathbf{A}}_i$, $i = 1, \dots, L$.

Para cada $\tilde{\mathbf{A}}_i$, uma equação de Lyapunov do tipo (4.7) é então construída, e os problemas de controle correspondentes são resolvidos (com o auxílio da parametrização que será introduzida na subseção 4.2.4), fornecendo um controlador capaz de estabilizar todo o conjunto de modelos do sistema de potência contidos na combinação convexa dos sistemas vértices.

É importante salientar que, ao tomar um determinado conjunto de pontos de operação para formar os vértices do politopo, não existe garantia *a priori* de que os modelos linearizados relativos às condições intermediárias de operação estejam efetivamente contidos neste politopo. Esta garantia deve ainda ser obtida por inspeção, ou seja, tendo-se uma determinada condição intermediária (ou um conjunto de condições intermediárias), lineariza-se a mesma e verifica-se se o politopo contém o respectivo modelo. Entretanto, dadas as características do projeto baseado em estabilização quadrática do politopo, esta inspeção pode ser feita *a priori* (ou seja, antes que os controladores sejam projetados). Isso constitui uma vantagem desta proposta de projeto sobre outras técnicas, nas quais é necessário inicialmente projetar o controlador para um dado número de pontos de operação e então inspecionar, *a posteriori*, se o mesmo atende aos critérios de projeto em condições intermediárias.

Voltando à modelagem com incertezas aditivas, vale ressaltar que esta também constitui, de certa forma, uma modelagem politópica, se tomarmos os valores extremos das faixas de variação dos elementos da matriz $\mathbf{A} + \Delta\mathbf{A}$ e os combinarmos para formar os vértices do politopo. No entanto, ao utilizar esta abordagem para a construção do modelo, o número de vértices dependerá do número de elementos de $\mathbf{A} + \Delta\mathbf{A}$ com incertezas, crescendo exponencialmente com relação a este número, devido à característica combinatorial do processo de construção da modelagem. Além disso, se as faixas de variação dos elementos de $\Delta\mathbf{A}$ são definidas como porcentagens dos valores nominais dos respectivos elementos em $\mathbf{A}$ (como é usual em outros tipos de projeto de controle), os modelos dos vértices perdem, num certo sentido, seu significado

físico. Portanto, para a aplicação desta modelagem, seria necessário determinar de maneira bastante cuidadosa a faixa de variação de cada elemento da matriz $\mathbf{A} + \Delta\mathbf{A}$ para a obtenção de uma modelagem adequada.

Com base nas considerações apresentadas nos parágrafos anteriores, optou-se pela utilização da modelagem politópica como ferramenta para conferir robustez aos controladores projetados pelo procedimento desenvolvido. Definiu-se, também, que a construção dos vértices seria feita a partir da linearização de um determinado conjunto de condições típicas de operação. Na subseção seguinte, será mostrado como cada uma das equações de Lyapunov para os sistemas vértices pode ser modificada para incluir alguns critérios de desempenho que devem ser atendidos ao final do procedimento de projeto.

4.2.3 Critérios de desempenho

A estabilização do sistema em malha fechada não é o único objetivo de um controlador de amortecimento. Frequentemente, o controlador é projetado para um sistema que já é estável, tendo porém modos de oscilação com amortecimento muito pequeno. Estes modos pouco amortecidos representam um risco para o sistema, pois podem tornar-se instáveis conforme o ponto de operação varie. Além disso, quando um sistema opera na presença de tais modos, usualmente se faz necessária a imposição de limites adicionais (bem abaixo dos limites térmicos) às transferências de potência feitas por linhas estratégicas para este sistema, tais como as linhas de interligação entre áreas distintas. Sendo assim, os critérios de desempenho que devem ser atingidos pelo controlador devem estar relacionados ao amortecimento das oscilações, e devem também ser robustos, de tal forma que as variações nas condições operativas não causem uma degradação no desempenho deste controlador.

O modo mais simples (e mais utilizado) para visualizar os modos de oscilação e associá-los a seus respectivos fatores de amortecimento é através do gráfico dos autovalores do sistema no plano complexo. Recordando a definição dada na seção 3.1 por (3.11), pode-se ver que modos estáveis com

igual fator de amortecimento encontram-se sobre uma linha reta no semi-plano esquerdo do plano complexo, e que a inclinação desta linha (que pode ser definida pelo ângulo θ que a mesma forma com o eixo real) é inversamente proporcional ao respectivo fator de amortecimento.

Esta idéia simples sugere a definição de um fator de amortecimento mínimo como critério de desempenho para o controlador proposto nesta tese. A figura 4.1 ilustra este conceito, conhecido como **Posicionamento Regional de Pólos (PRP)**.

Figura 4.1: Critérios de PRP adotados neste trabalho.

Como pode ser visto na figura 4.1, é possível definir também uma taxa de decaimento mínima para os modos de oscilação. A taxa de decaimento de um modo $\lambda = \sigma \pm j\omega$ pode ser expressa por $\bar{\sigma} = -Re(\lambda)$. Portanto, ao impor que todos os modos do conjunto de sistemas contido no modelo politópico devam estar dentro da região D na figura 4.1, garante-se que nenhum dos modos do sistema em malha fechada terá um fator de amortecimento menor do que ζ_0 nem uma taxa de decaimento menor do que $\bar{\sigma}_0$. Este critério de PRP, em particular, já foi usado em (Rao e Sen, 2000) para o projeto de um controlador com realimentação estática de estados.

Nos projetos de controle robusto, os objetivos dos controladores são fre-

qüentemente descritos em termos de índices de desempenho na forma de normas nos espaços H_∞ ou H_2 . Bons resultados podem ser conseguidos na estabilização robusta de sistemas incertos e na atenuação de perturbações externas, por exemplo, com a abordagem H_∞ . No entanto, o projeto H_∞ trata primariamente com aspectos no domínio da frequência e fornece pouco controle sobre a posição dos pólos do sistema em malha fechada (Chiali e Gahinet, 1996). Portanto, no problema de projeto de controladores para o amortecimento de oscilações eletromecânicas em sistemas de potência, uma maneira diferente (daquelas que utilizam as normas H_∞ ou H_2) de expressar os objetivos de desempenho do controlador é necessária, preferencialmente na forma de PRP.

Uma das vantagens da abordagem LMI é a possibilidade de expressar critérios de PRP diretamente como um conjunto de LMIs. O teorema seguinte mostra como isso pode ser feito.

Teorema 2 : *Todos os autovalores de qualquer matriz $\tilde{\mathbf{A}} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ estão contidas na região D do plano complexo, mostrada na figura 4.1 (ou seja, têm $\zeta \geq \zeta_0$ e $\bar{\sigma} \geq \bar{\sigma}_0$), se e somente se existe uma matriz simétrica $\tilde{\mathbf{P}} > \mathbf{0}$ tal que*

$$\tilde{\mathbf{A}}^T \tilde{\mathbf{P}} + \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}} + 2\bar{\sigma}_0 \tilde{\mathbf{P}} < \mathbf{0} \quad (4.19)$$

e

$$\begin{bmatrix} \sin \theta (\tilde{\mathbf{A}}^T \tilde{\mathbf{P}} + \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}}) & \cos \theta (\tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}} - \tilde{\mathbf{A}}^T \tilde{\mathbf{P}}) \\ \cos \theta (\tilde{\mathbf{A}}^T \tilde{\mathbf{P}} - \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}}) & \sin \theta (\tilde{\mathbf{A}}^T \tilde{\mathbf{P}} + \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}}) \end{bmatrix} < \mathbf{0} \quad (4.20)$$

Prova: A prova deste teorema não será repetida neste texto, devido à sua extensão e ao grande número de definições necessárias. Esta prova pode ser encontrada em (Chiali e Gahinet, 1996). $\square$

Dessa forma, para a obtenção de um procedimento de projeto com critério de desempenho robusto na forma de PRP, basta combinar a modelagem politópica com as equações dadas em (4.19) e (4.20). Em outras palavras, equaciona-se o problema de controle na forma

$$\tilde{\mathbf{A}}_i^T \tilde{\mathbf{P}} + \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}}_i + 2\bar{\sigma}_0 \tilde{\mathbf{P}} < \mathbf{0} \quad (4.21)$$

$$\begin{bmatrix} \sin \theta (\tilde{\mathbf{A}}_i^T \tilde{\mathbf{P}} + \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}}_i) & \cos \theta (\tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}}_i - \tilde{\mathbf{A}}_i^T \tilde{\mathbf{P}}) \\ \cos \theta (\tilde{\mathbf{A}}_i^T \tilde{\mathbf{P}} - \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}}_i) & \sin \theta (\tilde{\mathbf{A}}_i^T \tilde{\mathbf{P}} + \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}}_i) \end{bmatrix} < \mathbf{0} \quad (4.22)$$

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

$$\tilde{\mathbf{A}}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_i & \mathbf{B}\mathbf{C}_c \\ \mathbf{B}_c\mathbf{C} & \mathbf{A}_c \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

sendo $\tilde{\mathbf{A}}_i$, $i = 1, \dots, L$, os sistemas vértices obtidos a partir da linearização das equações (2.22)-(2.25) em condições de operação típicas do sistema. Resolve-se então este problema de controle, obtendo-se matrizes $\mathbf{A}_c$, $\mathbf{B}_c$, $\mathbf{C}_c$ e $\tilde{\mathbf{P}} > \mathbf{0}$ que definem um controlador capaz de garantir um amortecimento mínimo e uma taxa de decaimento mínima para todos os modos de oscilação do sistema, em todos os pontos de operação contidos no politopo definido pela combinação convexa das matrizes $\tilde{\mathbf{A}}_i$.

Neste ponto, vale a pena ressaltar que, na definição das matrizes $\tilde{\mathbf{A}}_i$ dada em (4.23), as matrizes $\mathbf{B}$ e $\mathbf{C}$ também poderiam estar sujeitas a incertezas politópicas. Entretanto, para este trabalho, no qual as variações de carga foram consideradas como a fonte de incertezas, estas matrizes são deixadas constantes, pois não são afetadas por estas variações.

A grande dificuldade para a implementação deste procedimento de projeto é o fato de que, na forma como estão apresentadas, (4.21) e (4.22) são BMIs nas variáveis de projeto $\mathbf{A}_c$, $\mathbf{B}_c$ e $\mathbf{C}_c$. A seção seguinte introduz, finalmente, a parametrização que permitirá o tratamento do problema na forma de LMIs.

4.2.4 Descentralização

Estabelecidos os critérios de robustez e desempenho a serem atingidos pelo controlador, o próximo requisito prático a ser tratado pelo procedimento do projeto é a necessidade de descentralização do controlador. Para tornar mais simples o desenvolvimento das equações contidas nesta subseção, toda a análise será baseada num único modelo LIT. Ao final da subseção, a extensão do procedimento obtido para incluir os critérios de robustez e desempenho (a

qual pode ser feita de maneira bastante direta e intuitiva) será apresentada e comentada.

Retornando então ao problema de projeto da subseção 4.2.1, vemos que sua solução consistia na determinação das matrizes $\mathbf{A}_c$, $\mathbf{B}_c$, $\mathbf{C}_c$ e

$$\tilde{\mathbf{P}} > \mathbf{0} \quad (4.24)$$

satisfazendo

$$\tilde{\mathbf{A}}^T \tilde{\mathbf{P}} + \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}} < \mathbf{0} \quad (4.25)$$

com $\tilde{\mathbf{A}}$ dado por (4.6). Como salientado anteriormente, este problema exige a solução de desigualdades não lineares nas variáveis de projeto. Para que fique mais clara esta não linearidade, vamos particionar a matriz $\tilde{\mathbf{P}}$ e sua inversa $\tilde{\mathbf{P}}^{-1}$ (de acordo com as dimensões do sistema e do controlador) e definir

$$\tilde{\mathbf{P}} = \begin{bmatrix} \mathbf{X} & \mathbf{U} \\ \mathbf{U}^T & \mathbf{X}_c \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{P}}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y} & \mathbf{V} \\ \mathbf{V}^T & \mathbf{Y}_c \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

sendo $\mathbf{X}, \mathbf{Y}, \mathbf{U}, \mathbf{V} \in \mathbb{R}^{n \times n}$. Além disso, vamos introduzir também a seguinte mudança de variáveis:

$$\mathbf{L} = \mathbf{C}_c \mathbf{V}^T, \quad \mathbf{F} = \mathbf{U} \mathbf{B}_c, \quad \mathbf{M} = \mathbf{V} \mathbf{A}_c^T \mathbf{U}^T \quad (4.27)$$

na qual as dimensões das matrizes $\mathbf{F}$, $\mathbf{L}$ e $\mathbf{M}$ ficam determinadas implicitamente pelas transformações realizadas. Podemos então utilizar as novas variáveis criadas para reformular o problema de controle definido pelas desigualdades (4.24) e (4.25).

Teorema 3 (*Oliveira et al., 2000*): *O sistema (4.1)-(4.2) pode ser estabilizado por um controlador por realimentação dinâmica de saída na forma (4.3)-(4.4) se e somente se existem matrizes simétricas $\mathbf{X}, \mathbf{Y} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ e matrizes $\mathbf{L} \in \mathbb{R}^{p \times n}$, $\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{n \times q}$ and $\mathbf{M} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ de tal forma que as seguintes*

desigualdades matriciais sejam factíveis:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{X} \end{bmatrix} > \mathbf{0} \quad (4.28)$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{Z} + \mathbf{M} \\ \mathbf{Z}^T + \mathbf{M}^T & \mathbf{G} \end{bmatrix} < \mathbf{0} \quad (4.29)$$

sendo

$$\mathbf{H} = \mathbf{A}\mathbf{Y} + \mathbf{Y}\mathbf{A}^T + \mathbf{B}\mathbf{L} + \mathbf{L}^T\mathbf{B}^T \quad (4.30)$$

$$\mathbf{G} = \mathbf{A}^T\mathbf{X} + \mathbf{X}\mathbf{A} + \mathbf{F}\mathbf{C} + \mathbf{C}^T\mathbf{F}^T \quad (4.31)$$

$$\mathbf{Z} = \mathbf{A} + \mathbf{Y}\mathbf{A}^T\mathbf{X} + \mathbf{Y}\mathbf{C}^T\mathbf{F}^T + \mathbf{L}^T\mathbf{B}^T\mathbf{X} \quad (4.32)$$

Prova: O teorema 3 pode ser provado simplesmente mostrando-se que as desigualdades (4.24) e (4.25) são equivalentes, respectivamente, às desigualdades (4.28) e (4.29). Para este fim, definimos a matriz $\mathbf{T} \in \mathbb{R}^{2n \times 2n}$ por

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y} & \mathbf{I} \\ \mathbf{V}^T & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

Multiplicando-se as desigualdades (4.24) e (4.25) à direita por $\mathbf{T}$ e à esquerda por $\mathbf{T}^T$, e efetuando-se algumas manipulações puramente algébricas, a substituição do novo conjunto de variáveis definido por (4.26) e (4.27) nas desigualdades resultantes resulta exatamente em (4.28) e (4.29), o que prova a equivalência desejada. A característica bijetiva (um-para-um) das transformações envolvidas garante a suficiência do teorema e completa a prova. $\square$

Uma vez encontradas as matrizes $\mathbf{L}$, $\mathbf{F}$, $\mathbf{M}$, $\mathbf{X}$, e $\mathbf{Y}$, e com uma escolha apropriada da matriz $\mathbf{V}$, as matrizes $\mathbf{A}_c$, $\mathbf{B}_c$ e $\mathbf{C}_c$ do controlador podem ser facilmente calculadas a partir de (4.27). Entretanto, devido à natureza não linear do termo $\mathbf{Z}$ em (4.29), estas matrizes não podem ser obtidas por algoritmos de resolução de LMIs. Olhando para (4.32), pode-se ver que este termo é uma BMI em $\mathbf{L}$, $\mathbf{F}$, $\mathbf{X}$, e $\mathbf{Y}$. Ou seja, tal termo mostra de forma clara a característica bilinear do problema, comentada nas seções anteriores.

Uma solução freqüentemente usada para este problema consiste na eliminação do termo não linear $\mathbf{Z}$ através da escolha $\mathbf{M} = -\mathbf{Z}$, o que reduz a desigualdade (4.29) a

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}(\mathbf{Y}, \mathbf{L}) < \mathbf{0}, \quad \mathbf{G} = \mathbf{G}(\mathbf{X}, \mathbf{F}) < \mathbf{0} \quad (4.34)$$

Além de possibilitar o equacionamento do problema de controle por realimentação dinâmica de saída na forma de um conjunto de LMIs, esta escolha particular da matriz $\mathbf{M}$ também recupera, para este problema, o princípio clássico da separação, no sentido de que os ganhos da realimentação de estados (calculado a partir de $\mathbf{L}$) e da dinâmica do controlador (calculado a partir de $\mathbf{F}$) podem ser projetados independentemente, pois $\mathbf{L}$ e $\mathbf{F}$ são obtidos de maneira independente pela resolução das LMIs $\mathbf{H} < \mathbf{0}$ e $\mathbf{G} < \mathbf{0}$, respectivamente.

Contudo, existe um preço a ser pago por esta modificação na formulação original do projeto. Como pode ser visto em (4.27), a matriz $\mathbf{A}_c$, a qual determina a dinâmica dos estados do controlador, é calculada a partir da matriz $\mathbf{M}$. Para a obtenção de um controlador descentralizado, é necessária a imposição de uma estrutura bloco diagonal para a matriz $\mathbf{A}_c$ e, portanto, para a matriz $\mathbf{M}$. Por outro lado, o termo $\mathbf{Z}$ depende da matriz $\mathbf{A}$, a qual representa o sistema interconectado a ser controlado (e, dessa forma, não apresenta uma estrutura bloco diagonal). Sendo assim, a escolha $\mathbf{M} = -\mathbf{Z}$ torna impossível a imposição de uma estrutura particular para $\mathbf{A}_c$, ficando esta estrutura totalmente dependente da estrutura do termo $\mathbf{Z}$, o que, por sua vez, significa que um procedimento de projeto descentralizado não pode ser desenvolvido com base nesta formulação.

Outra grande desvantagem desta escolha particular da matriz $\mathbf{M}$ é o fato de ela se tornar dependente da condição de operação. Olhando para (4.32), pode-se ver que o termo $\mathbf{Z}$ é dependente da matriz $\mathbf{A}$ e, dessa forma, a escolha $\mathbf{M} = -\mathbf{Z}$ faz com que a matriz $\mathbf{A}_c$ (que descreve a dinâmica do controlador) tenha que ser calculada em função da matriz $\mathbf{A}$ (ou seja, de uma condição particular de operação). Isso impossibilita o tratamento de múltiplos pontos

de operação por esta abordagem, prejudicando de forma severa a robustez do controlador projetado. Uma alternativa para contornar tal problema é projetar o controlador para um ponto nominal de operação e verificar sua robustez *a posteriori* através, por exemplo, de um teste de estabilidade quadrática para um politopo cujos vértices sejam constituídos pela conexão em malha fechada do controlador projetado com algumas condições de operação típicas selecionadas. No entanto, este é um procedimento do tipo “tentativa e erro”, que dependerá novamente da incorporação de algum conhecimento prático sobre o sistema a ser controlado para que não seja necessário um número muito grande de tentativas para se conseguir um controlador factível. Em suma, os resultados que podem ser conseguidos (em termos de robustez do controlador) com esta abordagem são, em geral, insatisfatórios.

Este conjunto de dificuldades inerentes ao problema de obtenção de controladores descentralizados por realimentação de saída impõe sérias restrições à aplicabilidade das técnicas de controle robusto (baseadas em LMIs) no amortecimento de oscilações eletromecânicas em sistemas de potência. Entretanto, com o auxílio de uma nova parametrização das desigualdades (4.28) e (4.29), esta tese de doutorado propõe um procedimento de projeto capaz de superar estas restrições, possibilitando a obtenção de um controle descentralizado e, ao mesmo tempo, fazendo com que o problema possa ser expresso na forma de LMIs. Esta formulação também recupera, em parte, o procedimento de separação clássico.

O problema de controle original (4.24) e (4.25) pode ser reformulado como segue:

Teorema 4 (*Oliveira et al., 2000*): *Com a mudança de variáveis*

$$\mathbf{P} = \mathbf{Y}^{-1}, \quad \mathbf{S} = \mathbf{Y}^{-1}\mathbf{M} \quad (4.35)$$

e dada $\mathbf{C}_c = \bar{\mathbf{C}}_c$ fixa, o sistema (4.1)-(4.2) pode ser estabilizado por um controlador por realimentação dinâmica de saída na forma (4.3)-(4.4) se e somente se existem matrizes simétricas $\mathbf{X}, \mathbf{P} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ e matrizes $\mathbf{S} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ e

$\mathbf{F} \in \mathbb{R}^{n \times q}$ de tal forma que as **LMIs** seguintes sejam factíveis:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{P} & \mathbf{P} \\ \mathbf{P} & \mathbf{X} \end{bmatrix} > \mathbf{0} \quad (4.36)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \bar{\mathbf{A}} & \mathbf{P} \mathbf{A} + \bar{\mathbf{A}}^T \mathbf{X} + \mathbf{C}^T \mathbf{F}^T + \mathbf{S} \\ \mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{X} \bar{\mathbf{A}} + \mathbf{F} \mathbf{C} + \mathbf{S}^T & \mathbf{G} \end{bmatrix} < \mathbf{0} \quad (4.37)$$

sendo

$$\bar{\mathbf{A}} = \mathbf{A} + \mathbf{B} \bar{\mathbf{C}}_c \quad (4.38)$$

Prova: Definindo

$$\hat{\mathbf{T}} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix}, \quad (4.39)$$

as LMIs (4.36) e (4.37) podem ser obtidas simplesmente multiplicando-se (4.28) e (4.29) à direita e à esquerda por $\hat{\mathbf{T}}$, o que prova a equivalência entre o problema de controle original e esta formulação. $\square$

Pode-se notar que as variáveis das LMIs (4.36) e (4.37) estão relacionadas apenas à dinâmica do controlador (equação (4.3)). Uma vez determinadas $\mathbf{X}, \mathbf{P}, \mathbf{S}$ e $\mathbf{F}$, as matrizes $\mathbf{A}_c$ e $\mathbf{B}_c$ podem ser obtidas a partir de (4.35) e (4.27). Mais ainda, é importante ressaltar que, para a resolução de (4.36) e (4.37), **o ganho da realimentação de estados $\mathbf{C}_c = \bar{\mathbf{C}}_c$ é mantido fixo**. Este ganho pode ser obtido através da resolução do problema $\mathbf{Y} > \mathbf{0}$, $\mathbf{H} = \mathbf{H}(\mathbf{Y}, \mathbf{L}) < \mathbf{0}$ e de (4.27). Nesse sentido, a parametrização dada por (4.36) e (4.37) também recupera parcialmente o princípio de separação, pois o ganho da realimentação de estados pode ser projetado de maneira independente do ganho da dinâmica do controlador. Essa recuperação é apenas parcial, porque o contrário não é verdade (o ganho da dinâmica do controlador não pode ser projetado independentemente do ganho de realimentação de estados).

A característica mais importante da LMI (4.37) é a liberdade que ela garante para a estrutura da matriz $\mathbf{S}$. Com ela, é possível impor uma estrutura bloco diagonal para todas as matrizes envolvidas no projeto, incluindo $\mathbf{S}$. Dessa forma, a matriz $\mathbf{M}$ (e, portanto, a matriz $\mathbf{A}_c$) pode também ser

bloco diagonal. Portanto, esta parametrização permite a formulação e resolução do problema de controle descentralizado por realimentação de saída através de LMIs.

Sendo assim, pode-se estabelecer um procedimento de projeto deste tipo de controlador, para um único modelo LIT (a extensão deste procedimento, incluindo a robustez e os critérios de desempenho, será dada na seção 4.3) da seguinte maneira:

1. Imponha as restrições lineares $\mathbf{Y} = \mathbf{Y}_D$, $\mathbf{L} = \mathbf{L}_D$, $\mathbf{P} = \mathbf{P}_D$, $\mathbf{X} = \mathbf{X}_D$, $\mathbf{F} = \mathbf{F}_D$ e $\mathbf{S} = \mathbf{S}_D$ (nas quais o subscrito D indica uma estrutura bloco diagonal) às variáveis de projeto;
2. Determine uma solução $(\mathbf{Y}^*, \mathbf{L}^*)$ para o problema de realimentação de estados $\mathbf{Y} > \mathbf{0}$, $\mathbf{H} = \mathbf{H}(\mathbf{Y}, \mathbf{L}) < \mathbf{0}$ e faça $\bar{\mathbf{C}}_c = \mathbf{L}^*(\mathbf{Y}^*)^{-1}$;
3. Encontre as matrizes $\mathbf{X}, \mathbf{P}, \mathbf{S}$ e $\mathbf{F}$ resolvendo as LMIs (4.36) e (4.37);
4. Calcule as matrizes $\mathbf{A}_c$ e $\mathbf{B}_c$ a partir de (4.35) and (4.27).

Com este procedimento de projeto, é possível agora obter o controlador por realimentação de saída desejado. Resta, então, estender o procedimento, incorporando os critérios de robustez e desempenho. Antes disso, porém, a seção 4.2.5 irá apresentar o último requisito prático que foi abordado nesta metodologia (a não atuação do controlador com o sistema em regime permanente) e explicar a solução adotada para o cumprimento deste requisito.

4.2.5 Ganho nulo em regime permanente

Após a implementação, o sistema em malha fechada real será formado pela conexão entre um controlador de amortecimento linear e um sistema de potência (o qual tem um comportamento não linear inerente). A tarefa do controlador será amortecer as oscilações eletromecânicas deste sistema. Após estas oscilações serem satisfatoriamente amortecidas, a ação do controlador no sistema deve cessar, para que este não produza nenhum *offset* nas

condições de equilíbrio do sistema. Este *offset* também pode ser introduzido por PSSs clássicos, e está relacionado ao ganho de regime permanente destes controladores.

Assim como no caso dos PSSs clássicos, filtros do tipo *washout* podem ser incorporados aos controladores robustos propostos nesta tese, para garantir que o ganho em regime permanente dos mesmos seja nulo, evitando assim que estes perturbem as condições originais de equilíbrio do sistema. Para tanto, os filtros devem ser incluídos no modelo dos sistemas vértices, através da inserção de um estado adicional, representando o *washout*, em cada subsistema do modelo multimáquinas relativo ao respectivo gerador. Esta inserção deve ser feita antes da aplicação do procedimento de projeto, para não prejudicar a coordenação entre os controladores projetados. Nos testes descritos no capítulo 5, os *washouts* foram inseridos diretamente na saída do sistema (ou seja, as entradas dos *washouts* são as velocidades angulares dos respectivos geradores). Diferentemente dos PSSs clássicos (onde os *washouts* são usualmente inseridos entre o ganho e os blocos de avanço-atraso, como mostra a figura 3.4), as saídas dos *washouts* foram utilizadas como entradas para os respectivos controladores robustos. Uma vez que tanto os controladores quanto os blocos de *washout* são elementos lineares, esta inversão de posições não afeta o resultado do controle.

Com isso, todos os requisitos práticos listados no início desta seção estão prontos para serem tratados pela metodologia de projeto proposta nesta tese. A próxima seção apresenta, então, o procedimento completo de projeto, englobando todos os aspectos tratados ao longo desta seção.

4.3 Procedimento Proposto para o Projeto dos Controladores Robustos

A metodologia de projeto de controladores de amortecimento robustos, com realimentação dinâmica de saída, proposta nesta tese, segue os seguintes

passos:

1. Selecionar as condições típicas de operação que comporão os sistemas vértices e os valores de equilíbrio de seus respectivos parâmetros e variáveis;
2. Linearizar as condições selecionadas e obter as representações em espaço de estados dos sistemas vértices ($\mathbf{A}_i$, $\mathbf{B}$ e $\mathbf{C}$ para $i = 1, \dots, L$), incluindo nas mesmas os estágios de *washout*;
3. Definir os critérios de PRP ζ_0 e $\bar{\sigma}_0$ desejados e calcular $\theta = \arccos \zeta_0$;
4. Construir as variáveis matriciais $\mathbf{Y}_D$ e $\mathbf{L}_D$ (com estruturas bloco diagonais de dimensões apropriadas) e as LMIs

$$\mathbf{Y}_D > \mathbf{0} \quad (4.40)$$

$$\mathbf{A}_i \mathbf{Y}_D + \mathbf{Y}_D \mathbf{A}_i^T + \mathbf{B} \mathbf{L}_D + \mathbf{L}_D^T \mathbf{B}^T + 2\bar{\sigma}_0 \mathbf{Y}_D < \mathbf{0} \quad (4.41)$$

$$\left[\begin{array}{cc|cc} \text{sen } \theta \left(\mathbf{A}_i \mathbf{Y}_D + \mathbf{Y}_D \mathbf{A}_i^T \right. & \cos \theta \left(\mathbf{Y}_D \mathbf{A}_i^T - \mathbf{A}_i \mathbf{Y}_D \right. & & \\ & \left. + \mathbf{B} \mathbf{L}_D + \mathbf{L}_D^T \mathbf{B}^T \right) & \left. + \mathbf{L}_D^T \mathbf{B}^T - \mathbf{B} \mathbf{L}_D \right) & \\ \hline & & & \\ \cos \theta \left(\mathbf{A}_i \mathbf{Y}_D - \mathbf{Y}_D \mathbf{A}_i^T \right. & \text{sen } \theta \left(\mathbf{A}_i \mathbf{Y}_D + \mathbf{Y}_D \mathbf{A}_i^T \right. & & \\ & \left. + \mathbf{B} \mathbf{L}_D - \mathbf{L}_D^T \mathbf{B}^T \right) & \left. + \mathbf{B} \mathbf{L}_D + \mathbf{L}_D^T \mathbf{B}^T \right) & \end{array} \right] < \mathbf{0} \quad (4.42)$$

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

5. Resolver as LMIs (4.40), (4.41) e (4.42), encontrando $\bar{\mathbf{Y}}_D$ e $\bar{\mathbf{L}}_D$ que as tornem factíveis;
6. Calcular $\mathbf{C}_c = \bar{\mathbf{C}}_c = \bar{\mathbf{L}}_D (\bar{\mathbf{Y}}_D)^{-1}$;
7. Calcular $\bar{\mathbf{A}}_i = \mathbf{A}_i + \mathbf{B} \bar{\mathbf{C}}_c$ para $i = 1, \dots, L$;

8. 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 as LMIs

$$\begin{bmatrix} \mathbf{P}_D & \mathbf{P}_D \\ \mathbf{P}_D & \mathbf{X}_D \end{bmatrix} > \mathbf{0} \quad (4.43)$$

$$\left[\begin{array}{cc|cc} \mathbf{P}_D \bar{\mathbf{A}}_i + \bar{\mathbf{A}}_i^T \mathbf{P}_D & & \mathbf{P}_D \mathbf{A}_i + \bar{\mathbf{A}}_i^T \mathbf{X}_D + \mathbf{C}^T \mathbf{F}_D^T & \\ & + 2\bar{\sigma}_0 \mathbf{P}_D & & + \mathbf{S}_D + 2\bar{\sigma}_0 \mathbf{P}_D \\ \hline & & & \\ \mathbf{A}_i^T \mathbf{P}_D + \mathbf{X}_D \bar{\mathbf{A}}_i + \mathbf{F}_D \mathbf{C} & & \mathbf{A}_i^T \mathbf{X}_D + \mathbf{X}_D \mathbf{A}_i & \\ & + \mathbf{S}_D^T + 2\bar{\sigma}_0 \mathbf{P}_D & + \mathbf{F}_D \mathbf{C} + \mathbf{C}^T \mathbf{F}_D^T + 2\bar{\sigma}_0 \mathbf{X}_D & \end{array} \right] < \mathbf{0} \quad (4.44)$$

$$\left[\begin{array}{cc|cc} \mathbf{M}_{11} & \mathbf{M}_{12} & \mathbf{M}_{13} & \mathbf{M}_{14} \\ \star & \mathbf{M}_{22} & \mathbf{M}_{23} & \mathbf{M}_{24} \\ \hline & & & \\ \star & \star & \mathbf{M}_{33} & \mathbf{M}_{34} \\ \star & \star & \star & \mathbf{M}_{44} \end{array} \right] < \mathbf{0} \quad (4.45)$$

sendo que

$$\mathbf{M}_{11} = \sin \theta \left(\mathbf{P}_D \bar{\mathbf{A}}_i + \bar{\mathbf{A}}_i^T \mathbf{P}_D \right) \quad (4.46)$$

$$\mathbf{M}_{12} = \sin \theta \left(\mathbf{P}_D \mathbf{A}_i + \bar{\mathbf{A}}_i^T \mathbf{X}_D + \mathbf{C}^T \mathbf{F}_D^T + \mathbf{S}_D \right) \quad (4.47)$$

$$\mathbf{M}_{13} = \cos \theta \left(\bar{\mathbf{A}}_i^T \mathbf{P}_D - \mathbf{P}_D \bar{\mathbf{A}}_i \right) \quad (4.48)$$

$$\mathbf{M}_{14} = \cos \theta \left(-\mathbf{P}_D \mathbf{A}_i + \bar{\mathbf{A}}_i^T \mathbf{X}_D + \mathbf{C}^T \mathbf{F}_D^T + \mathbf{S}_D \right) \quad (4.49)$$

$$\mathbf{M}_{22} = \sin \theta \left(\mathbf{X}_D \mathbf{A}_i + \mathbf{A}_i^T \mathbf{X}_D + \mathbf{F}_D \mathbf{C} + \mathbf{C}^T \mathbf{F}_D^T \right) \quad (4.50)$$

$$\mathbf{M}_{23} = \mathbf{M}_{14}^T \quad (4.51)$$

$$\mathbf{M}_{24} = \cos \theta \left(-\mathbf{X}_D \mathbf{A}_i + \mathbf{A}_i^T \mathbf{X}_D - \mathbf{F}_D \mathbf{C} + \mathbf{C}^T \mathbf{F}_D^T \right) \quad (4.52)$$

$$\mathbf{M}_{33} = \mathbf{M}_{11} \quad (4.53)$$

$$\mathbf{M}_{34} = \mathbf{M}_{12} \quad (4.54)$$

$$\mathbf{M}_{44} = \mathbf{M}_{22} \quad (4.55)$$

e $\star$ indica que o respectivo termo fica implicitamente definido devido à simetria de (4.45);

9. Resolver as LMIs (4.43), (4.44) e (4.45), encontrando $\bar{\mathbf{P}}_D$, $\bar{\mathbf{X}}_D$, $\bar{\mathbf{F}}_D$ e $\bar{\mathbf{S}}_D$ que as tornem factíveis;
10. Calcular $\mathbf{U} = \bar{\mathbf{P}}_D - \bar{\mathbf{X}}_D$;
11. Calcular $\mathbf{B}_c = \mathbf{U}^{-1}\bar{\mathbf{F}}_D$;
12. Calcular $\mathbf{M} = \bar{\mathbf{P}}_D^{-1}\bar{\mathbf{S}}_D$;
13. Calcular $\mathbf{A}_c = \mathbf{U}^{-1}\mathbf{M}^T\bar{\mathbf{P}}_D$;

Neste ponto, alguns comentários devem ser feitos a respeito do procedimento de projeto apresentado. Em primeiro lugar, a matriz $\mathbf{U}$ utilizada nos passos 10, 11 e 13 é relativa à partição da matriz $\tilde{\mathbf{P}}$ introduzida em (4.26). Observando que $\tilde{\mathbf{P}}\tilde{\mathbf{P}}^{-1} = \mathbf{I}$, podem-se definir relações entre as matrizes $\mathbf{X}$, $\mathbf{U}$, $\mathbf{Y}$ e $\mathbf{V}$. Nota-se, também, que a escolha da matriz $\mathbf{U}$ (ou, alternativamente, da matriz $\mathbf{V}$) pode ser feita de maneira arbitrária, desde que a matriz escolhida seja não singular. Entretanto, olhando para a função de transferência do controlador

$$\mathbf{H}_c(s) = \bar{\mathbf{L}}_D [s(\mathbf{I} - \bar{\mathbf{X}}_D\bar{\mathbf{Y}}_D) - \mathbf{M}^T]^{-1} \bar{\mathbf{F}}_D \quad (4.56)$$

podemos ver que a mesma é completamente caracterizada por $\bar{\mathbf{L}}_D$, $\bar{\mathbf{F}}_D$, $\bar{\mathbf{X}}_D$, $\bar{\mathbf{Y}}_D$ e $\mathbf{M}$, não dependendo portanto da escolha arbitrária de $\mathbf{U}$ ou $\mathbf{V}$. Para o desenvolvimento do algoritmo de projeto aqui apresentado, foi feita a escolha $\mathbf{V} = \mathbf{Y}$, obtendo-se por consequência $\mathbf{C}_c = \mathbf{L}\mathbf{V}^{-T} = \mathbf{L}\mathbf{Y}^{-1}$ e $\mathbf{B}_c = \mathbf{U}^{-1}\mathbf{F} = (\mathbf{P} - \mathbf{X})^{-1}\mathbf{F}$, sendo $\mathbf{V}^{-T}$ a matriz inversa transposta da matriz $\mathbf{V}$.

O segundo comentário refere-se ao esforço computacional requerido pelo procedimento. É sabido que os procedimentos de projeto coordenado de controladores de amortecimento demandam uma grande quantidade de processamento. Devido à grande quantidade e ao tamanho das LMIs apresentadas, pode parecer inicialmente que o esforço computacional demandado tornaria

o procedimento inviável, mesmo em sistemas de pequeno porte. Entretanto, neste caso, a necessidade de uma estrutura descentralizada do controlador, além de ser um requisito de ordem prática, traz grandes benefícios para a resolução das LMIs. Dado que as variáveis matriciais do problema apresentam uma estrutura bloco diagonal, apenas os elementos constituintes destes blocos têm que ser determinados pelo algoritmo de resolução, pois os elementos fora dos blocos diagonais são conhecidos e iguais a zero. Isso acelera de maneira significativa o processamento, diminuindo o esforço computacional necessário.

Obviamente que apenas a redução do número de elementos a serem determinados (os quais são chamados de **variáveis de decisão**, no âmbito da resolução numérica das LMIs) não é suficiente para tornar o procedimento viável quando se trata de sistemas de dimensão real, com um número muito elevado de variáveis de estado. Para tais casos, boa parte das metodologias de projeto coordenado existentes tiram proveito da esparsidade do sistema para acelerar o processamento (veja, por exemplo, (Simões Costa et al., 1997)). Já com relação ao procedimento aqui proposto, o desenvolvimento de um algoritmo de resolução de LMIs que incorpore técnicas de esparsidade vai muito além dos objetivos desta tese.

Contudo, explorar a esparsidade do sistema não é a única alternativa disponível para solucionar este problema. Uma série de metodologias de projeto atualmente existentes fazem uso de modelos reduzidos do sistema, os quais preservam as entradas, saídas e dinâmicas de interesse. As técnicas de redução de modelos utilizadas por estas metodologias permitem a representação de sistemas com várias centenas de variáveis de estado através de modelos com dimensão variando entre 30 e 50 (Sanchez-Gasca, 2002). Sendo assim, o procedimento de projeto apresentado nesta tese poderia usar, por exemplo, as técnicas de redução dadas em (Sanchez-Gasca, 2002) ou (Sanchez-Gasca e Chow, 1996)³. No capítulo 5, é mostrado que o procedimento de projeto é

³Um certo cuidado teria que ser tomado, neste caso, com relação à construção da representação politópica no espaço dos modelos reduzidos, pois as estruturas das incertezas

capaz de tratar um sistema de ordem 45, ou seja, dentro da faixa de ordens dos modelos fornecidos pelas técnicas de redução citadas. Mais detalhes a respeito dos aspectos computacionais deste procedimento de projeto serão discutidos no capítulo 5.

Finalmente, pode-se observar que o algoritmo de projeto apresentado é seqüencial e não apresenta nenhum laço iterativo. Dessa forma, a resolução das LMIs apresentadas se faz necessária apenas uma vez, o que constitui uma vantagem sobre os métodos que utilizam soluções iterativas. Além disso, o projeto de controladores de amortecimento é um procedimento que deve ser realizado *off-line*. Sendo assim, grandes tempos de processamento não são uma séria restrição a um procedimento de projeto desta natureza, desde que os mesmos não sejam tão altos a ponto de inviabilizar a metodologia.

nestes modelos não são preservadas (com relação às incertezas nos modelos originais). A inspeção do atendimento de requisitos em condições intermediárias de operação *a posteriori* (ou seja, no sistema em malha fechada, após o projeto do controlador) se faria necessária.

Capítulo 5

TESTES REALIZADOS E RESULTADOS OBTIDOS

Este capítulo apresenta os resultados dos projetos realizados e dos testes com os controladores projetados. Foram escolhidos dois sistemas para teste, sendo que, em cada um deles, foi possível demonstrar um determinado conjunto de características e potencialidades da metodologia de projeto proposta neste texto.

O primeiro sistema considerado foi um modelo de duas áreas, dado em (Klein et al., 1991) e (Kundur, 1994), o qual já foi bastante utilizado na literatura em geral. Dessa forma, foi possível fazer uma boa avaliação do desempenho dos controladores projetados, através da comparação dos resultados obtidos com aqueles já existentes para tais sistemas.

O segundo conjunto de testes foi realizado com base no sistema New England, que pode ser encontrado em (Rogers, 2000), também já bastante empregado na literatura. Ambos os sistemas já podem ser considerados como *benchmarks* para o problema de oscilações eletromecânicas de baixa frequência. Neste trabalho, especificamente, o sistema New England foi escolhido por ter uma dimensão compatível com as dimensões dos espaços de estados gerados pelas técnicas de redução comentadas no final do capítulo anterior. Dessa forma, ao verificar-se a eficácia da metodologia para um sistema deste porte, pode-se concluir que a mesma tem potencial para gerar

bons resultados ao trabalhar com espaços de estados de dimensões semelhantes, provenientes de modelos reduzidos.

Os projetos contidos neste capítulo foram realizados por programas implementados em linguagem do aplicativo *Matlab*, com o auxílio dos algoritmos de resolução presentes no *LMI Control Toolbox*. As simulações também foram implementadas por programas em linguagem *Matlab*. Todos os testes foram realizados num computador equipado com processador *Pentium III* 550Mz e com 384Mb de memória *RAM*. Detalhes sobre os aspectos numéricos destes testes são fornecidos nas respectivas seções.

5.1 Sistema Teste 1: O Modelo de Duas Áreas

Tendo em vista as considerações feitas ao longo deste texto, fica claro que um dos objetivos principais das novas propostas de controladores de amortecimento é o controle (de forma robusta com relação à variação nas condições de operação) dos modos inter-área. Por esta razão, para o primeiro teste da metodologia proposta nesta tese de doutorado, foi escolhido um modelo de sistema de duas áreas, amplamente divulgado e utilizado na literatura como padrão para o estudo de oscilações eletromecânicas (Klein et al., 1991), (Kundur, 1994), (Klein et al., 1992).

Este modelo é composto basicamente por dois grupos de geradores separados por uma linha de transmissão longa (como pode ser visto na figura 5.1), e foi especialmente desenvolvido para a investigação dos fatores que propiciam o surgimento de modos inter-área. Apesar de ser um sistema fictício, seus parâmetros apresentam valores realísticos, típicos dos sistemas que estão em funcionamento atualmente. A linha de transmissão longa separa os quatro geradores em grupos de dois, e pode ser vista como uma interconexão entre duas áreas distintas. Como era de se esperar, este modelo possui um modo inter-área fracamente amortecido, e por isso foi escolhido para em-

basar o primeiro conjunto de testes da metodologia de projeto aqui proposta. Todos os dados referentes ao modelo, que foram utilizados neste trabalho, encontram-se no Apêndice A.

Figura 5.1: Modelo de duas áreas (sistema teste 1).

As características topológicas deste sistema favorecem o aparecimento do modo inter-área citado, no qual os geradores 1 e 2 oscilam, de maneira coerente, contra os geradores 3 e 4. Há ainda dois modos locais (nos quais os geradores 1 e 2 e os geradores 3 e 4, respectivamente, oscilam um contra o outro) e outros modos de menor interesse para este trabalho. A análise modal e o cálculo dos fatores de participação para cada gerador do sistema permitem a identificação destes modos e da participação de cada máquina nos mesmos.

Adiante, é descrita a aplicação da metodologia proposta ao sistema de duas áreas, na seqüência de passos do algoritmo de projeto dado no capítulo anterior.

Passo 1: Na escolha das condições de operação típicas para construir os sistemas vértices do politopo, foram consideradas variações de $\pm 10\%$ nas potências ativa e reativa das cargas das áreas 1 e 2 (L1 e L2, respectivamente), mantendo-se seus fatores de potência constantes. É importante salientar que, não estando disponível a curva de carga para este sistema, a escolha das condições de operação típicas foi feita de maneira arbitrária. Num caso em

que esta curva esteja disponível, esta pode servir de embasamento para a escolha dos vértices.

Para conferir um maior realismo à variação de condições de operação adotada, um esquema de redespacho de potência ativa foi utilizado, no qual a variação da potência total do sistema foi distribuída entre os geradores de forma proporcional à constante de inércia do mesmo. O caso base também foi considerado como um sistema vértice e, com isso, a escolha dos pontos de operação gerou um total de 5 condições típicas a serem utilizadas na construção do politopo. O gerador 3 foi considerado como um barramento infinito, em todas as condições de operação, para fornecer uma referência angular para o sistema, conforme discutido na seção 2.3.

Passo 2: A linearização das 5 condições de operação selecionadas gerou os sistemas vértices do politopo. As características principais destes vértices estão sumarizadas na tabela 5.1, na qual pode-se ver que o principal fator que influencia a estabilidade do modo inter-área é a potência P_{tie} transferida através da linha de interligação. Outro fato importante a ser destacado é que o politopo considerado é composto por condições tanto estáveis quanto instáveis. A presença de dois modos locais fracamente amortecidos também foi detectada em cada um dos vértices.

Passo 3: Várias combinações de fatores de amortecimento e taxas de decaimento mínimos para este sistema foram considerados nas tentativas de projeto realizadas. Dentre elas, foi selecionada (para a apresentação de resultados) a combinação $\zeta_0 = 10\%$ e $\bar{\sigma}_0 = 0.005$, pois a mesma possibilitou um bom compromisso em termos de tempo de processamento e resultados do controlador, como será visto mais adiante.

Passos 4 a 13: Estes passos foram realizados de maneira automática por um programa de computador, desenvolvido pelo doutorando em linguagem *Matlab*. Para a construção das variáveis e LMIs dos passos 4 e 8, foram utilizados os comandos implementados no pacote *LMI Lab* do *LMI Control Toolbox*. A resolução das LMIs, relativa aos passos 5 e 9, foi feita com

Nível de Carga	P_{tie} [MW]	Modo Inter-área	Frequência [Hz]	Fator de Amortecimento
Caso Base	391	-0.0068 $\pm j1.9310$	0.3073	0.0035
L1:+10% L2:-10%	262	-0.0144 $\pm j2.2050$	0.3509	0.0065
L1:-10% L2:-10%	360	-0.0126 $\pm j2.1349$	0.3398	0.0059
L1:-10% L2:+10%	515	0.0008 $\pm j1.4456$	0.2301	-0.0006
L1:+10% L2:+10%	420	-0.0012 $\pm j1.6765$	0.2668	0.0007

Tabela 5.1: Características dos sistemas vértices (sistema teste 1).

o auxílio do *solver* “feasp” (ver apêndice C), também disponível no *LMI Control Toolbox* (Gahinet et al., 1995).

Para este politopo com 5 vértices, sendo cada um com 15 variáveis de estado (já incluindo os estado referentes aos *washouts*), e com os critérios de PRP escolhidos no passo 3, o procedimento de projeto levou aproximadamente 18 minutos para se completar, sendo o processamento feito num computador *Pentium III* 550 MHz com 384 MB de memória *RAM*.

As matrizes $\mathbf{C}_c$, $\mathbf{B}_c$ e $\mathbf{A}_c$, calculadas respectivamente nos passos 6, 11 e 13, definem completamente os controladores e fornecem realizações de estados para os mesmos. Foram gerados controladores de ordem 5 para cada gerador, e suas respectivas funções de transferência podem ser vistas no Apêndice A.

Terminada a fase de projeto, o primeiro estudo realizado foi um levantamento dos autovalores do sistema em malha fechada, formado pela conexão dos controladores projetados aos respectivos geradores, nos pontos de operação relativos aos sistemas vértices. Este levantamento está mostrado na figura 5.2, na qual foram incluídos também autovalores relativos a 12

condições intermediárias de operação, para avaliar o desempenho dos controladores em condições não utilizadas diretamente no projeto. Estas condições foram construídas considerando combinações de variações nos níveis de carga das duas áreas (de maneira semelhante às aquelas mostradas na tabela 5.1. Foram utilizadas variações de 2,5%, 5% e 7,5% em ambas as cargas, mantendo-se constantes os fatores de potência das mesmas. Os autovalores correspondentes aos pontos de operação intermediários aparecem em cor azul na figura 5.2, enquanto que aqueles referentes aos sistemas vértices estão destacados em vermelho. Conforme previsto, pode-se ver que os controladores projetados conseguem estabilizar também as condições intermediárias de operação, garantindo ainda que as mesmas satisfaçam as restrições de PRP impostas no projeto.

Figura 5.2: Autovalores do sistema em malha fechada (sistema teste 1).

Após o estudo de robustez e desempenho feito no sistema linearizado (através do cálculo dos autovalores), a segunda fase de testes consistiu na realização de simulações não lineares (incluindo os limitadores da tensão de campo) da resposta do sistema a determinadas perturbações, para validar as análises lineares e garantir a eficácia dos controladores projetados na estabilização e no amortecimento dos modos de oscilação do sistema não linear. Uma série de perturbações foi simulada neste primeiro sistema teste, estando o mesmo operando em várias condições diferentes, em cada uma das simulações. Todas as simulações foram programadas em linguagem *Matlab*, sendo que o algoritmo de resolução das equações não lineares empregado foi o “ode45”. Em seguida, o texto apresenta algumas das simulações realizadas, comparando os resultados obtidos pelos controladores projetados com aqueles fornecidos pelos PSSs clássicos.

Para testar a habilidade dos controladores projetados no amortecimento tanto de modos locais quanto de modos inter-área, perturbações semelhantes às sugeridas em (Rogers, 2000) foram simuladas. A característica peculiar destas perturbações é o fato de que cada uma delas pode ser usada para tornar dominante, na resposta do sistema, um determinado modo de oscilação.

Com o sistema operando nas condições do caso base ($P_{tie} = 391$ MW), um degrau de amplitude $+0,05$ p.u. (na base de potência do gerador) foi aplicado à potência mecânica do gerador 1, em $t = 3$ s. Para garantir as condições de equilíbrio do sistema, foi aplicado também, no mesmo instante, um degrau de amplitude $-0,05$ (na mesma base de potência) à potência mecânica do gerador 2. Tal como previsto em (Rogers, 2000), após a ocorrência desta perturbação, as oscilações de modo local entre os geradores 1 e 2 tornam-se dominantes na resposta do sistema. Isso pode ser observado na figura 5.3, onde estão comparadas as respostas do sistema teste 1, quando controlado por PSSs clássicos e pelos controladores projetados, referidos na sequência deste texto como RDCs (do Inglês, *Robust Damping Controllers*). As variáveis usadas para a comparação são as velocidades angulares dos rotores dos ge-

radores 1 e 2. Pode-se ver nesta figura que o desempenho dos RDCs no amortecimento do modo local deste sistema é superior, já no caso base, ao desempenho dos PSSs clássicos.

Figura 5.3: Amortecimento do modo local.

Nas mesmas condições de operação, um novo teste foi realizado, aplicando-se um degrau de $+0,05$ p.u. (na base do gerador) à potência mecânica do gerador 4, compensado por um degrau de $-0,05$ p.u. na potência mecânica do gerador 2. Como esperado, esta perturbação faz com que o modo inter-área seja excitado na resposta do sistema, o que pode ser visto na figura 5.4, onde se comparam novamente as respostas do sistema controlado por PSSs e RDCs, através das velocidades dos rotores dos geradores 2 e 4. Devido à presença do barramento infinito no sistema, não se observa uma resposta perfeitamente simétrica nas oscilações destes geradores. Entretanto, pode-se observar, no início do transitório, a dominância do modo inter-área. Novamente, os RDCs foram mais efetivos no amortecimento deste tipo de modo

de oscilação.

Figura 5.4: Amortecimento do modo inter-área.

Para testar a robustez dos RDCs projetados, as condições de operação do sistema teste 1 foram variadas, e uma série de simulações foi realizada, comprovando os resultados já observados na análise linear da figura 5.2. Algumas destas simulações estão mostradas na sequência deste texto.

Aumentando-se os níveis de carga de ambas as áreas em 7,5%, a transferência de potência através da linha de interligação sobe para $P_{tie} = 414$ MW, o que torna o sistema menos estável do que no caso base. Nestas condições de operação, um curto-circuito de 32 ms foi aplicado na barra 8 (a qual pode ser vista na figura 5.1) em $t = 2$ s. Após estes 32 ms, as linhas 7-8 e 8-9 são desligadas, isolando o defeito do sistema. Em $t = 2,232$ s, o curto na barra é eliminado e as linhas são reconectadas, recompondo a topologia inicial do sistema, o qual passa então a responder a uma condição inicial diferente do equilíbrio original. Foram simulados tempos pequenos

de atuação da proteção e de religamento das linhas, para garantir que o sistema não se afastasse significativamente do ponto de operação original. Dessa forma, a sequência de eventos simulada pode ser considerada como uma pequena perturbação.

A figura 5.5 mostra as velocidades dos rotores dos geradores 1, 2 e 4, quando o sistema, operando nas condições mencionadas no parágrafo anterior, responde à referida perturbação. Pode-se observar que diversos modos de oscilação estão presentes nesta resposta. Fica evidente também a eficiência e robustez dos RDCs frente a esta variação nas condições de operação, pois as oscilações resultantes da perturbação são rapidamente amortecidas. Em contraste, o sistema controlado por PSSs leva um tempo bem maior para amortecer satisfatoriamente estas oscilações.

Figura 5.5: Amortecimento em condições intermediárias de operação.

Com relação às tensões terminais, os efeitos dos dois tipos de controladores (RDCs e PSSs) são bastante semelhantes, o que pode ser visto na

figura 5.6. As mesmas condições de operação e a mesma seqüência de eventos do teste anterior foram utilizadas nesta simulação. Apenas as tensões terminais dos geradores 1 e 4 são mostradas nesta figura, evitando um excesso de informações que poderia deixar o gráfico confuso. Pode-se observar que, no sistema controlado pelos RDCs, ocorre um pico de tensão (*overshoot*) maior no gerador 1, durante a perturbação. Isso se deve à presença de um zero próximo da origem (Ferraz et al., 2002) na função de transferência do RDC deste gerador. Apesar disso, as oscilações resultantes desta perturbação são amortecidas mais rapidamente, em comparação com a resposta do sistema controlado por PSSs.

Figura 5.6: Tensões terminais em condições intermediárias de operação.

Conforme comentado, foram incluídos limitadores na saída dos AVR's para evitar que a tensão de campo atingisse valores muito elevados durante a simulação. Em todas as simulações realizadas (tanto nesta quanto na próxima seção), foram utilizados os valores de +5,0 p.u. e -5,0 p.u. como limites

para todos os AVR's. Apesar dos ganhos dos RDC's serem mais elevados, os mesmos exibem um comportamento bastante semelhante aos PSS's em todas as simulações, no que se refere às tensões de campo, saturando as mesmas apenas durante a ocorrência da perturbação, como pode ser visto na figura 5.7. As condições de operação e a perturbação utilizadas na simulação mostrada nesta figura são as mesmas da figura anterior.

Figura 5.7: Tensões de campo em condições intermediárias de operação.

Em outro teste de robustez dos RDC's, os níveis de carga das áreas 1 e 2 foram reduzidos em 5%. Dessa forma, a potência transferida entre as áreas foi também reduzida para $P_{tie} = 375$ MW, o que tornou o sistema mais estável, quando comparado com as condições de operação do caso base. A mesma perturbação simulada nas figuras 5.5 e 5.6 foi aplicada ao sistema, gerando as figuras 5.8 e 5.9. Pode-se ver, nestas figuras, que o desempenho dos RDC's continua sendo melhor do que o dos PSS's, mesmo em condições de baixo carregamento.

Figura 5.8: Amortecimento em condições de baixa carga.

Com a sequência de testes apresentada nesta seção, mostrou-se a eficácia dos RDCs para o amortecimento dos dois tipos principais de oscilação eletromecânica presentes nos sistemas de potência. Conforme salientado ao longo do texto, outros tipos de oscilação serão alvo de pesquisas futuras. O próximo tópico a ser abordado neste texto é a utilização desta metodologia em um sistema de grande porte, de fundamental importância para se caminhar no sentido de uma aplicação prática da mesma em sistemas reais de grande dimensão.

5.2 Sistema Teste 2: O Sistema *New England*

Conforme foi discutido no final do capítulo anterior, a aplicação desta metodologia para sistemas reais de grande porte pode ser feita com o auxílio de

Figura 5.9: Tensões terminais em condições de baixa carga.

técnicas de redução dos modelos de estados destes sistemas. As técnicas de redução apresentadas em (Sanchez-Gasca, 2002) e (Sanchez-Gasca e Chow, 1996) podem produzir modelos variando na faixa de 30 a 50 variáveis de estado, preservando os modos de oscilação, as entradas e as saídas de interesse para o projeto de controladores de amortecimento.

Tendo em vista que a aplicação de uma técnica de redução em um sistema real não é o principal objetivo desta tese de doutorado, optou-se por utilizar, no segundo conjunto de testes realizado, um sistema completo com dimensões compatíveis às dos modelos gerados pelas técnicas de redução citadas. O sistema *New England*, de 39 barras e 10 geradores, é bastante adequado para este propósito. O diagrama unifilar deste sistema pode ser visto na figura 5.10, e o conjunto completo de dados do sistema, utilizado neste texto, é fornecido no apêndice B.

Considerando as equações de estado de cada máquina dadas em (2.22)-

Figura 5.10: Sistema New England (sistema teste 2).

(2.25), obtém-se, após a redução da rede, um modelo de ordem 4 para cada gerador. Considerando que o gerador 10, mostrado no diagrama unifilar da figura 5.10, representa um equivalente da porção restante do sistema, e que a potência e a constante de inércia deste equivalente são grandes se comparadas às dos demais geradores, pode-se modelar este equivalente como um barramento infinito, para que o mesmo sirva como referência angular do sistema. Desta forma, com um modelo de quarta ordem para cada um dos nove geradores restantes, obtém-se um modelo de estados de ordem 36 para o sistema New England.

Um procedimento inicial que poderia ser empregado no projeto de controladores de amortecimento para o sistema teste 2 seria a seleção dos geradores mais adequados para a instalação destes controladores (a qual poderia ser baseada, por exemplo, em (Martins e Lima, 1990)). Entretanto, dado que o objetivo desta seção é testar a metodologia em um espaço de estados de maior dimensão, optou-se por projetar controladores para todos os geradores, possibilitando a investigação do desempenho computacional da metodologia em questão. Incluindo os *washouts* no modelo, obteve-se uma representação

de estados final de ordem 45. Esta representação de estados foi utilizada no projeto apresentado nesta seção, e os bons resultados conseguidos indicam que a metodologia proposta pode ser aplicada com sucesso em sistemas de grande porte, com o auxílio de técnicas de redução do modelo de estados.

Diferentemente do modelo de duas áreas usado na seção 5.1, no sistema New England não fica evidente a participação de uma determinada máquina em um determinado modo de oscilação, ou vice-versa. Suas características topológicas não permitem a identificação imediata dos grupos coerentes de geradores e dos tipos de oscilações presentes no sistema. Para fazer esta identificação, realizou-se uma análise modal do sistema nas condições de operação do caso base, seguida do cálculo dos fatores de participação de cada um dos geradores nos modos de oscilação de interesse. Os resultados dessas análises estão apresentados no apêndice B.

Observou-se a presença de um modo de oscilação, envolvendo todos os geradores do sistema, na faixa de frequências dos modos inter-área, seguido de uma sequência de 8 modos envolvendo pequenos grupos de 1 a 3 geradores, na faixa de frequências dos modos locais. Todos os modos de oscilação eletromecânica encontrados são instáveis, devido à utilização de AVR's rápidos com alto ganho em todos os geradores.

Adiante é apresentada a aplicação da metodologia de projeto proposta ao sistema New England, novamente na sequência de passos dada pelo algoritmo da seção 4.3.

Passo 1: Para compor os vértices do politopo foram utilizadas, juntamente com o caso base, outras duas condições de operação, sendo que numa delas aumentaram-se todas as cargas em 10% e na outra todas as cargas foram diminuídas em 10%, sempre mantendo-se os fatores de potência constantes. Novamente, um redespacho de potência ativa, proporcional às constantes de inércia de cada gerador, foi empregado para evitar que a barra *slack* ficasse responsável por contrabalançar a variação total de potência no sistema (o que seria pouco realista).

Passo 2: Após a linearização dos vértices, estudos de auto-análise dos sistemas lineares resultantes forneceram as características principais destes pontos de operação, resumidas na tabela 5.2. A potência P_{total} refere-se à somatória de todas as potências ativas das cargas, excluindo-se a carga da barra 39 (barramento infinito), a qual foi mantida constante em todos os vértices. Pode-se ver que o aumento proporcional das cargas torna o sistema mais instável.

Nível de Carga	P_{total} [MW]	Autovalor	Frequência [Hz]	Fator de Amortecimento
Caso Base	5021	0.1389 $\pm j3.3933$	0.5401	-0.0409
-10% de Carga	4521	0.1190 $\pm j3.4250$	0.5451	-0.0347
+10% de Carga	5524	0.1589 $\pm j3.3582$	0.5345	-0.0473

Tabela 5.2: Modos de mais baixa frequência dos vértices (sistema teste 2).

Passo 3: A utilização de um politopo com um elevado grau de incerteza, aliada ao emprego de AVRs rápidos com alto ganho em todas as máquinas do sistema New England, levou à obtenção de um sistema em malha aberta altamente instável, como pode ser observado no apêndice B (figura 8). Sendo assim, os critérios de PRP adotados neste segundo conjunto de testes tiveram que ser cuidadosamente escolhidos para garantir um compromisso razoável entre o tempo de processamento e os resultados do controlador. Após uma série de tentativas, a combinação de critérios que forneceu os melhores resultados foi $\zeta_0 = 5\%$ e $\bar{\sigma}_0 = 0$. Apesar de não haver restrições à parte real dos autovalores em malha fechada (desde que todos eles sejam estáveis), será possível observar mais adiante (figura 5.11) que os pólos tanto dos sistemas vértices quanto de uma série de outras condições de operação apresentam uma taxa de decaimento bastante satisfatória.

Passos 4 a 13: O mesmo programa utilizado no projeto do sistema teste 1 foi novamente empregado neste caso, modificando-se apenas o número de vértices e as dimensões das matrizes envolvidas. Para este politopo com 3 vértices, tendo cada um deles 45 variáveis de estado, foram necessários aproximadamente 2 horas e 24 minutos para a obtenção do controlador, no mesmo computador utilizado para o teste anterior (*Pentium III* 550 MHz com 384 MB de RAM). As funções de transferência dos controladores descentralizados projetados podem ser vistas no apêndice B.

Figura 5.11: Autovalores do sistema em malha fechada (sistema teste 2).

A mesma seqüência de estudos feita para o sistema teste 1 em malha fechada foi também realizada para o sistema New England. Em primeiro lugar, variações de 2,5%, 5% e 7,5% em todas as cargas, respectivamente, geraram um conjunto de 6 condições intermediárias de operação. A figura

5.11 mostra os autovalores destas 6 condições, na faixa de frequências dos modos de oscilação eletromecânica. Destacados em vermelho, estão mostrados também os autovalores dos sistemas vértices. Pode-se observar que os RDCs projetados para este sistema são capazes de atender às respectivas restrições de PRP, tanto nos sistemas vértices quanto nos pontos intermediários de operação.

Figura 5.12: Amortecimento com RDCs (sistema New England no caso base).

Em seguida, uma série de simulações não lineares (utilizando, novamente, os limites de tensão de campo) foi realizada para validar as análises lineares mostradas na figura 5.11. Com o auxílio do *solver* “ode45”, as equações do sistema foram simuladas em várias condições de operação. Desta vez, a mesma sequência de eventos que caracteriza a perturbação foi utilizada em todas as simulações. De maneira semelhante às últimas perturbações simuladas no sistema teste 1, um curto-circuito trifásico balanceado foi aplicado no ponto médio da linha 4-5, em $t = 5$ s. O relés de proteção isolam a linha

em $t = 5,032$ s, e a mesma é reconectada no sistema em $t = 5,232$ s, após a eliminação do curto. Ressalta-se novamente que a pequena duração dos eventos é necessária para que o sistema não se afaste significativamente do ponto de operação original.

Figura 5.13: Tensões terminais (sistema New England no caso base).

Na primeira simulação, mostrada na figura 5.12, o sistema opera nas condições de carga do caso base. Nesta figura (bem como nas figuras seguintes) não se comparam as respostas dos RDCs com as de PSSs clássicos, pois o objetivo desta seção é unicamente demonstrar o potencial de aplicação da metodologia proposta a um sistema de maior dimensão. Optou-se, portanto, por apresentar as velocidades angulares de todos os rotores na mesma figura, sem que a mesma se torne confusa.

Outro fator importante para a avaliação do desempenho dos RDCs é a variação da tensão terminal durante o período transitório. A figura 5.13 mostra as tensões terminais de todos os geradores com o sistema sujeito à

perturbação mencionada anteriormente. Pode-se observar, nesta figura, que a máxima variação de tensão, após a eliminação do defeito, é de pouco mais de 4% da respectiva tensão em regime permanente.

Figura 5.14: Amortecimento com RDCs (sistema teste 2, +7,5% de carga).

A robustez dos RDCs também foi comprovada nas simulações não lineares, inicialmente com uma sequência de testes utilizando-se condições mais instáveis (com níveis de carga mais elevados) do que as do caso base. Nas figuras 5.14 e 5.15, são apresentadas as respostas das velocidades angulares de todos os rotores e as tensões terminais de todos os geradores do sistema, respectivamente. Os níveis de carga utilizados nesta simulação são 7,5% maiores do que os do caso base, e a perturbação simulada é a mesma dos dois gráficos anteriores. Observa-se que, em ambas as respostas, o comportamento do sistema controlado pelos RDCs é bastante similar àquele obtido para o caso base, o que demonstra que o controle realizado pelos RDCs é robusto com relação a esta variação de carga.

Figura 5.15: Tensões terminais no sistema teste 2 (+7,5% de carga).

Condições mais estáveis (com níveis de carga menores) também foram utilizadas na avaliação da robustez dos RDCs. As simulações mostradas nas figuras 5.16 e 5.17 referem-se ao sistema operando com $-7,5\%$ de carga em todas as barras, mantendo-se constantes os respectivos fatores de potência. A mesma perturbação anterior foi novamente utilizada, e a análise das respostas das velocidades dos rotores e das tensões terminais permite concluir que o desempenho dos RDCs também é robusto frente a esta variação nas condições de operação.

As demais simulações realizadas mostraram que os RDCs têm um desempenho robusto frente a uma ampla gama de condições de operação, considerando variações nos níveis de carga não superiores a 10% (nível extremo de variação de carga utilizado na construção dos vértices), demonstrando que o procedimento de projeto proposto é confiável e gera controladores que atendem satisfatoriamente aos critérios de desempenho requeridos.

Figura 5.16: Amortecimento com RDCs (sistema teste 2, -7,5% de carga).

Figura 5.17: Tensões terminais no sistema teste 2 (-7,5% de carga).

Capítulo 6

Conclusões

Este texto apresentou os estudos realizados durante a pesquisa de doutoramento de seu autor, tendo como resultado principal o desenvolvimento de uma nova metodologia de projeto de controladores para o amortecimento de oscilações eletromecânicas em sistemas de potência. Embasada matematicamente pela teoria de controle robusto, esta nova metodologia fornece uma alternativa para o projeto de tais controladores, com o intuito de melhorar a robustez dos mesmos, garantindo formalmente seu desempenho dentro de uma região pré-especificada de pontos de operação.

O desenvolvimento desta metodologia foi orientado por uma série de requisitos práticos indispensáveis dos controladores de amortecimento. Cada requisito foi tratado, inicialmente, de forma isolada, obtendo-se uma ferramenta matemática capaz de garantir que o controlador resultante atendesse ao mesmo. Por fim, estas ferramentas matemáticas foram unificadas, gerando o algoritmo de projeto dado na seção 4.3.

Os requisitos práticos tratados durante essa pesquisa foram a necessidade de realimentação de saída (para evitar realimentações de estados, difíceis de serem implementadas), a robustez de estabilidade e os critérios de desempenho do sistema controlado (garantindo formalmente um desempenho satisfatório frente a variações nas condições de operação), a estrutura descentralizada dos controladores (para evitar a necessidade de realimentações remotas através das longas distâncias características dos sistemas de potência)

e o ganho nulo em regime permanente (fazendo com que os controladores não atuem no sistema em condições de equilíbrio). Todos estes requisitos são atualmente fundamentais e devem ser atendidos por qualquer tipo de proposta de projeto de controlador de amortecimento, seja utilizando a estrutura clássica de PSS ou qualquer outro tipo de estrutura que venha a ser proposta.

Vale ressaltar também que, pela forma com que o projeto foi concebido, a coordenação dos controladores é realizada já na fase de projeto, dispensando uma sintonia *a posteriori*. Os únicos ajustes necessários para estes controladores seriam os eventuais ajustes de campo. Isso se deve ao fato de que todos os controladores são projetados ao mesmo tempo, utilizando um modelo multimáquinas. Sua atuação é, portanto, naturalmente coordenada, no sentido de se atender conjuntamente aos critérios de desempenho (na forma de um amortecimento mínimo para todos os modos de oscilação) especificados no projeto. Sendo assim, outro requisito prático (a coordenação dos controladores) é atendido pelos controladores projetados.

Com relação aos aspectos numéricos e computacionais, o algoritmo de projeto beneficia-se da imposição de restrições de descentralização. Estas restrições traduzem-se em estruturas bloco diagonais das variáveis matriciais que definem o controlador. Sendo assim, o número de elementos das variáveis matriciais que devem ser calculados pelo algoritmo é reduzido drasticamente, acelerando o processamento e tornando o algoritmo mais eficiente.

Para o tratamento de sistemas reais de grande porte, é proposta a utilização conjunta da metodologia aqui descrita com técnicas de redução do modelo de estados destes sistemas. Os resultados da seção 5.2 mostram que a metodologia é perfeitamente capaz de tratar um sistema de ordem compatível com aqueles fornecidos pelas técnicas de redução, o que indica boas perspectivas de utilização conjunta de ambas as técnicas.

Voltando à questão da coordenação, é sabido que os controladores atualmente em operação são em sua maioria PSSs clássicos. Nesse sentido, a

utilização de modelos de ordem reduzida irá preservar, em tais modelos, a influência destes PSSs clássicos na dinâmica do sistema. Caso a metodologia proposta fosse aplicada a um modelo deste tipo, os controladores resultantes seriam coordenados não apenas entre si, mas também com os PSSs clássicos já existentes, uma vez que o efeito dos mesmos estaria previamente incluído no modelo do sistema.

Em resumo, considerando que o objetivo previsto era o desenvolvimento de uma alternativa de projeto que possibilitasse a obtenção de controladores mais robustos do que os PSSs clássicos, a metodologia apresentada neste texto atinge seu objetivo de maneira satisfatória. Salienta-se, no entanto, que os controladores projetados até o momento não são ainda adequados para a implementação, devido a algumas questões que serão comentadas adiante. Apesar disso, observa-se que o projeto foi concebido com base em diversos requisitos práticos, e esta pesquisa deve evoluir neste sentido, ou seja, tornando os controladores projetados cada vez mais adequados para implementação real.

Um dos principais problemas que limitam a aplicação prática dos controladores, em seu estágio atual, é a magnitude dos ganhos de realimentação. Pode-se ver, comparando os diagramas de Bode apresentados no apêndice A, que os ganhos dos controladores obtidos pelo procedimento aqui apresentado são maiores do que os ganhos dos PSSs clássicos, em toda a faixa de frequências de interesse. A maior desvantagem dos controladores com altos ganhos é a possibilidade de que eles instabilizem dinâmicas não modeladas, tais como os modos intra-planta.

A obtenção de tais ganhos deve-se, em grande medida, à utilização do *solver* “feasp” para a resolução das LMIs. Este algoritmo busca unicamente tornar factíveis as LMIs envolvidas (conforme mostrado no apêndice C), podendo gerar como resposta qualquer controlador que garanta esta factibilidade. Alternativas para a redução de tais ganhos, baseadas numa técnica de linearização por realimentação, são dadas em (Ramos, Alberto e Bre-

tas, 2002c), (Ramos, Alberto e Bretas, 2002b) e (Ramos, Alberto e Bretas, 2002a). Entretanto, estas alternativas mostraram-se incompatíveis com o projeto de controladores descentralizados, razão pela qual foram descartadas nesta pesquisa.

O passo seguinte desta pesquisa será, então, a adaptação da metodologia de projeto para utilizar o *solver* “mincx” (também presente no *LMI Control Toolbox* do *Matlab*), o qual realiza a minimização de um objetivo linear dentro do conjunto que torna as LMIs factíveis (ver apêndice C). Este objetivo linear estará relacionado com o ganho dos controladores, de tal forma que sua minimização poderá permitir a obtenção de controladores com menores ganhos de realimentação. Além disso, está previsto um estudo para avaliar o grau de conservadorismo introduzido pelo requerimento de estabilidade quadrática do modelo politópico, e de sua influência no aumento do ganho dos controladores. Observando a diferença de ganhos entre os controladores projetados para o sistema de duas áreas e os PSSs fornecidos na literatura para o mesmo sistema, pode-se concluir que a mesma não chega a ser excessiva, fato que indica uma boa possibilidade de sucesso neste passo seguinte do trabalho.

O tratamento das oscilações torsionais e das pulsações do torque mecânico também é visto como uma das perspectivas futuras deste trabalho. Modelando tais oscilações como sinais externos ao sistema, pode-se atenuá-las através da inclusão, no algoritmo de projeto, da garantia de um limite para a norma H_2 da função de transferência entre estes sinais externos e as saídas do sistema.

Destaca-se, ainda, que a metodologia desenvolvida é geral o suficiente para permitir, por exemplo, o projeto de sinais suplementares de controle para dispositivos FACTS, ou mesmo no projeto simultâneo (e, portanto, coordenado) de controladores de amortecimento que forneçam sinais estabilizantes tanto para dispositivos FACTS quanto para o controle de excitação dos geradores.

Por fim, ressalta-se novamente que os objetivos desta pesquisa de doutora-

mento foram atingidos de maneira satisfatória, e que seus resultados abrem uma série de perspectivas futuras para a continuidade da mesma, sempre caminhando no sentido de tornar os controladores projetados cada vez mais adequados para a implementação real.

Apêndice A

Este apêndice contém os dados relativos ao sistema teste 1, utilizado na seção 5.1. Este sistema é constituído basicamente por duas áreas bastantes similares, cada uma delas com dois geradores, conectadas por uma linha de transmissão longa. Esta topologia do sistema (aliada a uma série de outros fatores, tais como os ganhos dos reguladores de tensão e o ponto de operação) propicia o surgimento de um modo inter-área fracamente amortecido. Existem ainda dois modos locais, caracterizados pela oscilação dos geradores em suas respectivas áreas, um contra o outro. A seguir, os dados que foram utilizados neste trabalho para a modelagem deste sistema são apresentados.

Figura 1: Diagrama unifilar do sistema teste 1.

A figura 1 mostra o diagrama unifilar do sistema, no qual foram acrescentados os valores das impedâncias das linhas de transmissão e dos transformadores elevadores. Todos os valores estão em p.u., referidos às bases do sistema de transmissão ($S_{base} = 100$ MVA e $V_{base} = 230$ kV). Pode-se ver que a impedância das linhas de interligação (linhas 7-9, 7-8 e 8-9) são bem

maiores do que as demais. A barra 8 foi inserida no meio da interconexão para facilitar a simulação de uma perturbação (do tipo curto-circuito) nesta linha.

Estudos de fluxo de carga determinaram as condições de operação do sistema utilizadas tanto para a construção do modelo politópico utilizado no projeto quanto para a avaliação do desempenho dos controladores projetados em pontos de operação intermediários. Os dados relativos às condições operativas do caso base são os seguintes:

Elemento	Potência Ativa [MW]	Potência Reativa [MVar]	Tensão Terminal [p.u.]
Gerador G1	700,0	179,0	$1,030\angle 20,0^\circ$
Gerador G2	700,0	220,1	$1,010\angle 10,3^\circ$
Gerador G3	718,5	168,8	$1,030\angle -6,8^\circ$
Gerador G4	700,0	185,0	$1,010\angle -17,0^\circ$
Carga L1	967,0	100,0	
Capacitor C1		-200,0	$0,965\angle -4,8^\circ$
Carga L2	1767,0	100,0	
Capacitor C2		-350,1	$0,967\angle -32,0^\circ$

Tabela 1: Condições de operação do caso base (sistema teste 1).

Devido à grande quantidade de pontos de operação utilizada, serão mostradas, neste apêndice, apenas as condições relativas ao caso base. As demais condições podem ser facilmente obtidas através de um estudo de fluxo de carga, alterando-se os níveis de carga nas respectivas proporções (sempre mantendo os fatores de potência constantes) e realizando uma redistribuição dos níveis de geração, de acordo com a regra

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

sendo n o número total de geradores, ΔP_{total} a variação total da potência ativa de carga no sistema, ΔP_{gi} a variação da potência ativa do gerador i

e H_i a constante de inércia deste gerador. A barra ao qual está conectado o gerador que foi tomado como barramento infinito (neste caso, o gerador 3), para fornecer uma referência angular ao sistema, foi tratada como barra *slack* e realiza a compensação das perdas ativas. Os capacitores foram convertidos em impedâncias constantes a partir dos valores do caso base e estas impedâncias foram mantidas em todas as demais condições de operação.

Para a construção do modelo de estados de cada um dos pontos de operação, foram utilizados parâmetros idênticos para todos os geradores. Estes parâmetros são apresentados na tabela 2, com valores em p.u., na base dos geradores ($Sg_{base} = 900$ MVA e $Vg_{base} = 20$ kV), excetuando-se as constantes de tempo e inércia, que estão em segundos. As constantes de inércia dos geradores G1 e G2 apresentam uma pequena diferença com relação à constante de inércia do gerador G4.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
x_d	1,8	x_q	1,7	x'_d	0,3
H (G1 e G2)	6,5	H (G4)	6,175	τ'_{do}	8,0

Tabela 2: Parâmetros dos geradores (sistema teste 1).

Os AVR's foram modelados de forma idêntica para todos os geradores, sendo que o equacionamento para tal modelo é dado na seção 2.2. Os valores dos parâmetros utilizados na modelagem destes AVR's foram $K_e = 200,0$ e $T_e = 0,01$ s.

Para o projeto dos controladores propostos neste texto, foram incluídos estágios de *washout* na saída da planta. Tais estágios têm como entrada os desvios de velocidade angular dos respectivos geradores, e são modelados por uma função de transferência do tipo

$$x_{wi}(s) = \frac{sT_{wi}}{1 + sT_{wi}} \Delta\omega_i(s) \quad (2)$$

na qual x_{wi} é uma variável de estado introduzida para representar o efeito do i -ésimo *washout* e T_{wi} é sua constante de tempo. Foram utilizados *washouts* idênticos com $T_{wi} = 10,0$ s para todos os geradores.

A figura 2 mostra os autovalores do sistema teste 1 em malha aberta, na faixa de frequências das oscilações eletromecânicas, em diversas condições de operação. Estas condições são iguais às mostradas na figura 5.2 (na qual foram dados os autovalores do sistema em malha fechada). Foram feitas combinações de variações positivas e negativas de 2,5%, 5% e 7,5%, gerando um total de 12 condições intermediárias de operação, as quais, combinadas com os sistemas vértices (destacados em vermelho), formaram os 17 pontos de operação mostrados na figura.

Figura 2: Autovalores do sistema em malha aberta (sistema teste 1).

Na figura 2, o efeito da variação das condições de operação nos modos de oscilação eletromecânica do sistema teste 1 é mostrado de maneira detalhada. Pode-se ver que tanto o modo inter-área quanto um dos modos locais (associado à oscilação do gerador 4 contra o gerador 3) são fracamente amortecidos,

podendo chegar à instabilidade dependendo do ponto de operação do sistema. Em contraste, o outro modo local (associado à oscilação do gerador 1 contra o gerador 2) é bastante instável, em todas as condições de operação tratadas neste trabalho.

Como a participação de cada gerador nos modos de oscilação deste sistema já é bem conhecida e foi bastante discutida ao longo do texto, não são apresentados aqui os autovetores à direita nem os fatores de participação relativos a tais modos de oscilação. No entanto, para o sistema teste 2, cuja distribuição modal não é tão evidente quanto no sistema teste 1, estes dados serão apresentados no apêndice B.

Para avaliar o desempenho dos controladores projetados, foram feitas comparações destes controladores com PSSs clássicos. Os estabilizadores clássicos utilizados nestas comparações são também baseados nos sinais de desvio de velocidade angular dos respectivos geradores e a estrutura dos mesmos pode ser vista na figura 3.4. Os parâmetros utilizados foram novamente idênticos para todos os estabilizadores, e seus valores são $K_{pss} = 20$, $T_w = 10$ s, $T_1 = 0,05$ s, $T_2 = 0,02$ s, $T_3 = 3,0$ s e $T_4 = 5,4$ s.

Conforme visto na seção 4.2, a metodologia de projeto proposta neste texto gera diretamente uma realização de estados para os controladores associados a cada gerador envolvido. Entretanto, é prática comum apresentar estes controladores não como um modelo em espaço de estados, mas sim na forma de uma função de transferência. Por esta razão, as funções de transferência dos controladores projetados para o sistema teste 1 são mostradas a seguir, na forma zero/pólo/ganho. Estas funções são de ordem 5, pois os pólos complexos conjugados foram agrupados. Deve-se lembrar também que os *washouts* que foram incluídos na planta são, na verdade, parte da estrutura de controle. Isso faz com que cada RDC possua, no final, uma estrutura de ordem 6.

RDC para o gerador 1:

$$F_1(s) = -1,70 \cdot 10^5 \frac{(s - 370,38)(s + 91,80)(s + 26,12)(s + 0,13)}{(s + 550,37 \pm j174,13)(s + 113,65)(s + 38,56)(s + 0,15)} \quad (3)$$

RDC para o gerador 2:

$$F_2(s) = -3,06 \cdot 10^5 \frac{(s - 190,44)(s + 96,87)(s + 27,92)(s + 0,12)}{(s + 256,07 \pm j128,28)(s + 702,32)(s + 47,15)(s + 0,14)} \quad (4)$$

RDC para o gerador 4:

$$F_4(s) = 1,27 \cdot 10^5 \frac{(s + 99,68)(s + 80,85)(s + 19,36)(s + 0,28)}{(s + 119,34 \pm j25,24)(s + 438,43)(s + 84,85)(s + 0,39)} \quad (5)$$

Embora os ganhos das funções de transferência mostradas em (3)-(5) pareçam excessivamente altos, não são efetivamente estes os ganhos de interesse para o problema de amortecimento das oscilações eletromecânicas, e sim os ganhos de tais funções de transferência calculados na faixa de frequências onde estas oscilações ocorrem. Para poder avaliar a magnitude de tais ganhos, apresentam-se, nas figuras 3, 4, 5 e 6, os diagramas de Bode de cada um dos RDCs projetados, juntamente com o diagrama de Bode dos PSSs clássicos utilizados no mesmo sistema. A região de frequências apresentada nos referidos diagramas corresponde à faixa de frequências típica dos modos de oscilação apresentada neste trabalho e em (Kundur, 1994), ligeiramente extrapolada em seu limite superior. Esta faixa varia de 0,1 Hz (0,6283 rad/s) a 2,5 Hz (15,7080 rad/s).

Pode-se verificar, nestes diagramas, que os ganhos máximos de todos os três RDCs projetados encontram-se no extremo superior da faixa de frequências apresentada. Dentre estes ganhos, o maior ocorre no RDC do gerador 1, tendo magnitude igual a 112,0934 (40,9916 dB). Já o menor ganho é de 33,1169 (30,4010 dB), ocorrendo no RDC do gerador 4, no extremo oposto (limite inferior) da região de frequências. Em contraste, o ganho máximo dos PSSs clássicos (que também ocorre no extremo superior da faixa de frequências) é de 13,4807 (22,5943 dB), ou seja, quase 10 vezes menor do

que o máximo ganho dos RDCs, e ainda menor do que o ganho mínimo destes controladores.

Observa-se, portanto, que os ganhos obtidos para os RDCs são relativamente elevados, o que leva ao risco, na fase de implementação, de instabilização de dinâmicas não modeladas na fase de projeto, tais como os modos intra-planta. Conforme comentado no capítulo 6, isso se deve, em grande medida, ao algoritmo “feasp” de resolução de LMIs utilizado até o momento pelo procedimento de projeto.

Nota-se também a presença de zeros relativamente próximos da origem nos RDCs dos geradores 1 e 2, o que acarreta um maior *overshoot* na tensão terminal destas máquinas (conforme mostrado na figura 5.6). Zeros de fase não mínima (com parte real positiva) também são observados nestes dois RDCs. A substituição do algoritmo citado pelo *solver* “mincx” (ver apêndice C), bem como uma análise mais detalhada das origens destes ganhos elevados e dos zeros problemáticos, serão os próximos passos desta pesquisa.

Por fim, pode-se observar que, conforme esperado, os três RDCs projetados apresentam características de avanço de fase. Portanto, o efeito local de cada um destes RDCs será a compensação do atraso de fase do sinal estabilizante para o amortecimento das oscilações de seu respectivo gerador. Entretanto, devido às características do procedimento de projeto, a atuação conjunta destes controladores no sistema será naturalmente coordenada, sem a necessidade de se empregar um procedimento de sintonia para a obtenção desta coordenação (o que não dispensa eventuais ajustes de campo).

Figura 3: Diagrama de Bode para o RDC do gerador 1.

Figura 4: Diagrama de Bode para o RDC do gerador 2.

Figura 5: Diagrama de Bode para o RDC do gerador 4.

Figura 6: Diagrama de Bode para os PSSs clássicos dos geradores 1, 2 e 4.

Apêndice B

Neste apêndice, são apresentados os dados relativos ao sistema teste 2, que foram utilizados neste trabalho. Trata-se de um modelo de médio porte, com 39 barras e 10 geradores, que foi escolhido por ter dimensões dentro da faixa gerada por métodos de redução de ordem (conforme discutido nas seções 4.3 e 5.2), sendo que a aplicação bem sucedida da metodologia aqui proposta a este sistema indica boas perspectivas para o tratamento de sistemas de grande porte através da combinação desta metodologia com as técnicas de redução citadas. Na verdade, o sistema teste 2 já é um modelo de ordem reduzida do sistema New England, fato que reforça ainda mais a proposição de combinação das duas técnicas.

Figura 7: Diagrama unifilar do sistema teste 2.

A figura 7 mostra o diagrama unifilar deste sistema teste. Diferentemente do apêndice anterior, para evitar a apresentação de uma figura muito confusa, optou-se neste apêndice por apresentar os dados relativos ao sistema de transmissão na forma de uma tabela. Estes dados podem ser vistos a seguir, na tabela 3. Os dados de resistência e reatância estão em porcentagem, nas bases $S_b = 100$ MVA e $V_b = 230$ kV. As suceptâncias *shunt* dos modelos π das linhas, por sua vez, são dadas em MVar.

Barra Origem	Barra Destino	Resistência [%]	Reatância [%]	Suceptância <i>shunt</i> [MVar]
01	02	0,350	4,110	69,87
01	39	0,100	2,500	75,00
02	03	0,130	1,510	25,72
02	25	0,700	0,860	14,60
03	04	0,130	2,130	22,14
03	18	0,110	1,330	21,38
04	05	0,080	1,280	13,42
04	14	0,080	1,290	13,82
05	06	0,020	0,260	4,34
05	08	0,080	1,120	14,76
06	07	0,060	0,920	11,30
06	11	0,070	0,820	13,89
07	08	0,040	0,460	7,80
08	09	0,230	3,630	38,04
09	39	0,100	2,500	120,00
10	11	0,040	0,430	7,29
10	13	0,040	0,430	7,29
13	14	0,090	1,010	17,23
14	15	0,180	2,170	36,60
15	16	0,090	0,940	17,10

Barra Origem	Barra Destino	Resistência [%]	Reatância [%]	Suceptância <i>shunt</i> [MVar]
16	17	0,070	0,890	13,42
16	19	0,160	1,950	30,40
16	21	0,080	1,350	25,48
16	24	0,030	0,590	6,80
17	18	0,070	0,820	13,19
17	27	0,130	1,730	32,16
21	22	0,080	1,400	25,65
22	23	0,060	0,960	18,46
23	24	0,220	3,500	36,10
25	26	0,320	3,230	51,30
26	27	0,140	1,470	23,96
26	28	0,430	4,740	78,02
26	29	0,570	6,250	102,90
28	29	0,140	1,510	24,90
12	11	0,160	4,350	0,00
12	13	0,160	4,350	0,00
06	31	0,000	2,500	0,00
10	32	0,000	2,000	0,00
19	33	0,070	1,420	0,00
20	34	0,090	1,800	0,00
22	35	0,000	1,430	0,00
23	36	0,050	2,720	0,00
25	37	0,060	2,320	0,00
02	30	0,000	1,810	0,00
29	38	0,080	1,560	0,00
19	20	0,070	1,380	0,00

Tabela 3: Dados do sistema de transmissão (sistema teste 2).

As condições de operação do sistema foram determinadas a partir de estudos de fluxo de carga. Para o caso base, os níveis de carga ativa e reativa e as tensões de cada barra estão listados na tabela 4. Já os valores de geração ativa e reativa serão apresentados na tabela 5, juntamente com os parâmetros dos geradores.

Barra	Carga Ativa [MW]	Carga Reativa [MVar]	Tensão [p.u.]
01	0,00	0,00	$1,036 \angle -9,3^\circ$
02	0,00	0,00	$1,019 \angle -6,4^\circ$
03	322,00	2,00	$0,991 \angle -9,4^\circ$
04	500,00	184,00	$0,955 \angle -10,3^\circ$
05	0,00	0,00	$0,954 \angle -9,1^\circ$
06	0,00	0,00	$0,955 \angle -8,3^\circ$
07	233,00	84,00	$0,947 \angle -10,8^\circ$
08	522,00	176,00	$0,948 \angle -11,3^\circ$
09	0,00	0,00	$1,008 \angle -11,1^\circ$
10	0,00	0,00	$0,962 \angle -5,6^\circ$
11	0,00	0,00	$0,958 \angle -6,5^\circ$
12	8,00	88,00	$0,939 \angle -6,5^\circ$
13	0,00	0,00	$0,960 \angle -6,4^\circ$
14	0,00	0,00	$0,961 \angle -8,2^\circ$
15	320,00	153,00	$0,969 \angle -8,5^\circ$
16	329,00	32,00	$0,988 \angle -7,0^\circ$
17	0,00	0,00	$0,993 \angle -8,1^\circ$
18	158,00	30,00	$0,991 \angle -9,1^\circ$
19	0,00	0,00	$0,990 \angle -1,2^\circ$
20	628,00	103,00	$0,987 \angle -2,1^\circ$
21	274,00	115,00	$0,995 \angle -4,5^\circ$
22	0,00	0,00	$1,022 \angle 0,1^\circ$
23	275,00	85,00	$1,020 \angle -0,2^\circ$

Barra	Carga Ativa [MW]	Carga Reativa [MVar]	Tensão [p.u.]
24	309,00	-92,00	$0,997 \angle -6,9^\circ$
25	224,00	48,00	$1,019 \angle -6,4^\circ$
26	139,00	17,00	$1,018 \angle -6,2^\circ$
27	281,00	76,00	$1,000 \angle -8,3^\circ$
28	206,00	28,00	$1,019 \angle -2,5^\circ$
29	284,00	27,00	$1,021 \angle 0,4^\circ$
30	0,00	0,00	$1,047 \angle -4,0^\circ$
31	9,00	5,00	$0,982 \angle 0,0^\circ$
32	0,00	0,00	$0,983 \angle 2,3^\circ$
33	0,00	0,00	$0,997 \angle 4,0^\circ$
34	0,00	0,00	$1,012 \angle 3,0^\circ$
35	0,00	0,00	$1,049 \angle 5,1^\circ$
36	0,00	0,00	$1,064 \angle 7,8^\circ$
37	0,00	0,00	$1,028 \angle 1,8^\circ$
38	0,00	0,00	$1,027 \angle 7,5^\circ$
39	1104,00	250,00	$1,030 \angle -10,9^\circ$

Tabela 4: Dados para o fluxo de carga do caso base (sistema teste 2).

Complementando os dados fornecidos na tabela 4, a tabela 5 traz as potências ativas e reativas injetadas no sistema por cada um dos geradores. Estas potências foram utilizadas como dados de entrada para um estudo de fluxo de carga do caso base, tomando-se como barra *slack* o barramento 31 (ao qual está conectado o gerador 2). O diagrama unifilar da figura 7 mostra as conexões dos geradores às suas respectivas barras e, a partir deste diagrama e das tabelas 4 e 5, pode-se reconstituir o arquivo de entrada para o fluxo de carga. Para apresentar os dados do sistema de uma forma mais concisa, são fornecidos também na tabela 5 os parâmetros destes geradores (nas bases de potência e tensão dadas anteriormente), utilizados para a construção do

modelo de estados do sistema.

Gerador	[MW] Injetados	[MVar] Injetados	X_d [p.u.]	X_q [p.u.]	X'_d [p.u.]	H [s]	τ'_{do} [s]
01	250,0	165,8	0,1000	0,0609	0,0310	42,0	10,20
02	551,6	149,3	0,2950	0,2820	0,0697	30,3	6,56
03	650,0	148,2	0,2495	0,2370	0,0531	35,8	5,70
04	632,0	48,5	0,2620	0,2580	0,0436	28,6	6,56
05	508,0	138,6	0,6700	0,6200	0,1320	26,0	5,40
06	650,0	229,5	0,2540	0,2410	0,0500	34,8	7,30
07	560,0	199,2	0,2950	0,2920	0,0490	26,4	5,66
08	540,0	17,6	0,2900	0,2800	0,0570	24,3	6,70
09	830,0	48,8	0,2106	0,2050	0,0570	34,5	4,79
10	1000,0	216,7	0,0200	0,0190	0,0060	500,0	7,00

Tabela 5: Dados dos geradores no caso base (sistema teste 2).

As condições referentes aos demais pontos de operação utilizados no trabalho foram calculadas de forma semelhante à utilizada para o sistema teste 1. Variações proporcionais de +10% e −10% em todas as cargas, mantendo seus fatores de potência constantes, compuseram os sistemas vértices juntamente com o caso base. Foram calculadas ainda 6 condições intermediárias de operação, nas quais foram realizadas variações proporcionais semelhantes de $\pm 2,5\%$, $\pm 5\%$ e $\pm 7,5\%$ nas cargas. O esquema de redespacho de geração utilizado para compensar a variação nas cargas foi o mesmo do sistema teste 1, o qual pode ser sumarizado pela equação 1.

Pode-se notar, na tabela 5, que o gerador 10 tem uma constante de inércia bastante superior às demais. Este gerador é, na verdade, um equivalente que representa a conexão do sistema *New England* com o sistema *New York*. Sendo assim, ele foi utilizado neste trabalho como barramento infinito, fornecendo uma referência angular para o sistema teste 2. No cálculo das condições intermediárias de operação e dos sistemas vértices, no entanto, a

potência fornecida por este gerador foi mantida constante, uma vez que o mesmo não deve participar do esquema de repartição da variação de carga interna da área New England.

Utilizou-se o modelo de primeira ordem dado pela equação 2.6 para os reguladores de tensão. Foi admitido, além disso, que todos os geradores possuíam AVR's idênticos, com $K_e = 100,0$ e $T_e = 0,01$ s, o que levou à obtenção de um sistema em malha aberta bastante instável, conforme mostra a figura 8.

Figura 8: Autovalores do sistema em malha aberta (sistema teste 2).

Conforme comentado no final do apêndice A, a participação de cada gerador em um dado modo de oscilação não é tão evidente, no sistema *New England*, quanto era no sistema teste 1. Dessa forma, para possibilitar uma análise mais detalhada do sistema teste 2, foram incluídos neste apêndice

os gráficos dos *mode shapes* (utilizando-se os elementos dos autovetores à direita relativos às velocidades angulares) e dos fatores de participação de cada gerador em cada modo de oscilação, referidos às condições de operação do caso base.

Na figura 9, observam-se os *mode shapes* e os fatores de participação dos geradores no modo $0,0790 \pm j3,4439$, que está na faixa de frequência típica dos modos inter-área. Pode-se observar que todos os geradores têm uma participação relativa parecida neste modo, com destaque para os geradores 5 e 6. Outro dado interessante, revelado pelo gráfico dos *mode shapes*, é o fato de que, neste modo, todos os geradores oscilam de maneira coerente. Isso se deve ao fato de que a interligação com o sistema *New York* foi modelada pelo equivalente na barra 39, e esta oscilação deve representar, de fato, um modo inter-área entre os dois sistemas.

Figura 9: Análise do modo $0,1389 \pm j3,3933$.

Os demais modos presentes na figura 8 situam-se na faixa de modos locais. Como se pode ver pelos gráficos 19 a 26, contidos no final deste apêndice, todos estes modos envolvem oscilações de um, dois ou três geradores, oscilando em anti-fase contra o restante do sistema (e também uns contra os outros), caracterizando modos locais internos à área *New England*. Os fatores de

participação mostram os geradores mais influentes em cada modo e os *mode shapes* determinam como estes geradores oscilam uns contra os outros.

No projeto dos RDCs para o sistema *New England*, foram utilizados *washouts* idênticos para todos os geradores, dados pela equação 2 com $T_w = 10$ s. As funções de transferência para os RDCs projetados são dadas a seguir, na forma zero/pólo/ganho. Salienta-se novamente que estas funções são de ordem 5, pois os pólos complexos conjugados foram agrupados, e que os respectivos controladores têm ordem 6, pois os *washouts* são partes integrantes destas estruturas de controle (apesar de terem sido previamente incluídos na planta).

RDC para o gerador 1:

$$F_1(s) = 2,08 \cdot 10^5 \frac{(s + 203,20)(s + 92,44)(s + 6,06)(s + 0,36)}{(s + 18,23 \pm j144,79)(s + 187,52)(s + 62,13)(s + 0,83)} \quad (6)$$

RDC para o gerador 2:

$$F_2(s) = 4,20 \cdot 10^4 \frac{(s + 79,64)(s + 47,14)(s + 8,23)(s + 0,19)}{(s + 49,59 \pm j104,31)(s + 85,93)(s + 27,52)(s + 0,63)} \quad (7)$$

RDC para o gerador 3:

$$F_3(s) = 3,76 \cdot 10^4 \frac{(s + 74,36 \pm j18,35)(s + 11,13)(s + 0,17)}{(s + 48,56 \pm j127,48)(s + 95,25)(s + 32,66)(s + 0,55)} \quad (8)$$

RDC para o gerador 4:

$$F_4(s) = 1,17 \cdot 10^5 \frac{(s + 73,42)(s + 47,91)(s + 14,22)(s + 0,16)}{(s + 82,95 \pm j161,74)(s + 134,59)(s + 29,89)(s + 0,54)} \quad (9)$$

RDC para o gerador 5:

$$F_5(s) = 6,10 \cdot 10^4 \frac{(s + 76,87 \pm j34,21)(s + 8,44)(s + 0,16)}{(s + 67,25 \pm j146,62)(s + 96,53)(s + 33,71)(s + 0,52)} \quad (10)$$

RDC para o gerador 6:

$$F_6(s) = 5,91 \cdot 10^4 \frac{(s + 96,22 \pm j30,22)(s + 9,19)(s + 0,15)}{(s + 57,68 \pm j127,02)(s + 139,64)(s + 36,84)(s + 0,51)} \quad (11)$$

RDC para o gerador 7:

$$F_7(s) = 6,75 \cdot 10^4 \frac{(s + 92,78 \pm j28,20)(s + 14,81)(s + 0,16)}{(s + 67,57 \pm j154,51)(s + 138,29)(s + 37,71)(s + 0,52)} \quad (12)$$

RDC para o gerador 8:

$$F_8(s) = 1,36 \cdot 10^5 \frac{(s + 69,75 \pm j6,88)(s + 10,65)(s + 0,19)}{(s + 72,26 \pm j115,96)(s + 164,01)(s + 45,43)(s + 0,60)} \quad (13)$$

RDC para o gerador 9:

$$F_9(s) = 1,61 \cdot 10^4 \frac{(s + 92,98 \pm j47,75)(s + 20,56)(s + 0,17)}{(s + 63,22 \pm j155,00)(s + 60,16 \pm j5,17)(s + 0,49)} \quad (14)$$

Nos RDCs projetados para o sistema teste 2, todos os zeros estão relativamente distantes da origem (o que reduz o problema de *overshoot* nas tensões terminais), e nenhum destes zeros é de fase não mínima. Os gráficos 10 a 18 apresentam os diagramas de Bode relativos a cada um dos RDCs, calculados numa faixa de frequências idêntica àquela utilizada nos diagramas do apêndice anterior, ou seja, de 0,1 Hz (0,6283 rad/s) a 2,5 Hz (15,7080 rad/s).

Figura 10: Diagrama de Bode para o RDC do gerador 1.

Figura 11: Diagrama de Bode para o RDC do gerador 2.

Figura 12: Diagrama de Bode para o RDC do gerador 3.

Figura 13: Diagrama de Bode para o RDC do gerador 4.

Figura 14: Diagrama de Bode para o RDC do gerador 5.

Figura 15: Diagrama de Bode para o RDC do gerador 6.

Figura 16: Diagrama de Bode para o RDC do gerador 7.

Figura 17: Diagrama de Bode para o RDC do gerador 8.

Figura 18: Diagrama de Bode para o RDC do gerador 9.

Nota-se que os RDCs projetados para o sistema *New England* também apresentam ganhos relativamente elevados, variando desde 28,5795 (29,1211 dB), ocorrendo no RDC do gerador 9, no limite inferior da faixa de frequências, até 263,5102 (48,4159 dB), que ocorre no RDC do gerador 1, no extremo superior da região de frequências considerada. Tais resultados reforçam a necessidade de incorporar ao procedimento uma técnica para a redução dos ganhos, no sentido de adequar os controladores projetados para a implementação.

Pode-se observar também que todos os RDCs apresentam características de avanço de fase bastante acentuadas, o que se faz necessário devido ao fato de que todas as condições de operação utilizadas para a composição do politopo do sistema em malha aberta são bastante instáveis. Dessa forma, faz-se uma compensação de fase significativa em todos os sinais estabilizantes para que o controle atinja os objetivos especificados.

Para finalizar este apêndice, são apresentados na sequência os gráficos 19 a 26, relativos aos *mode shapes* e aos fatores de participação dos modos locais observados no modelo utilizado para o sistema *New England*.

Figura 19: Análise do modo $0, 4120 \pm j6, 4547$.

Figura 20: Análise do modo $0, 3913 \pm j6, 8285$.

Figura 21: Análise do modo $0,3008 \pm j7,3490$.

Figura 22: Análise do modo $0,2669 \pm j8,0331$.

Figura 23: Análise do modo $0, 1830 \pm j8, 1576$.

Figura 24: Análise do modo $0, 2021 \pm j9, 2469$.

Figura 25: Análise do modo $0, 1355 \pm j9, 7178$.

Figura 26: Análise do modo $0, 1695 \pm j9, 8565$.

Apêndice C

Este apêndice descreve, de maneira resumida, as principais características das Desigualdades Matriciais Lineares (LMIs) e dos algoritmos de resolução das mesmas, disponíveis no pacote *LMI Lab* do aplicativo MATLAB (os quais foram as ferramentas utilizadas neste trabalho para a resolução do problema de controle em estudo).

Qualquer desigualdade ou restrição matricial na forma

$$\mathbf{F}(\alpha) \triangleq \mathbf{F}_0 + \alpha_1 \mathbf{F}_1 + \dots + \alpha_N \mathbf{F}_N < \mathbf{0} \quad (15)$$

com $\alpha \in \mathbb{R}^N$ e $\mathbf{F}_i^T = \mathbf{F}_i \in \mathbb{R}^{M \times M}$, pode ser chamada de LMI. Os elementos α_i , $i = 1, \dots, N$ de α são denominados variáveis de decisão ou de otimização. A forma (15) é também conhecida como forma canônica da respectiva LMI.

Um certo número de problemas de controle pode ser descrito de maneira bastante adequada através de otimizações sujeitas a restrições na forma de LMIs. Uma vez equacionado desta maneira, um dado problema pode ser resolvido numericamente de maneira bastante eficiente por algoritmos de otimização convexa (chamados de *LMI solvers*). Conforme visto ao longo do texto, o problema tratado no presente trabalho se encaixa nesta categoria.

Os problemas de controle raramente se apresentam na forma canônica (15). Entretanto, para os problemas que podem ser descritos na forma de LMIs, existe uma correspondência entre as desigualdades matriciais originais e suas respectivas formas (15). Como exemplo, pode-se considerar o problema de encontrar $\mathbf{P}^T = \mathbf{P} > \mathbf{0}$ satisfazendo

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} < \mathbf{0} \quad (16)$$

o que prova a estabilidade do sistema $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x}$, $\mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0$. Por simplicidade, admite-se que $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^2$ e definem-se

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{P} = \begin{bmatrix} p_1 & p_2 \\ p_2 & p_3 \end{bmatrix} \quad (17)$$

Escrevendo a equação (16) com a notação dada em (17), obtém-se

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{21} \\ a_{12} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_1 & p_2 \\ p_2 & p_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_1 & p_2 \\ p_2 & p_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} < \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

a qual, reformulada, resulta em

$$\begin{bmatrix} 2a_{11}p_1 + 2a_{12}p_2 & a_{12}p_1 + (a_{11} + a_{22})p_2 + a_{21}p_3 \\ a_{12}p_1 + (a_{11} + a_{22})p_2 + a_{21}p_3 & 2a_{12}p_2 + 2a_{22}p_3 \end{bmatrix} < \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

Fica fácil ver, então, como a equação (18) pode ser escrita em sua respectiva forma canônica. Basta reescrever (19) como

$$p_1 \begin{bmatrix} 2a_{11} & a_{12} \\ a_{12} & 0 \end{bmatrix} + p_2 \begin{bmatrix} 2a_{21} & a_{11} + a_{22} \\ a_{11} + a_{22} & 2a_{12} \end{bmatrix} + p_3 \begin{bmatrix} 0 & a_{21} \\ a_{21} & 2a_{22} \end{bmatrix} < \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

Deve-se, então, encontrar valores numéricos de p_1 , p_2 e p_3 que satisfaçam a equação (20) (ou, equivalentemente, a equação (18)), o que pode ser feito aplicando-se um algoritmo de resolução de LMIs ao problema. Os *LMI solvers* utilizam representações internas particulares para as LMIs, mas geralmente dispõem de interfaces capazes de traduzir o problema de controle expresso na forma (18), por exemplo, para estas representações internas. Desta maneira, na fase de entrada de dados, o usuário destes *solvers* pode fornecer o equacionamento do problema de controle da forma usual como ele é expresso na teoria.

No pacote *LMI Lab toolbox*, disponível no aplicativo MATLAB, versão 6.1 (o qual foi utilizado neste trabalho), encontram-se os *solvers* mencionados ao longo do texto. São três algoritmos, cada um deles relacionado a um problema LMI genérico usualmente encontrado na teoria de controle.

O *solver* “feasp” (acrônimo de *feasibility problem*) é utilizado para resolver os chamados problemas de factibilidade. Tais problemas têm, geralmente, o seguinte enunciado:

- Encontrar $\alpha \in \mathbb{R}^N$ que satisfaça

$$\mathbf{F}(\alpha) < \mathbf{0} \quad (21)$$

Neste caso, a resolução do problema aparentemente não envolveria uma otimização, sendo necessária apenas uma busca por um valor de α que atenda à restrição (21). Entretanto, o *solver* “feasp” utiliza efetivamente uma otimização para solucionar tal problema, reformulando-o da seguinte maneira:

- Minimizar t sujeito a

$$\mathbf{F}(\alpha) - t\mathbf{I} < \mathbf{0} \quad (22)$$

O processamento geralmente se inicia com um valor de t positivo, e este valor vai sendo reduzido pelo processo de otimização, sempre associado, a cada passo, a um respectivo valor de α que satisfaça a restrição (22). Assim que o algoritmo encontra um valor de t negativo, o processamento termina e o valor de α correspondente é fornecido como solução do problema.

Uma das principais desvantagens de se utilizar o *solver* “feasp” no problema tratado nesta tese é o fato de que, devido à sua abordagem para resolução do problema, este *solver* fornece muito pouco controle sobre seu resultado final. No problema (16), por exemplo, existem diversas matrizes $\mathbf{P}$ que tornam esta equação factível (caso a matriz $\mathbf{A}$ seja estável). Aplicando-se o “feasp” a tal problema, não se pode prever qual destas matrizes será obtida como resposta. Este fato impede que sejam especificados requisitos adicionais sobre o resultado da otimização, e pode ser responsável, em parte, pelos elevados ganhos obtidos nos projetos dos RDCs realizados nesta tese de doutoramento.

Por tal razão, propõe-se, ao longo do texto, a adaptação do algoritmo de projeto para que se possa utilizar o *solver* “mincx” na resolução do problema.

Este *solver* é utilizado para a resolução de problemas de minimização de uma função objetivo linear sujeita a restrições na forma de LMIs. Tais problemas podem ser formulados da seguinte maneira:

- Minimizar $\mathbf{c}^T \alpha$ sujeito a

$$\mathbf{F}(\alpha) < \mathbf{0} \quad (23)$$

com $\mathbf{c} \in \mathbb{R}^N$. Os valores dos elementos de $\mathbf{c}$ são, neste caso, coeficientes que definem ponderações para os valores dos elementos de α . Definindo adequadamente estes valores, pode-se impor requisitos adicionais sobre a resposta final do problema. Para este trabalho em particular, esta minimização deve ser utilizada, na seqüência da pesquisa, para tentar reduzir os ganhos de realimentação obtidos com o algoritmo aqui apresentado. A proposta inicial é reformular o objetivo do projeto como um problema LQR, visando a obtenção do mínimo esforço de controle necessário para o atendimento dos demais requisitos do projeto.

Por fim, o último *solver* disponível no *LMI Lab* é utilizado na solução de problemas de minimização de autovalores generalizados. Este algoritmo é chamado de “gevp” (acrônimo de *generalized eigenvalue minimization problem*), e resolve problemas cujo enunciado tem a seguinte forma geral:

- Minimizar λ sujeito a

$$\mathbf{F}(\alpha) < \lambda \mathbf{G}(\alpha) \quad (24)$$

$$\mathbf{G}(\alpha) > \mathbf{0} \quad (25)$$

$$\mathbf{H}(\alpha) < \mathbf{0} \quad (26)$$

Este problema é quase-convexo, e recebe o nome citado devido ao fato de λ estar relacionado ao maior autovalor do *pencil* de matrizes $(\mathbf{F}(\alpha), \mathbf{G}(\alpha))$. Embora a proposta inicial de seqüência desta pesquisa não preveja a utilização do *solver* “gevp”, trabalhos futuros relacionados à mesma poderão empregá-lo em eventuais problemas que possam ser formulados de maneira semelhante a (24)-(26).

BIBLIOGRAFIA

- Adkins, B. e Harley, R. G. (1979). *The General Theory of Alternating Current Machines*, Chapman and Hall.
- Affonso, C. M., Silva, A. S. e Trofino Neto, A. (2000). Aplicação de técnicas de controle robusto baseadas em lmi's para sistemas elétricos de potência, *Anais do XIII Congresso Brasileiro de Automática - CBA 2000*, Florianópolis, SC, pp. 1778–1783.
- Agrawal, B. L., Anderson, P. M., Concordia, C., Farmer, R. G. e outros (1999). Damping representation for power system stability studies, *IEEE Transactions on Power Systems* **14**(1): 151–157.
- 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* **11**(3): 1209–1217.
- Archer, B. A., Midford, L. E. e Davies, J. B. (2002). Dual configuration, dual setting, digital power system stabilizer - simulation and tuning experience at manitoba hydro, *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, New York, USA.
- Bast, R. R., Hauspurg, A., Keay, F. W., Krahn, R. L. e outros (1968). Computer representation of excitation systems - iee committee report, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* **PAS-87**(6): 1460–1464.

- Bazanella, A. S. e Silva, A. S. (2001). Coordinated design of damping controllers for robustness of power system stability, *International Journal of Electrical Power and Energy Systems* **23**: 69–79.
- Bollinger, K. E., Nettleton, L. D. e Gurney, J. H. (1993). Reducing the effect of penstock pressure pulsations on hydro electric plant power system stabilizer signals, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **8**(4): 628–631.
- Bomfim, 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* **15**(1): 163–169.
- 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* **15**(4): 1287–1292.
- Boyd, S., El Gahoui, L., Feron, E. e Balakrishnan, V. (1994). *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, SIAM.
- Bretas, N. G. e Alberto, L. F. C. (1999). *Estabilidade Transitória em Sistemas Eletroenergéticos*, Publicações EESC-USP.
- Chen, C. (1999). *Linear System Theory and Design*, Oxford University Press.
- Chiali, M. e Gahinet, P. (1996). h_∞ design with pole placement constraints: An lmi approach, *IEEE Transactions on Automatic Control* **41**(3): 358–367.
- Chung, C. Y., Wang, K. W., Tse, C. T. e Niu, R. (2002). Power-system stabilizer (pss) design by probabilistic sensitivity indexes (psis), *IEEE Transactions on Power Systems* **17**(3): 688–693.
- Concordia, C. (1951). *Synchronous Machines*, John Wiley and Sons.

- Crenshaw, M. L., Bollinger, K. E., Byerly, R. T., Cresap, R. L. e outros (1981). Excitation system models for power system stability studies - ieee committee report, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* **PAS-100**(2): 494–508.
- DeMarco, C. L. (2001). Control structures for competitive, market driven power systems, *Proceedings of the 40th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, Orlando, USA, pp. 2241–2246.
- DeMello, F. P. e Concordia, C. (1969). Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* **PAS-88**(4): 316–329.
- DeMello, F. P., Hannet, L. N. e Undrill, J. M. (1978). Practical approaches to supplementary stabilizing from accelerating power, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* **PAS-97**(5): 1515–1522.
- Fardanesh, B. (2002). Future trends in power system control, *IEEE Computer Applications in Power* **15**(3): 24–31.
- Ferraz, J. C. R., Martins, N. e Taranto, G. N. (2001). Simultaneous partial pole placement for power system oscillations damping control, *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, Columbus, USA.
- Ferraz, J. C. R., Martins, N., Zeni Jr., N., Soares, J. M. C. e Taranto, G. N. (2002). Adverse increase in generator terminal voltage and reactive power transients caused by power system stabilizers, *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, New York, 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*, Bucarest, Romania.

- Gahinet, P., Nemirovski, A., Laub, A. J. e Chiali, M. (1995). *LMI Control Toolbox User's Guide*, The MATHWORKS Inc.
- Heffron, W. G. e Phillips, R. A. (1952). Effect of a modern amplidyne voltage regulator on underexcited operation of large turbine generators, *AIEE Transactions* pp. 692–697.
- Isidori, A. (1995). *Nonlinear Control Systems*, Springer-Verlag.
- Keay, F. W., Stillman, G. I., Skooglund, J. W., Crenshaw, M. L. e outros (1973). Excitation system dynamic characteristics - ieee committee report, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* **PAS-92**: 64–75.
- Khalil, H. K. (1996). *Nonlinear Systems*, Prentice-Hall.
- Kimbark, E. W. (1995a). *Power System Stability, Volume I - Elements of Stability Calculations*, IEEE Press.
- Kimbark, E. W. (1995b). *Power System Stability, Volume III - Synchronous Machines*, IEEE Press.
- 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* **10**(1): 158–166.
- Klein, M., Rogers, G. J. e Kundur, P. (1991). A fundamental study of inter-area oscillations in power systems, *IEEE Transactions on Power Systems* **6**(3): 914–921.
- 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* **7**(3): 382–390.
- Kundur, P. (1994). *Power System Stability and Control*, McGraw-Hill.

- 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* **4**(2): 614–621.
- Larsen, E. V. e Swann, D. A. (1981). Applying power system stabilizers, parts i, ii and iii, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* **PAS-100**(6): 3017–3046.
- Law, K. T., Hill, D. J. e Godfrey, N. R. (1994). Robust co-ordinated avr-pss design, *IEEE Transactions on Power Systems* **9**(3): 1218–1225.
- Lee, D. C., Beaulieu, R. E. e Service, J. R. R. (1981). A power system stabilizer using speed and electrical power inputs - design and field experience, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* **PAS-100**(9): 4151–4157.
- Lewis, W. A. (1958). A basic analysis of synchronous machines - part i, *AIEE Transactions* pp. 436–456.
- Martins, N. (1986). Efficient eigenvalue and frequency response methods applied to power systems small-signal stability studies, *IEEE Transactions on Power Systems* **1**(1): 217–223.
- Martins, N. (1997). The dominant pole-spectrum eigensolver, *IEEE Transactions on Power Systems* **12**(1): 245–253.
- Martins, N. e Lima, L. T. G. (1990). Determination of suitable locations for power system stabilizer and static var compensators for damping electromechanical oscillations in large scale power systems, *IEEE Transactions on Power Systems* **5**(4): 1455–1469.
- Martins, N., Lima, L. T. G. e Pinto, H. J. C. P. (1996). Computing dominant poles of power system transfer functions, *IEEE Transactions on Power Systems* **11**(1): 162–170.
- Mekki, K., Snyder, A. F., Hadjsaïd, N., Feuillet, R., Georges, D. e Margotin, T. (2000). Damping controller input-signal loss effects on the wide-area

- stability of an interconnected power system, *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, Seattle, USA.
- Oliveira, M. C. (1996). *Algoritmos de pontos interiores e desigualdades matriciais lineares*, Tese de Mestrado, FEEC-UNICAMP.
- Oliveira, M. C., Geromel, J. C. e Bernussou, J. (2000). Design of dynamic output feedback decentralized controllers via a separation procedure, *International Journal of Control* **73**(5): 371–381.
- Park, R. H. (1929). Two reaction theory of synchronous machines, generalized method of analysis - part i, *AIEE Transactions* **48**: 716–730.
- Park, R. H. (1933). Two reaction theory of synchronous machines - ii, *AIEE Transactions* **52**: 352–355.
- Pourbeik, P., Gibbard, M. J. e Vowles, D. J. (2000). Interactions between, and effectiveness, of power system stabilizers and facts device stabilizers in multimachine systems, *IEEE Transactions on Power Systems* **15**(2): 748–755.
- Pourbeik, P., Gibbard, M. J. e Vowles, D. J. (2002). Proof of the equivalence of residues and induced torque coefficients for use in the calculation of eigenvalue shifts, *IEEE Power Engineering Review* **22**(1): 58–60.
- Prabhashankar, K. e Janischewsyj, W. (1968). Digital simulation of multimachine power systems for stability studies, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* **PAS-87**(1): 73–80.
- Pérez-Arriaga, I. J., Verghese, G. C. e Schweppe, F. C. (1982). Selective modal analysis of very large systems with applications to electric power systems, parts i and ii, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* **PAS-101**(9): 3117–3134.

- 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*, Publicação EESC, São Carlos, SP.
- Ramos, R. A., Alberto, L. F. C. e Bretas, N. G. (2002a). Feedback linearization improving an lmi-based design: Application to power systems, *Proceedings of the 15th IFAC World Congress*, Barcelona, Spain.
- Ramos, R. A., Alberto, L. F. C. e Bretas, N. G. (2002b). Projeto de estabilizadores robustos de sistemas de potência com linearização por realimentação, *Anais do XIV Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*, Natal, RN, pp. 1170–1175.
- Ramos, R. A., Alberto, L. F. C. e Bretas, N. G. (2002c). Robust design of damping controllers improved by partial feedback linearization, *Proceedings of the Power System Computational Conference - PSCC02*, Sevilla, Spain.
- Ramos, R. A., Bretas, N. G. e Alberto, L. F. C. (2002). Damping controller design for power systems with polytopic representation of operating conditions, *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, New York, USA.
- Ramos, R. A., Oliveira, R. V. e Bretas, N. G. (2002). Analysis of the interactions between classical and modern robust power system stabilizers, *Proceedings of the VIII Symposium of Specialists in Operational and Expansion Planning (SEPOPE)*, Brasília, DF.
- Rankin, A. W. (1945). Per-unit impedances of synchronous machines, *AIEE Transactions* **64**: 569–573.
- Rao, P. S. e Sen, I. (2000). Robust pole placement stabilizer design using linear matrix inequalities, *IEEE Transactions on Power Systems* **15**(1): 313–319.
- Rogers, G. (2000). *Power System Oscillations*, Kluwer Academic Publishers.

- Sanchez-Gasca, J. J. (2002). Power system reduction for the design of damping controllers, *Proceedings of the VIII Symposium of Specialists in Operational and Expansion Planning (SEPOPE)*, Brasília, DF.
- 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 Systems* **11**(3): 1342–1349.
- 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)*, Uberlândia, MG.
- Shiau, J. K., Taranto, G. N., Chow, J. H. e Boukarim, G. (1999). Power swing damping controller design using an iterative linear matrix inequality algorithm, *IEEE Transactions on Control Systems Technology* **7**(3): 371–381.
- Simões Costa, A. J. A., Freitas, F. D. e Silva, A. S. (1997). Design of decentralized controllers for large power systems considering sparsity, *IEEE Transactions on Power Systems* **12**(1): 144–152.
- Snyder, A. F., AlAli, M. A. E., Hadjsaïd, N., Georges, D., Margotin, T. e Mili, L. (1999). A robust damping controller for power systems using linear matrix inequalities, *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, New York, USA.
- Snyder, A. F., Ivanescu, D., Hadjsaïd, N., Georges, D. e Margotin, T. (2000). Delayed-input wide-area stability control with synchronized phasor measurements and linear matrix inequalities, *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, Seattle, USA.
- Son, K. M. e Park, J. K. (2000). On the robust lqg control of tcsc for damping power system oscillations, *IEEE Transactions on Power Systems* **15**(4): 1306–1312.

- Taranto, G. N., Wang, S., H., C. J. e Martins, N. (1998). Decentralized design of a power system damping controllers using a linear matrix inequality algorithm, *Proceedings of the VI Symposium of Specialists in Power System Operational and Expansion Planning (SEPOPE)*, Salvador, BA.
- VanAntwerp, J. G. e Braatz, R. D. (2000). A tutorial on linear and bilinear matrix inequalities, *Journal of Process Control* **10**: 363–385.
- Vidyasagar, M. (1993). *Nonlinear Systems Analysis*, Prentice-Hall.
- Viveros, E. C., Borges, C. L. T. e Taranto, G. N. (2002). Coordinated tuning of power system stabilizers using parallel genetic algorithms, *Anais do XIV Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*, Natal, RN, pp. 2853–2858.
- Young, C. C. (1972). Equipment and system modeling for large-scale stability studies, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* **PAS-91**: 99–109.
- Yu, X., Khammash, M. e Vittal, V. (2001). Robust design of a damping controller for static var compensators in power systems, *IEEE Transactions on Power Systems* **16**(3): 456–462.
- Zhou, K. e Doyle, J. C. (1998). *Essentials of Robust Control*, Prentice Hall.
- Zhou, K., Doyle, J. C. e Glover, K. (1996). *Robust and Optimal Control*, Prentice Hall.