

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

Gustavo Kaefer Dill

**PROJETO DE CONTROLADORES ROBUSTOS PARA
SISTEMAS DE POTÊNCIA BASEADO EM
OTIMIZAÇÃO PARAMÉTRICA**

Florianópolis

2013

Gustavo Kaefer Dill

**PROJETO DE CONTROLADORES ROBUSTOS PARA
SISTEMAS DE POTÊNCIA BASEADO EM
OTIMIZAÇÃO PARAMÉTRICA**

Tese submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Florianópolis

2013

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Dill, Gustavo Kaefer
Projeto de Controladores Robustos para Sistemas de
Potência Baseado em Otimização Paramétrica / Gustavo Kaefer
Dill ; orientador, Aguinaldo Silveira e Silva -
Florianópolis, SC, 2013.
147 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

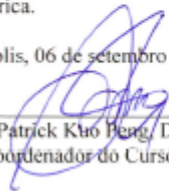
1. Engenharia Elétrica. 2. Controle de Sistemas
Elétricos de Potência. 3. Controle Robusto. 4. Otimização
não Suave e não Convexa. 5. Pseudospectro. I. Silva,
Aguinaldo Silveira e. II. Universidade Federal de Santa
Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
III. Título.

Gustavo Kaefer Dill

**PROJETO DE CONTROLADORES ROBUSTOS PARA SISTEMAS DE
POTÊNCIA BASEADO EM OTIMIZAÇÃO PARAMÉTRICA**

Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de “Doutor em Engenharia Elétrica”, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 06 de setembro de 2013.

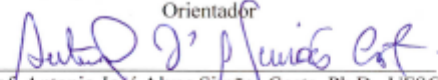


Prof. Patrick Kuo Peng, D.Sc.
Coordenador do Curso

Banca Examinadora:



Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, Ph.D., UFSC
Orientador




Prof. Antonio José Alves Simões Costa, Ph.D., UFSC



Prof. Daniel Ferreira Coutinho, D.Sc., UFSC



Prof. Nelson Martins, Ph.D., CEPEL



Prof. Walter Barra Junior, D.Eng, UFPa

*Dedico este trabalho aos meus pais, C elio
e Hilda.*

AGRADECIMENTOS

Meus sinceros agradecimentos ao Prof. Aguinaldo Silveira e Silva (Ph.D., UFSC) e ao Prof. Bikash Pal (Ph.D., Imperial College), pelos seus conselhos, pela sua amizade e frequentes orientações no desenvolvimento deste trabalho.

Aos Professores do Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica da UFSC, em especial aos professores do Laboratório de Sistemas de Potência (LABSPOT), pelos ensinamentos compartilhados no decorrer desses anos.

Aos meus colegas amigos do (LASPOT) da UFSC, pelos momentos de alegria e amizade que tivemos juntos.

Ao CNPq pelo suporte financeiro concedido através da bolsa de estudo, o qual permitiu a realização deste trabalho.

*”O pouco que aprendi carece de valor, comparado com o que ignoro e não
desespero em aprender..”*

René Descartes

RESUMO

Essa tese apresenta uma metodologia de controle robusto, baseada em otimização paramétrica, para a síntese de estabilizadores de sistemas de potência (ESP). O objetivo dos ESP é fornecer torque de amortecimento aos sistemas elétricos multimáquinas, quando sujeitos a oscilações eletromecânicas, de baixa frequência.

O projeto dos controladores para os sistemas de potência é baseado em otimização de funções mono-objetivo e multiobjetivo, de natureza não suave e não convexa. Métodos de otimização baseados na estimativa de derivadas e métodos baseados em heurística são utilizados para a solução das funções objetivo. Controladores de ordem fixa e realimentação de saídas são considerados, bem como estruturas que utilizam sinais remotos.

O objetivo principal dos ESP é garantir, além da estabilidade do sistema a robustez e coordenação entre as fontes de amortecimento. A robustez dos controladores é considerada através de requisitos baseado no cálculo de valores singulares de sistemas e no pseudoespectro. Técnicas de controle multivariável são aplicadas para garantir a coordenação entre os ESP. Requisitos de estabilidade, robustez e coordenação são combinados e resolvidos simultaneamente através do método de projeto paramétrico.

Palavras-chave: PSS, controle de sistemas de potência, controle robusto, otimização não suave e não convexa, pseudoespectro, funções multiobjetivo, estruturas descentralizada e quase-descentralizada

ABSTRACT

In this thesis a robust control methodology, based on parametric optimization, for power system stabilizers (PSS) synthesis is presented. The goal of PSS is to provide damping torque to the multi-machine electrical systems, when subjected to oscillations of low frequency.

The design of power systems controllers is based on optimization of mono-objective and multiobjective functions that are nonsmooth and nonconvex. Optimization methods based on the estimated of derivatives and heuristics methods are used to solve the objective functions. Fixed order controllers, output feedback and control structures using remote signals are considered.

The main PSS purpose is to ensure stability, robustness and coordination between the damping sources. Controller robustness is considered by imposing requirements based on the singular value decomposition of the system and on the pseudospectrum. Multivariable control techniques are applied to ensure coordination between the PSS. Stability, robustness and coordination requirements are combined and solved, simultaneously, by the proposed parametric design method.

Keywords: PSS, power system control, control robustness, nonsmooth and nonconvex optimization, pseudospectra, multiobjective functions, decentralized and quasi-decentralized structures

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Sistema de Potência e Controles Associados [1]	10
Figura 2	Modo local [2]	17
Figura 3	Modo inter-area [2]	17
Figura 4	Estrutura Clássica do Controle Suplementar	19
Figura 5	Resposta do Sistema a um distúrbio [2]	20
Figura 6	Estrutura de Controle Hierárquico [3]	21
Figura 7	Sistema de Controle em Malha Fechada	28
Figura 8	Sistema em Malha Fechada	40
Figura 9	Estrutura de Controle Descentralizada	42
Figura 10	Estrutura de Controle quase-descentralizada	42
Figura 11	Estabilidade Exponencial	50
Figura 12	Cone no Plano Complexo	51
Figura 13	Cone Deslocado no Plano Complexo	51
Figura 14	Sistema de Controle Robusto	53
Figura 15	Pseudoespectro	58
Figura 16	Pseudoespectro 3D	58
Figura 17	Mapeamento do Plano w	60
Figura 18	Contorno ϵ_1 : autovalores de $\mathbf{A}_{mf} + \Delta\mathbf{A}_{mf}$, $\ \Delta\mathbf{A}_{mf}\ < \epsilon_1$. A abscissa pseudoespectral para ϵ_1 é α_{ϵ_1} . Contorno ϵ_2 : autovalores de $\mathbf{A}_{mf} + \Delta\mathbf{A}_{mf}$, $\ \Delta\mathbf{A}_{mf}\ < \epsilon_2$. A abscissa pseudoespectral para ϵ_2 é α_{ϵ_2}	63
Figura 19	Contorno ϵ_1 : autovalores de $\mathbf{A}_{mf} + \Delta\mathbf{A}_{mf}$, $\ \Delta\mathbf{A}_{mf}\ \leq \epsilon_1$. O raio de estabilidade é $\beta(\mathbf{A}_{mf}) = \epsilon_1$	67
Figura 20	Plataforma Computacional para Projeto dos Controladores	94
Figura 21	Sistema Equivalente Sul-Sudeste	97
Figura 22	Mode Shape para Modo 1	97
Figura 23	Mode Shape para Modo 2	97
Figura 24	Ângulo na barra de Itaipu - Método do Hooke-Jeaves	102
Figura 25	Ângulo na barra de Itaipu - Método MDS	102
Figura 26	Fronteira de Pareto - F_{27}	107

Figura 27	$F_{27} - F_{2min}$	108
Figura 28	$F_{27} - F_{7min}$	108
Figura 29	$F_{27} - F_{optm}$	109
Figura 30	$F_{06} - F_{0min}$ and F_{optm}	111
Figura 31	$F_{27} - F_{2min}$ and F_{optm}	111
Figura 32	$F_{37} - F_{3min}$ and F_{optm}	112
Figura 33	Ângulo na Barra de Itaipu - MOPSO	112
Figura 34	Ângulo na Barra de Itaipu - NSGA_II	113
Figura 35	Fronteira de Pareto com Três Funções Objetivo	114
Figura 36	Ângulo na Barra de Itaipu - MOPSO	115
Figura 37	Saída do ESP de Itaipu - MOPSO	115
Figura 38	Sistema New England	117
Figura 39	Mode Shape para Modo 1	118
Figura 40	Mode Shape para Modo 2	118
Figura 41	Mode Shape para Modo 3	118
Figura 42	Mode Shape para Modo 4	118
Figura 43	Mode Shape para Modo 5	118
Figura 44	Mode Shape para Modo 6	118
Figura 45	Ângulo do Gerador 38 - F3	121
Figura 46	Ângulo do Gerador 30 - F4	121
Figura 47	Ângulo do Gerador 32 - F5	121
Figura 48	Ângulo da barra 30 para a perda do sinal remoto	122
Figura 49	Pseudoespectro para F_3	123
Figura 50	Pseudoespectro para F_4	123
Figura 51	Pseudoespectro para F_5	124
Figura 52	Variação Angular no gerador da barra 38	124
Figura 53	Sistema New England New York [4]	126
Figura 54	Mode Shape para Modo 1	127
Figura 55	Mode Shape para Modo 3	127
Figura 56	Mode Shape para Modo 4	127
Figura 57	Mode Shape para Modo 5	127
Figura 58	Mode Shape para Modo 6	127
Figura 59	Mode Shape para Modo 7	127
Figura 60	Autovalores em Malha Fechada com F_{16} - MOPSO	128

Figura 61	Ângulo do Gerador G13 - NSGA_II	129
Figura 62	Autovalores Perturbados em Malha Fechada com F_{16} - MOPSO	130
Figura 63	G13 rotor angle - NSGA_II	131
Figura 64	Dados dos geradores e reguladores do sistema.....	143
Figura 65	Dados das barras e linhas do sistema	144
Figura 66	Dados dos geradores do sistema	145
Figura 67	Dados dos reguladores do sistema.....	145
Figura 68	Dados das barras do sistema.....	146
Figura 69	Dados das linhas do sistema	147
Figura 70	Dados dos geradores do sistema	148
Figura 71	Dados dos reguladores do sistema.....	149
Figura 72	Dados das linhas do sistema	149
Figura 73	Dados das linhas do sistema	150
Figura 74	Dados das barras do sistema.....	151

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Limites dos Parâmetros dos Controladores [5].....	95
Tabela 2	Autovalores Dominante em Malha Aberta	98
Tabela 3	Condições de Operação em Malha Aberta	98
Tabela 4	Autovalores Dominantes para Múltiplos Cenários - Método do Hooke Jeaves	99
Tabela 5	Autovalores Dominantes para Múltiplos Cenários - Método MDS	100
Tabela 6	Autovalores Dominantes para Múltiplos Cenários - Método Híbrido	100
Tabela 7	Autovalores Dominantes para Múltiplos Cenários - Método PSO	101
Tabela 8	Tempo Computacional para F_0 e F_3	103
Tabela 9	Autovalores Dominantes para Múltiplos Cenários - Método NSGA_II	104
Tabela 10	Autovalores Dominantes para Múltiplos Cenários - Método MOPSO	105
Tabela 11	Controladores obtidos com NSGA_II e MOPSO	106
Tabela 12	Modos Dominantes para Três Soluções de Pareto	107
Tabela 13	Condições de Operação	110
Tabela 14	Autovalores Dominantes com dois ESP - Método MOPSO	114
Tabela 15	Limites dos Parâmetros dos Controladores [5]	116
Tabela 16	Autovalores Dominante em Malha Aberta	119
Tabela 17	Modos Dominantes com seis ESP	119
Tabela 18	Modos Dominantes com seis ESP, após Mudança Topológica	120
Tabela 19	Modos Dominantes em Malha Aberta	128
Tabela 20	Modos Dominantes com Quatorze ESP	129
Tabela 21	Tempo Computacional para NSGA_II, MOPSO and LMI	133

LISTA DE ABREVIATURAS

LMI: Inequações Matriciais Lineares

BMI: Inequações Matriciais Bilineares

FACTS: Flexible AC Transmission Systems

ESP: Estabilizadores do Sistema de Potência

HVDC: Corrente Contínua em Alta Tensão

POD: Power Damping Oscillations

RAT: Regulador Automático de Tensão

SISO: Single Input Single Output

MIMO: Multiple Input Multiple Output

MISO: Multiple Input Single Output

PMUs: Unidades de Medição Fasorial

PI: Proporcional Integral

PID: Proporcional Integral Derivativo

LQR: Regulador Linear Quadrático

NP-hard: Não Deterministicamente Polinomial

ONS: Operador Nacional do Sistema Elétrico

F_0 : Função mono-objetivo da Abscissa Espectral

F_1 : Função mono-objetivo da Abscissa Espectral no Plano w

F_2 : Função mono-objetivo do Índice de Amortecimento

F_3 : Função mono-objetivo da Abscissa Pseudoespectral

F_4 : Função mono-objetivo do Índice de Amortecimento Pseudoespectral

F_5 : Função mono-objetivo da Abscissa Pseudoespectral no Plano w

F_6 : Função mono-objetivo do Raio de Estabilidade Complexo

F_7 : Função mono-objetivo da Sensibilidade dos Autovalores

F_8 : Função mono-objetivo da Norma H_∞

F_9 : Função mono-objetivo da Norma H_2

MDS: Método de Busca Multidirecional

PSO: Otimização por Enxame de Partículas

BFGS: Broyden Fletcher Goldfarb Shanno

MOPSO: Otimização Multiobjetivo por Enxame de Partículas

NSGA: Algoritmo Genético de Seleção não Dominada

CEPEL: Centro de Pesquisas de Energia Elétrica

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Objetivo	3
1.2 Principais Contribuições	3
1.3 Lista de Publicações	4
1.3.1 Artigo em Revista	4
1.3.2 Artigos em Congressos	5
1.4 Apresentação do Trabalho	5
2 ESTABILIDADE DE PEQUENAS PERTURBAÇÕES	9
2.1 Introdução	9
2.2 O Sistema Elétrico de Potência e seus Controles	9
2.3 Estabilidade de Sistemas Elétricos de Potência	11
2.3.1 Estabilidade Angular	11
2.4 Análise Modal	12
2.4.1 Linearização do Modelo do Sistema Elétrico de Potência	12
2.4.2 Análise dos Autovalores, Autovetores e Modos	14
2.5 O Problema da Estabilidade de Pequenas Perturbações	15
2.5.1 Natureza das Oscilações Eletromecânicas	16
2.6 Melhoria da Estabilidade de Pequenas Perturbações	17
2.6.1 Fontes de Amortecimento	17
2.6.2 A Estrutura dos Estabilizadores	18
2.6.3 Sinais de Entrada dos Estabilizadores	19
2.7 Estruturas de Controle	20
2.7.1 Estrutura de Controle Descentralizado	21
2.7.2 Estrutura de Controle Quase-Descentralizado	22
2.7.3 Estrutura de Controle Centralizado	22
2.7.4 Estrutura de Controle Hierárquico	22
2.8 Localização dos Controladores e Escolha de Sinais	23
2.8.1 Fatores de Participação	23
2.8.2 Controlabilidade, Observabilidade e Resíduos	24
2.9 Conclusões	25
3 PROJETO DE CONTROLADORES ROBUSTOS	27

3.1	Introdução	27
3.2	Métodos de Projeto Usando Controle Clássico	27
3.2.1	Posicionamento de Polos	28
3.2.2	Resposta em Frequência	28
3.3	Métodos de Projeto Usando Otimização	29
3.3.1	Métodos de Projeto Analíticos	30
3.3.1.1	Inequações Matriciais Lineares - LMI	30
3.3.1.2	Inequações Matriciais Bilineares (BMI)	31
3.3.1.3	Regulador Linear Quadrático (LQR)	32
3.3.1.4	Eventuais Problemas com Métodos Analíticos	32
3.3.2	Métodos de Projeto Paramétricos	34
3.3.2.1	As Vantagens dos Métodos Paramétricos	34
3.4	Conclusões	36
4	MODELAGEM DO SISTEMA DE POTÊNCIA	37
4.1	Introdução	37
4.2	Modelo do Sistema de Potência	37
4.3	Modelo do Controle	38
4.4	A realimentação de Saídas	39
4.5	O Sistema Aumentado	39
4.6	Modelagem das Estruturas de Controle	41
4.7	Modelagem dos Atrasos	44
4.7.1	Modelagem Utilizando Aproximação de Padé	45
4.7.2	Incorporação dos Sinais Locais e Remotos	46
4.8	Conclusões	47
5	ÍNDICES DE DESEMPENHO E ROBUSTEZ	49
5.1	Introdução	49
5.2	Requisitos de Desempenho, Robustez e Coordenação	49
5.2.1	Estabilidade	49
5.2.2	Amortecimento Mínimo	51
5.2.3	Tempo de Resposta	51
5.2.4	Robustez	52
5.2.5	Controle Coordenado	53
5.3	Pseudoespectro e Valor Singular	54
5.3.1	Valores Singulares de Matrizes	54
5.3.2	O Pseudoespectro de Matrizes	56

5.4	Índices Associados aos Requisitos de Desempenho e Robustez	58
5.4.1	Índices de Desempenho	59
5.4.1.1	Índice de Amortecimento	59
5.4.1.2	Abscissa Espectral	59
5.4.1.3	Abscissa Espectral no Plano w	60
5.4.2	Índices de Robustez	61
5.4.2.1	Abscissa Pseudoespectral	61
5.4.2.2	Índice de Amortecimento Pseudoespectral	63
5.4.2.3	Abscissa Pseudoespectral no Plano w	64
5.4.2.4	Norma H_∞	64
5.4.2.5	Raio de Estabilidade Complexo	65
5.4.2.6	Sensibilidade dos Autovalores	66
5.4.2.7	Norma H_2	68
5.5	Implementação Computacional de Funções Pseudoespectrais	69
5.5.1	Método de Procura Vertical-Horizontal [6]	70
5.6	Conclusões	72
6	METODOLOGIA DE PROJETO	75
6.1	Introdução	75
6.2	Metodologia Proposta	75
6.2.1	Formulação Mono-objetivo	76
6.2.2	Formulação Multiobjetivo	79
6.2.3	Problemas Multiobjetivo e Fronteira de Pareto	79
6.2.4	Escolha da Melhor Solução da Fronteira de Pareto	82
6.3	Métodos de Otimização	83
6.3.1	Métodos de Otimização para Solução de Problemas Mono-objetivo	83
6.3.1.1	Método de Hooke-Jeaves	84
6.3.1.2	Método de Busca Multi Direcional - MDS	84
6.3.1.3	Método Híbrido	86
6.3.1.4	Otimização por Enxame de Partículas - PSO	87
6.3.1.5	Métodos de Otimização para a Solução de Problemas Mono-objetivo e Multiobjetivo	89
6.3.1.6	Otimização Multiobjetivo por Enxame de Partículas - MOPSO	90
6.3.1.7	Algoritmo Genético de Seleção não Dominada - NSGA_II	91

6.4	Implementação Computacional	92
6.5	Conclusão.....	93
7	RESULTADOS.....	95
7.1	Introdução	95
7.2	Sistema Equivalente Sul-Sudeste	96
7.2.1	Descrição do Sistema	96
7.2.2	Desempenho em Malha Aberta	96
7.2.3	Projeto de Controladores Usando Problemas Mono-objetivo	98
7.2.3.1	Análise Não-Linear	101
7.2.3.2	Avaliação das Soluções	102
7.2.4	Projeto de Controladores Usando Problemas Multiobjetivo	103
7.2.4.1	Avaliação das Soluções	105
7.2.5	Análise das Soluções de Pareto	106
7.2.5.1	Análise da Sensibilidade	108
7.2.5.2	Análise da Robustez	110
7.2.6	Avaliação do Desempenho e Robustez dos Controladores ..	111
7.2.7	Consideração do Esforço do Controle	113
7.2.7.1	Análise Linear	114
7.2.7.2	Análise Não Linear	114
7.3	Sistema New England	115
7.3.1	Descrição do Sistema	116
7.3.2	Desempenho em Malha Aberta	116
7.3.3	Estrutura Descentralizada e Quase-Descentralizada	118
7.3.3.1	Simulação no Tempo	120
7.3.3.2	Perda do Sinal Remoto	122
7.3.4	Análise em Função do Pseudoespectro	122
7.4	Sistema New England New York	125
7.4.1	Descrição do Sistema	125
7.4.2	Desempenho em Malha Aberta	126
7.4.3	Análise do Desempenho e Robustez dos Controladores	127
7.5	Comparações com Outros Métodos de Projeto de Controle Robusto	130
7.5.1	O Projeto Considerando Múltiplos Cenários	131
7.5.2	Projeto Baseado em Inequação de Matrizes	132
7.5.2.1	Problema da Dimensão	132

7.5.2.2 Tempo Computacional	132
7.6 Conclusões	133
8 CONCLUSÕES	137
8.1 Trabalhos Futuros	139
9 DADOS DOS SISTEMAS TESTES UTILIZADOS	143
9.1 Sistema Equivalente Sul-Sudeste do Brasil	143
9.1.1 Dados do Sistema	143
9.2 Sistema New England	145
9.2.1 Dados do Sistema	145
9.3 Sistema New England New York	148
9.3.1 Dados do Sistema	148
REFERÊNCIAS	153

1 INTRODUÇÃO

Os sistemas elétricos de potência são sistemas complexos que cobrem áreas geográficas de grandes dimensões, às vezes ultrapassando fronteiras nacionais. O fornecimento de energia elétrica é um fator fundamental de bem estar e progresso dessas áreas. O desenvolvimento social, os avanços tecnológicos e o aumento crescente da demanda de energia, exigem cada vez mais sistemas elétricos seguros e robustos, capazes de fornecer energia ininterruptamente, até mesmo diante de condições adversas relacionadas ao clima ou de mudança do estado de operação do sistema. Para que isso ocorra, diferentes sistemas de controle são inseridos nos sistemas elétricos.

Um problema atual na operação dos sistemas elétricos está relacionado ao surgimento de oscilações eletromecânicas entre geradores e áreas do sistema. Essas oscilações surgem devido a falta de torque de amortecimento e, se não forem amortecidas podem levar o sistema à instabilidade. Para evitar esse efeito indesejado, diferentes fontes de amortecimento são empregadas. Os estabilizadores do sistema de potência (ESP) são fontes de amortecimento utilizadas para garantir um amortecimento adequado ao sistema elétrico, evitando blecautes e limites no fluxo de potência entre áreas. Os ESP são projetados para satisfazer vários requisitos de controle, tais como a estabilidade do sistema, um amortecimento mínimo desejado para os modos eletromecânicos dominantes, um tempo de resposta satisfatório e a robustez diante de mudanças na operação dos sistemas.

O projeto de controladores para a melhoria do amortecimento e robustez dos sistemas de potência requer a aplicação de técnicas de projeto por realimentação de saídas, uma vez que a realimentação de estados requer o uso de todos os estados do sistema, não sendo atrativo para a aplicação em sistemas de grande porte, como os sistemas elétricos.

Métodos clássicos de projeto de controladores, baseados na resposta em frequência [7] e no posicionamento de pólos [8], tem sido largamente utilizados nas últimas décadas. O projeto do ESP é resolvido como um sistema SISO (Single Input Single Output) que considera o projeto de um controlador por vez para cada gerador. Embora, os métodos clássicos tenham sido bem estabelecidos, as restrições na expansão dos sistemas, as restrições econômicas, a interconecção com grandes sistemas, a incorporação de geradores com sinais remotos, a coordenação entre as fontes de amortecimento e a robustez dos siste-

mas diante de perturbações, motivam a pesquisa por novas técnicas de projeto.

Nos últimos anos, a maior parte dos trabalhos relacionados a projeto de controladores, tem-se voltado para a utilização de métodos de projeto baseados em otimização e técnicas de controle multivariável. Essas abordagens permitem que requisitos de coordenação entre fontes de amortecimento e robustez sejam considerados.

O projeto de controladores considerando a coordenação entre as fontes de amortecimento é resolvido utilizando-se técnicas de controle multivariável, onde vários controladores são projetados simultaneamente, diferente dos métodos de controle clássico. O controle multivariável também permite a incorporação de estruturas de controle quase-descentralizada, centralizada e hierárquica, que aumentam a segurança do sistema, a capacidade de controle e a robustez.

O projeto de controladores robusto foi muito explorado através das inequações matriciais lineares (LMI) e inequações matriciais bilineares (BMI) [2, 9–12]. No entanto, a aproximação por LMIs apresenta certas limitações: a necessidade dos controladores serem da mesma ordem da planta para garantir convexidade; problemas numéricos nos algoritmos para lidar com matrizes de inequações não convexas que consideram restrições estruturais; e, também, devido ao grande número de variáveis e a dimensão do espaço de soluções [13, 14]. As BMIs consideram conjuntos de LMIs convexas, porém tornam-se problemas complexos do tipo NP-hard e são difíceis de serem resolvidos por algoritmos determinísticos [15].

A dificuldade de lidar com robustez através das LMIs e BMIs tem conduzido a uma nova alternativa de projeto de controladores utilizando otimização de problemas não suaves e não convexas [13, 14, 16]. Controladores de ordem reduzida, realimentação de saídas, descentralização e sistemas de grandes dimensões, os quais limitam a utilização das LMIs, podem facilmente ser tratados pela otimização paramétrica.

Nos métodos de projeto paramétricos, definidos assim por serem baseados na solução de índices explícitos e não explícitos, qualquer requisito de controle, associado ao desempenho e robustez dos sistemas, e qualquer método de otimização pode ser utilizado, embora bons resultados nem sempre são obtidos para todos os casos. Além disto, os métodos paramétricos são mais flexíveis e permitem ajustes e alterações nas funções objetivo e nos métodos de otimização com o objetivo de encontrar soluções satisfatórias.

1.1 Objetivo

Este trabalho tem por objetivo principal o projeto de controladores robustos para os sistemas elétricos de potência, de ordem fixa e reduzida por realimentação de saídas.

O projeto é baseado na otimização de funções não suaves e não convexas, através da formulação de problemas mono-objetivo e multi-objetivo, que visam atender requisitos de estabilidade, amortecimento mínimo e robustez. A robustez é considerada no projeto através do conceito do pseudospectro e valor singular de matrizes. Diferentes métodos de otimização, baseados na estimativa de derivadas e em teorias probabilísticas, são utilizados para a solução dos problemas formulados.

Como proposta deste trabalho, requisitos de desempenho e robustez são combinados formando um problema multiobjetivo. Os problemas multiobjetivos visam atender o amortecimento mínimo do sistema e a robustez de forma simultânea, considerando a coordenação entre as fontes de amortecimento, através de técnicas de controle multivariável. Além disso, duas diferentes estruturas de controle, usando sinais locais e remotos, são consideradas com o objetivo de avaliar a metodologia proposta.

1.2 Principais Contribuições

As principais contribuições desta tese são listadas a seguir.

- *Desenvolvimento de Métodos de Projeto de Controle Robusto*

Requisitos de robustez são considerados no projeto através dos *valores singulares de matrizes* e do *pseudoespectro*. Tais conceitos são explicitamente incluídos nas funções objetivo do problema, visando garantir a robustez dos sistemas.

- *Inclusão de Múltiplos Requisitos de Controle no Projeto*

Requisitos de estabilidade e amortecimento mínimo e requisitos de robustez são combinados formando problemas com *múltiplos objetivos*. No projeto dos controladores, a solução desses problemas visa atender os *múltiplos requisitos de controle* de forma *simultânea*.

- *Uso de Algoritmos Evolucionários para a Solução de Problemas Multiobjetivo*

Algoritmos evolucionários são utilizados para a solução dos problemas multiobjetivo, onde o critério de *fronteira de Pareto* é incluído para a seleção de soluções não dominadas. Esse critério permite a obtenção de um conjunto de soluções satisfatórias, das quais é possível escolher a mais viável para um determinado sistema.

- *Comparação de Algoritmos para a Solução de Problemas não Suaves e não Convexos*

Simple *algoritmos de busca direta* são utilizados para a solução de problemas não suaves e não convexos. Comparações com métodos de otimização desenvolvidos para problemas dessa natureza são realizadas afim de confirmar a aplicação dos métodos de busca direta.

- *Projeto Coordenado entre Fontes de Amortecimento*

Técnicas de *controle multivariável* são implementadas na modelagem do sistema para garantir a coordenação entre todas as fontes de amortecimento de forma simultânea.

- *Uso de Estruturas de Controle Descentralizada e Quase-descentralizada*

Duas estruturas de controle são implementadas. A estrutura descentralizada e a quase-descentralizada, onde sinais remotos são incluídos.

1.3 Lista de Publicações

Alguns resultados obtidos na realização do doutorado foram publicados em revistas e congressos, os quais são listados nesta seção.

1.3.1 Artigo em Revista

1. Dill, G. K.; and Silva, A. S.; *Robust Design of Power System Controllers based on Optimization of Pseudospectral Functions* **IEEE Transactions on Power Systems**, vol.28, n.2, pp.1756-1765, May, 2013. ISSN 0885-8950.

1.3.2 Artigos em Congressos

1. Dill, G. K.; and Silva, A. S.; *PSS Design Using Optimization Search Methods*, **IFAC - In: 8th Power Plant and Power System Control (PP&PSC)**. September, 2012.
2. Dill, G. K.; and Silva, A. S.; *Design of Robust Power System Controllers Using Parametric Optimization*, **XII Symposium of Specialists in Electric Operational and Expansion Planning**, May, 2012.
3. Dill, G. K.; and Silva, A. S.; *Projeto de Controladores para Sistemas de Potência Utilizando Algoritmos Clássicos e Heurísticos*, **In: The 9th Latin-American Congress on Electricity Generation and Transmission (CLAGTEE)**, Novembro, 2011.
4. Dill, G. K.; and Silva, A. S.; *Power System Stabilizer Design Using Optimization and Pseudospectra*, **IEEE Power Tech 2011, Trondheim**.

1.4 Apresentação do Trabalho

A estrutura da tese é composta por oito capítulos. Um breve resumo dos capítulos é apresentado nesta seção.

- *Capítulo 2: Estabilidade de Pequenas Perturbações*

Uma definição do sistema elétrico de potência e os controladores envolvidos, bem como os conceitos relacionados à estabilidade dos sistemas de potência é introduzido. O foco principal do capítulo é apresentar o problema de oscilações eletromecânicas e sua solução, através do uso de estabilizadores. Definições envolvendo os diferentes tipos de estruturas de controle utilizadas na literatura e análise modal também são apresentados, de onde são obtidas informações dos modos do sistema e indicadores de desempenho.

- *Capítulo 3: Projeto de Controladores Robustos*

Diferentes métodos de projeto de controladores são apresentados e discutidos neste capítulo. Métodos de projeto que utilizam

técnicas de controle clássico são apresentados, porém a ênfase é dada aos métodos de projeto baseados em otimização, onde técnicas de controle multivariável e robustez são consideradas. Métodos analíticos, envolvendo LMIs e BMIs são comparados com métodos paramétricos, os quais referem-se à proposta desse trabalho.

- *Capítulo 4: Modelagem do Sistema de Potência*

A modelagem do sistema elétrico de potência é baseada na linearização do sistema, considerando os dados de geração e transmissão de energia. O sistema linearizado na forma de espaço de estados é combinado com o sistema de controle, também representado na forma de espaço de estados, gerando um sistema, em malha fechada, na forma aumentada. O sistema aumentado é representado de duas formas distintas, onde em uma delas é possível considerar entradas externas. A modelagem de sinais remotos e duas diferentes estruturas de controle também são apresentadas.

- *Capítulo 5: Índices de Desempenho e Robustez*

A formulação do problema de otimização é definida através dos índices de desempenho e robustez. Os índices de desempenho e robustez são formulados para atender requisitos mínimos de controle: a estabilidade; o amortecimento mínimo; o tempo de resposta e a robustez. As definições dos índices de desempenho e robustez são baseadas no conceito do pseudoespectro e valor singular de matrizes. Diferentes índices são formulados com o objetivo de atender a um ou mais requisito de controle.

- *Capítulo 6: Metodologia de Projeto*

A metodologia de projeto paramétrico é apresentada no Capítulo 6. Os problemas de otimização mono-objetivo e multiobjetivo, considerando os diferentes índices de desempenho e robustez, são formulados. Os diferentes métodos de otimização utilizados para a solução destes problemas também são apresentados. Uma atenção maior é dada aos problemas com múltiplos objetivos e métodos de otimização baseados em heurísticas, onde o critério de Pareto é utilizado para a seleção das melhores soluções.

- *Capítulo 7: Resultados*

Os resultados do projeto de controladores, utilizando os métodos de projeto paramétricos, são apresentados neste capítulo. Três sistemas testes são utilizados para avaliação dos resultados que

consideram os diferentes índices de desempenho e robustez e os diferentes métodos de otimização. Simulações no tempo, envolvendo o modelo não linear do sistema, bem como as soluções conservadoras obtidas com o pseudoespectro e diferentes estruturas de controle, são apresentadas. Além disso, comparações com outros métodos de projeto, que consideram robustez como requisito de controle, são realizadas.

- *Capítulo 8: Conclusões*

A avaliação das potencialidades da metodologia proposta são apresentadas na conclusão. Neste capítulo são relatados os principais resultados obtidos nesta tese e levantados os possíveis trabalhos que possam vir a contribuir para o desenvolvimento e melhoria do projeto de controladores para os sistemas elétricos de potência.

2 ESTABILIDADE DE PEQUENAS PERTURBAÇÕES

2.1 Introdução

O sucesso da operação dos sistemas de potência depende largamente da habilidade dos engenheiros de operação e dos dispositivos da rede em fornecer o serviço de energia ininterruptamente. A operação satisfatória dos sistemas elétricos requer o fornecimento de energia às cargas, com tensão e frequência constantes. Tal exigência é satisfeita pelos geradores síncronos e seus controladores primários.

Distúrbios nos sistemas, tais como variações de carga, mudanças topológicas e interrupção de energia em determinadas áreas podem afetar a sincronização entre as fontes de geração de energia, podendo provocar a interrupção do fornecimento de energia para todo sistema. Esta é a principal razão para o estudo da estabilidade dos sistemas elétricos, os quais devem ser capazes de operar de forma estável sobre condições normais de operação, bem como sob condições adversas.

Neste capítulo, é apresentado brevemente a configuração típica de um sistema elétrico de potência, desde a geração até os consumidores finais, destacando-se os controles associados ao sistema. Dentro deste contexto é explorado os conceitos relacionados à estabilidade do sistema, a origem e a natureza das oscilações eletromecânicas e as diferentes estruturas de controles utilizadas para garantir a estabilidade dos sistemas de potência. Um estudo envolvendo a análise modal é apresentado para que seja possível definir os autovalores e autovetores que são utilizados para a determinação da localização e escolha dos sinais, bem como para fornecer informações sobre os modos de oscilação eletromecânicos.

2.2 O Sistema Elétrico de Potência e seus Controles

Os sistemas de potência variam em dimensão e componentes estruturais, dependendo do local onde são instalados e da capacidade de transmissão e controle do despacho de energia. Apesar disso, todos os sistemas elétricos possuem as mesmas características básicas: são compostos por sistemas de corrente alternada ou contínua com tensão e frequência constante; utilizam geradores síncronos ou assíncronos; linhas de transmissão; transformadores elétricos e dispositivos de controle.

Além de gerar, transmitir e distribuir a energia elétrica, um sistema elétrico de potência deve ser capaz de atender contínuas mudanças de demanda de energia ativa e reativa, mantendo a qualidade de potência fornecida e respeitando os limites de variação de frequência e tensão [1]. Para atender tal requisito, subsistemas de controle devem ser inseridos no sistema elétrico de potência. Uma estrutura com diferentes sistemas de controle que atuam nos sistemas elétricos de potência é ilustrada na Figura 1.

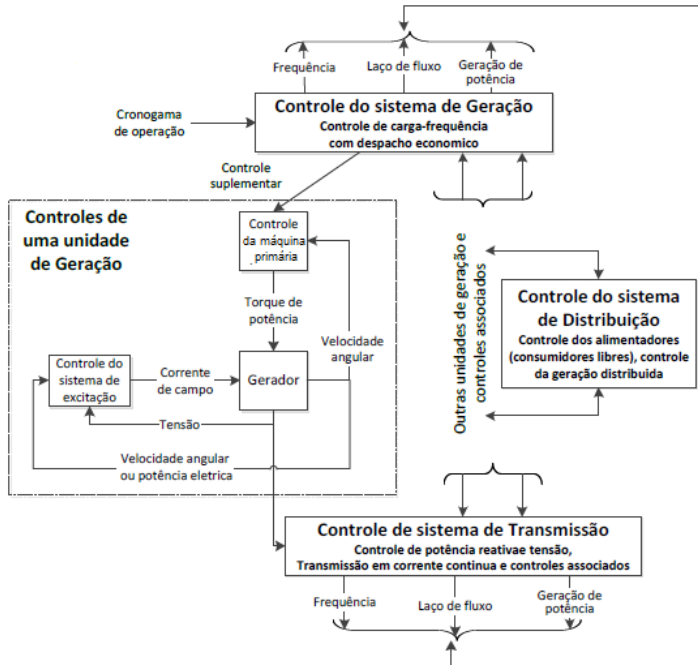


Figura 1 – Sistema de Potência e Controles Associados [1]

Os controles podem atuar diretamente sobre os dispositivos individuais do sistema elétrico de potência, ou para um conjunto de dispositivos. O controle na unidade de geração, no qual esta proposta está inserida, abrange o sistema de excitação e o controle da fonte primária. O controle do sistema de excitação é usado para controlar a tensão terminal do gerador e o controle da fonte primária é usado para regular o torque de potência.

Além do controle da unidade de geração, existe o controle de carga-frequência do sistema, o controle do despacho econômico de ener-

gia, o controle dos alimentadores no sistema de distribuição e o controle de potência ativa e reativa na transmissão.

O objetivo dos controles depende do estado de operação do sistema. Em condições normais de operação, o objetivo é controlar o sistema, mantendo os valores de tensão e frequência próximos do valor nominal. Em condições anormais (perda de geração, carga ou abertura de linha), o objetivo do controle é restaurar o sistema fazendo o mesmo voltar a operar num estado estável.

Neste trabalho, será dada ênfase ao controle de unidades geradoras, onde uma malha de controle adicional é inserida no sistema de excitação para fornecer torque de amortecimento. Essa malha de controle deve suprir torque de amortecimento ao sistema elétrico sob condições normais ou anormais de operação. Logo, os sistemas de controle estão associados aos conceitos de estabilidade dos sistemas de potência, a qual é definida na próxima seção.

2.3 Estabilidade de Sistemas Elétricos de Potência

A estabilidade de um sistema de potência está relacionada à capacidade do mesmo manter-se em sincronismo sob condições normais de operação e em alcançar um novo estado de equilíbrio após sofrer algum distúrbio. A estabilidade de um sistema elétrico de potência depende da sua configuração, da condição de operação, bem como do tipo de perturbação e de sua intensidade. Nos estudos de estabilidade, esse conceito é dividido em estabilidade tensão, a qual não será abordada neste trabalho e em estabilidade eletromecânica.

2.3.1 Estabilidade Angular

A estabilidade angular, também conhecida como estabilidade eletromecânica, é definida pela capacidade do sistema elétrico de potência manter-se em sincronismo após ter sido submetido a um distúrbio. Isso depende, fundamentalmente, da habilidade em manter/restaurar o equilíbrio entre torque eletromagnético e torque mecânico de cada gerador do sistema. Os distúrbios submetidos nos sistemas elétricos podem ser de larga escala ou pequena escala, o que define a estabilidade transitória e a estabilidade de pequenas perturbações, respectivamente.

Distúrbios de larga escala estão associados a grandes excursões do ângulo do rotor do gerador, ocasionado pela retirada de uma linha de

transmissão ou perda de unidades geradoras por exemplo. Neste caso, não é possível o sistema retornar ao mesmo ponto de equilíbrio anterior. Distúrbios de pequena escala estão relacionados a um pequeno desvio em um estado do sistema [17]. Neste caso, é possível o sistema retornar ao mesmo ponto de equilíbrio anterior, ou para um ponto próximo do ponto de equilíbrio anterior. A instabilidade, em ambos os casos, ocorre na forma do aumento do ângulo de alguns geradores do sistema, levando à perda de sincronismo [2].

2.4 Análise Modal

A análise modal consiste na determinação dos modos eletromecânicos (autovalores) que dão origem às oscilações eletromecânicas nos sistemas elétricos de potência. Tais indicadores são obtidos através da linearização do sistema para um determinado ponto de operação. O sistema linearizado em torno de um ponto de equilíbrio é representado na forma de matrizes para que seja possível avaliar a estabilidade do sistema para o ponto escolhido e a região vizinha a esse ponto de operação.

2.4.1 Linearização do Modelo do Sistema Elétrico de Potência

Um sistema elétrico de potência, incluindo os geradores, controladores, cargas e linhas de transmissão, pode ser descrito por um sistema não-linear, na forma [18].

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{z}, \mathbf{u}) \quad (2.1)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{z}, \mathbf{u}) \quad (2.2)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}, \mathbf{z}, \mathbf{u}) \quad (2.3)$$

onde $\mathbf{x} \in \mathfrak{R}^n$ é o vetor de variáveis de estado, $\mathbf{z} \in \mathfrak{R}^m$ é o vetor de variáveis algébricas e $\mathbf{u} \in \mathfrak{R}^p$ é o vetor de variáveis de entrada do sistema. As equações diferenciais associadas aos geradores, bem como aos controladores, cargas e dispositivos dinâmicos, tais como compensadores de reativos são representados pela equação (2.1). As equações algébricas, da conexão dos geradores do sistema elétrico às linhas de transmissão e transformadores, são representadas pela equação (2.2) e a equação (2.3) são equações algébricas de saída do sistema referentes a potência elétrica, corrente elétrica, frequência e tensão nas barras [1, 2].

Linearizando-se as equações (2.1) a (2.3), em torno de um ponto de equilíbrio $\{x_0, z_0, u_0\}$ tem-se as seguintes equações

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \Delta \mathbf{x} + \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{z}} \Delta \mathbf{z} + \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{u}} \Delta \mathbf{u} \quad (2.4)$$

$$0 = \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{x}} \Delta \mathbf{x} + \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{z}} \Delta \mathbf{z} + \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{u}} \Delta \mathbf{u} \quad (2.5)$$

$$\Delta \mathbf{y} = \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{x}} \Delta \mathbf{x} + \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{z}} \Delta \mathbf{z} + \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{u}} \Delta \mathbf{u} \quad (2.6)$$

onde $\Delta \mathbf{x}$ é uma variação do vetor de estados em torno do ponto de equilíbrio, $\Delta \mathbf{z}$ uma variação das variáveis algébricas e $\Delta \mathbf{u}$ uma variação do vetor de entradas.

Eliminando-se o vetor de variáveis algébricas $\Delta \mathbf{z}$ tem-se o sistema

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \Delta \mathbf{x} + \mathbf{B} \Delta \mathbf{u} \quad (2.7)$$

$$\Delta \mathbf{y} = \mathbf{C} \Delta \mathbf{x} + \mathbf{D} \Delta \mathbf{u} \quad (2.8)$$

onde \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} e \mathbf{D} são as matrizes de derivadas parciais em (2.4), (2.5) e (2.6) avaliadas para o ponto de equilíbrio $\{x_0, z_0, u_0\}$ dadas por

$$\mathbf{A} = \left[\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} - \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{z}} \left(\frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{z}} \right)^{-1} \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{x}} \right]_{x_0, z_0, u_0} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{B} = \left[\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{u}} - \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{z}} \left(\frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{z}} \right)^{-1} \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{u}} \right]_{x_0, z_0, u_0} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{C} = \left[\frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{x}} - \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{z}} \left(\frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{z}} \right)^{-1} \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{x}} \right]_{x_0, z_0, u_0} \quad (2.11)$$

$$\mathbf{D} = \left[\frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{u}} - \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \mathbf{z}} \left(\frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{z}} \right)^{-1} \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{u}} \right]_{x_0, z_0, u_0} \quad (2.12)$$

As matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} e \mathbf{D} representam o sistema linearizado, em torno de um ponto de equilíbrio, na forma de espaço de estados, no domínio do tempo. O símbolo Δ das equações (2.7) e (2.8) é omitido para seguir a representação padrão na forma de espaço de estados, fazendo \mathbf{x} e \mathbf{u} os valores incrementais.

2.4.2 Análise dos Autovalores, Autovetores e Modos

Os autovalores de uma matriz \mathbf{A} são definidos como os valores do parâmetro escalar z_i para o qual existem soluções não triviais da equação

$$\mathbf{A}\mathbf{v}_i = z_i\mathbf{v}_i \quad (2.13)$$

onde \mathbf{v}_i é o $i^{\text{ésimo}}$ autovetor à direita da matriz \mathbf{A} , correspondente ao $i^{\text{ésimo}}$ autovalor z_i [1].

Similarmente, um autovetor à esquerda da matriz \mathbf{A} também pode ser representado, o qual satisfaz a equação (2.14) para um determinado z_i

$$\mathbf{w}_i^*\mathbf{A} = z_i\mathbf{w}_i^* \quad (2.14)$$

onde $\mathbf{w}_i^* = [w_1^*, w_2^*, \dots, w_n^*]$, representado pelo transposto conjugado do vetor linha \mathbf{w}_i , é o $i^{\text{ésimo}}$ autovetor à esquerda da matriz \mathbf{A} , correspondente ao $i^{\text{ésimo}}$ autovalor z_i [1].

Para encontrar os autovalores da equação (2.13) ou (2.14) calculam-se as raízes da equação característica

$$\det(\mathbf{A} - z_i\mathbf{I}) = 0 \quad (2.15)$$

As n soluções de $z_i = [z_1, z_2, \dots, z_n]$, obtidas da equação (2.15), são os autovalores da matriz \mathbf{A} .

Observação: Nesta seção, z_i representa o conjunto de autovalores da matriz \mathbf{A} , enquanto que o vetor z na seção 2.4.1 representa o vetor de variáveis algébricas do sistema elétrico de potência.

Em notação simbólica os autovalores são representados por

$$z_i = x_i \pm jy_i \quad (2.16)$$

A parte real x_i está relacionada ao amortecimento do sistema e a parte imaginária $\pm y_i$ está relacionada ao amortecimento e frequência de oscilação do sistema [2]. O amortecimento e a frequência de oscilação do sistema são determinados por

$$\zeta_i = -\frac{x_i}{\sqrt{x_i^2 + y_i^2}} \quad (2.17)$$

$$f_i = \frac{y_i}{2\pi} \quad (2.18)$$

Os autovalores podem conter somente parte real ou somente parte real e imaginária. Um autovalor somente com parte real corresponde a um modo não oscilatório. Um autovalor somente com parte real negativa corresponde a um modo estável não oscilatório e um autovalor com parte real positiva caracteriza uma instabilidade monotônica. Autovalores complexos ocorrem em pares conjugados, e cada par corresponde a um modo oscilatório. Se a parte real for negativa as oscilações são amortecidas, se a parte real for positiva, as oscilações tem amplitudes crescentes caracterizando uma instabilidade oscilatória.

Em sistemas de potência, os autovetores à direita são conhecidos como *mode-shapes*. O autovetor \mathbf{v}_i é conhecido como o $i^{\text{ésimo}}$ *mode-shape*, correspondente ao autovalor z_i [2].

O *mode-shape* dá uma medida da atividade de uma variável de estado quando um determinado modo é excitado [19]. As magnitudes dos elementos do vetor \mathbf{v}_i fornecem o grau de atividade de cada variável de estado em relação ao $i^{\text{ésimo}}$ modo, enquanto os ângulos dos elementos do vetor \mathbf{v}_i fornecem as defasagens de cada variável de estado em relação ao $i^{\text{ésimo}}$ modo.

Os *mode-shapes* fornecem informações importantes na participação de uma máquina ou grupo de máquinas em um modo de oscilação eletromecânica específico. É através dos *mode-shapes* que pode-se identificar qual a natureza da oscilação e quais máquinas do sistema estão oscilando com a mesma fase ou em oposição de fase entre si, o que provoca o desequilíbrio.

2.5 O Problema da Estabilidade de Pequenas Perturbações

As oscilações eletromecânicas surgem devido à falta de torque de amortecimento nos sistemas elétricos de potência. A característica da inércia das máquinas e o ângulo de potência, para diferentes condições de operação, podem levar a oscilações de frequência entre os geradores do sistema. A inércia das máquinas evita que a potência mecânica seja reduzida nos primeiros instantes após uma redução da potência elétrica, fazendo com que o rotor acelere, aumentando seu ângulo rotórico e provocando as oscilações [20]. Além disso, reguladores de tensão com alto ganho e baixo torque de amortecimento, bem como flutuações de carga sazonais, diante de uma perturbação, dão origem a oscilações eletromecânicas contínuas. Essas oscilações eletromecânicas, se não forem amortecidas, podem levar o sistema elétrico de potência à instabilidade.

Por estas razões, faz-se necessário estudar a estabilidade de pequenas perturbações dos sistemas elétricos.

2.5.1 Natureza das Oscilações Eletromecânicas

Um sistema elétrico de potência exibe vários modos de oscilação, como, por exemplo, os introduzidos pelas ações dos controles de excitação e de velocidade. No entanto, os de principal interesse são os modos eletromecânicos de baixa frequência, os quais são associados ao comportamento dinâmico dos rotores dos geradores. Esses modos são responsáveis por oscilações que situam-se na faixa de frequência de 0,1 a 3,0 Hz. Os modos eletromecânicos são classificados por: modo intra-planta; modo local; modo inter-área; modo de controle; e modo torsional [2].

- Modos intra-planta: um ou mais geradores oscilam contra outro da mesma planta. Modos intra-planta apresentam frequências de oscilação entre 2,0 e 3,0 Hz.
- Modos locais: são caracterizados pela oscilação de um gerador (ou grupo de geradores) contra o resto do sistema. O termo local é utilizado em razão das oscilações estarem localizadas em uma usina, ou em uma pequena parte do sistema. São modos com frequência entre 1,0 a 2,0 Hz.
- Modos inter-área: são observados quando um grupo de geradores localizados em uma área oscilam contra outro grupo de geradores localizados em outra área do sistema. As frequências variam entre 0,1 e 0,7 Hz.
- Modos de controle: são associados a controles de unidades de geração, tais como: controle de excitação; reguladores, conversores HVDC e controle de dispositivos FACTS. As frequências de oscilações são bem superiores a 3,0 Hz.
- Modos torsionais: são caracterizados por oscilações entre a turbina, ou fonte primária e controles do sistema. As frequências variam entre 10 e 46 Hz.

As Figuras 2 e 3 ilustram exemplos de modos de oscilação, os quais devem ser atenuados nos sistemas avaliados nesse trabalho.

Para evitar a perda de sincronismo do sistema, devido a um amortecimento insuficiente ou até mesmo uma instabilidade oscilatória,

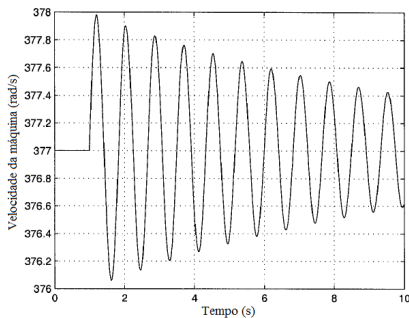


Figura 2 – Modo local [2]

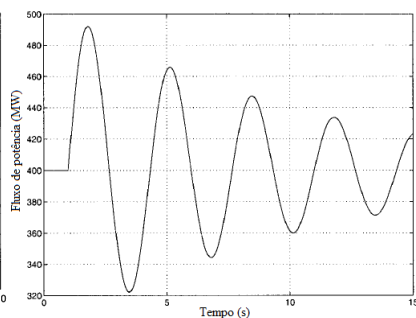


Figura 3 – Modo inter-área [2]

dispositivos de controle são empregados, podendo atuar diretamente nos geradores ou nas linhas e barras do sistema. Estes dispositivos tem por objetivo fornecer torque de amortecimento ao sistema reduzindo as oscilações eletromecânicas.

2.6 Melhoria da Estabilidade de Pequenas Perturbações

Diante do problema das oscilações eletromecânicas em sistemas elétricos, que podem levar o mesmo à instabilidade, a utilização de fontes de amortecimento é um fator primordial para a garantia da segurança do sistema. Nesta seção, apresentam-se as diferentes fontes de amortecimento que tem a função de amortecer as oscilações eletromecânicas.

2.6.1 Fontes de Amortecimento

Até agora, os dois principais controladores usados para melhorar significativamente o amortecimento dos modos de oscilação eletromecânicos dos sistema de potência, conhecido como fontes de amortecimento, são os ESP (Estabilizadores do Sistema de Potência), também conhecidos na literatura como PSS (Power Systems Stabilizers) e os sistemas de controle suplementar instalados em equipamentos FACTS (Flexible AC Transmission System).

Os ESP são controladores acoplados aos reguladores de tensão das máquinas, como um controle adicional, com o objetivo de melhorar o amortecimento e robustez dos sistemas. Os ESP tem a função de

introduzir torque de amortecimento no rotor das máquinas síncronas. Quando a velocidade angular do rotor da máquina oscila, o torque de amortecimento produzido pelo ESP é usado para atenuar a oscilação. Com um ajuste adequado dos ESP pode-se evitar possíveis instabilidades de modos eletromecânicos em sistemas elétricos de potência [1].

Os equipamentos FACTS são instalados diretamente no sistema para operação contínua e atuam na compensação de potência reativa, fluxo de potência, controle de tensão e melhoria do amortecimento do sistema. Eles podem operar em série junto a uma linha de transmissão ou em derivação associados a uma barra do sistema. Estes dispositivos possuem, além do controle primário, que atua no controle de tensão ou fluxo de potência, um controle suplementar, também conhecido na literatura como POD (Power Oscillation Damping), destinado ao amortecimento de oscilações eletromecânicas. Os FACTS tem como desvantagem o elevado custo de implantação, comparado com os ESP que são acoplados diretamente à excitação dos geradores, além da dificuldade de coordenação com outras fontes de amortecimento [3].

Sistemas de transmissão HVDC, os quais tem uma característica de resposta rápida, também podem ser usados para o amortecimento de oscilações eletromecânicas [21]. Estudos na área de modulação de potência ativa também vem sendo considerados [22, 23]. Além disso, os enrolamentos amortecedores dos circuitos dos rotores das máquinas síncronas também podem fornecer torque de amortecimento porém, em percentual muito pequeno, comparado com os ESP e FACTS, sendo, às vezes, suficiente apenas para pequenas oscilações locais e, em geral, insuficiente para oscilações inter-área [2].

2.6.2 A Estrutura dos Estabilizadores

A estrutura dos estabilizadores é composta por um ganho, um bloco de compensação de fase e um filtro chamado Washout. A estrutura clássica ilustrada na Figura 4 pode ser aplicada nos equipamentos FACTS, bem como nos ESP.

O Washout, representado pelo primeiro bloco, cuja constante de tempo é definida por T_w , é um filtro passa alta, utilizado para atenuar o sinal estabilizador em baixas frequências. O ganho e a compensação de fase são utilizados para compensar a fase do sistema na faixa de frequência de interesse. Em geral, utilizam-se compensadores avanço-atraso dependendo do tipo de sinal de entrada.

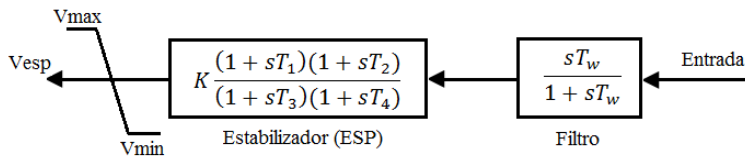


Figura 4 – Estrutura Clássica do Controle Suplementar

O sinal de saída dos ESP deve ser limitado, pois em caso contrário pode interferir na ação do Regulador Automático de Tensão (RAT). O RAT atua para controlar o valor da tensão terminal e, uma variação da velocidade do rotor ou frequência poderiam levar o ESP a contrariar a ação do RAT. Um limite entre ± 0.05 e ± 0.1 p.u. é normal [1, 2]. Do lado negativo, o limite é normalmente ajustado para -0.05 e no lado positivo para $+0.1$ p.u. [1, 2]. Esse limite é importante após a primeira oscilação, quando a unidade requer grande torque de sincronização para voltar ao ponto de equilíbrio. Neste trabalho a saída dos controladores foi limitada entre -5% e $+10\%$.

2.6.3 Sinais de Entrada dos Estabilizadores

Os sinais de entrada dos estabilizadores tem a função de introduzir um sinal variável do gerador ou do sistema na entrada do controlador, com o objetivo de garantir a observabilidade dos modos a serem amortecidos. Os ESP podem utilizar sinais de entrada derivados da velocidade, frequência, potência elétrica, potência de aceleração ou variação angular [24].

O sinal da velocidade do rotor será adotado neste trabalho para o projeto dos controladores. A escolha da utilização desse sinal vem do fato de que o desvio de velocidade está em fase com a componente do torque de amortecimento do rotor das máquinas [2, 7] e é de fácil obtenção. O sinal de velocidade é sensível a ruído e interações torcionais em unidades térmicas exigindo, neste caso, o uso de filtros torcionais. Normalmente, esses filtros são utilizados para reduzir as interações, porém tendem a introduzir um efeito desestabilizante no modo de excitação, que aumenta com o aumento do ganho do estabilizador [2].

A componente extra de torque de amortecimento introduzida pela ação do ESP deve estar em fase com a variação de velocidade do eixo da máquina. Assim, tomando-se o desvio de velocidade como sinal de entrada Δw , é necessário que esse sinal sofra um avanço de

fase para compensar os atrasos introduzidos pela malha de controle de tensão do sistema [25].

Um exemplo de resposta de velocidade de um sistema máquina-barra infinita considerando a compensação de fase é ilustrado na Figura 5, onde um curto-circuito trifásico, com duração de 80ms é simulado. Fica claro na Figura 5 a contribuição do torque de amortecimento pelo ESP, amortecendo as oscilações rapidamente.

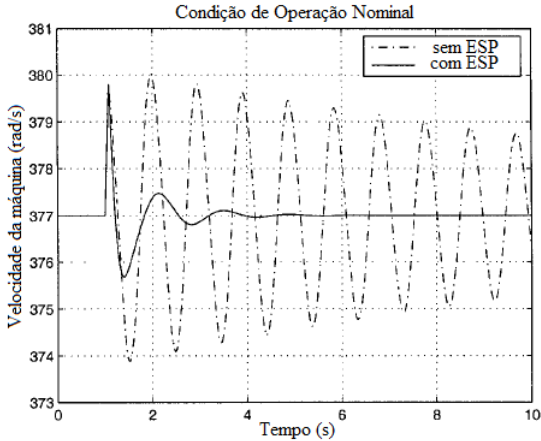


Figura 5 – Resposta do Sistema a um distúrbio [2]

2.7 Estruturas de Controle

A estrutura de controle do ESP tem a capacidade de controlar um ou mais modos inter-área dominantes nos sistemas elétricos de potência. Os controladores podem controlar múltiplos modos, desde que o sinal de entrada tenha considerável observabilidade em relação aos mesmos. Dessa forma, a aplicação clássica dos ESP, medindo sinais e amortecendo oscilações localmente e, talvez, adicionando amortecimento a um ou mais modos inter-área, pode não ser suficiente em todos os casos. Com o objetivo de atender a múltiplos modos inter-área, novas estruturas de controle vem sendo propostas [3].

Os ESP pode ter diferentes tipos de estruturas de controle: a descentralizada, a quase-descentralizada, a centralizada e a hierárquica. Essas estruturas permitem o projeto de controladores utilizando sinais locais e remotos através de técnicas de controle multivariável, onde o

projeto de todos os controladores do sistema pode ser realizado simultaneamente efetuando-se a coordenação entre todas as fontes de geração e controle. A Figura 6 ilustra uma estrutura de controle hierárquica, da qual pode se obter a estrutura centralizada e descentralizada.

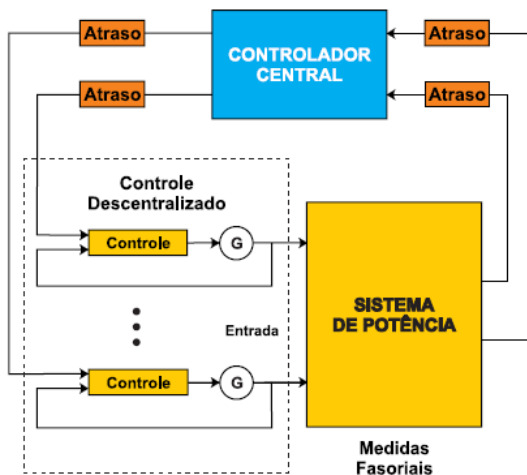


Figura 6 – Estrutura de Controle Hierárquico [3]

O uso de estruturas de controle que utilizam sinais remotos (à exceção da descentralizada) tornou-se viável com o desenvolvimento dos sistemas de medição fasorial sincronizada que criou uma infraestrutura capaz de lidar com a medição e transmissão de sinais remotos [26–29].

A aplicação das diferentes estruturas de controle não visam apenas a melhoria da estabilidade de pequenas perturbações. Numa visão global, elas visam melhorar a segurança do sistema elétrico de potência elevando sua capacidade de controle diante das mais diversas perturbações.

2.7.1 Estrutura de Controle Descentralizado

Neste tipo de estrutura, cada controlador é alimentado por um sinal local, originado do próprio gerador em que está alocado. O sinal é processado localmente no dispositivo e um sinal de controle é gerado. Em relação ao projeto do controlador, podem ser considerados métodos de projetos SISO ou MIMO [3, 30–32].

Esta é a estrutura de controle mais utilizada na literatura e pela indústria, porém tende a ser menos efetiva para amortecimento de modos inter-área. Aplicações desta estrutura de controle são apresentadas em [33–35].

2.7.2 Estrutura de Controle Quase-Descentralizado

Nesse tipo de estrutura, o controlador pode ser alimentado por sinais locais e remotos. Os sinais locais e remotos são processados localmente no dispositivo e um sinal de controle é gerado. Em relação ao projeto, são considerados métodos de projeto MISO, em que os sinais de entrada são processados no próprio controlador, resultando em um único sinal de saída [26, 36].

Na literatura, encontram-se trabalhos que procuram explorar a aplicabilidade desse tipo de controlador no sistema, usando dados remotos de PMUs (Unidades de Medição Fasorial) [30, 31].

2.7.3 Estrutura de Controle Centralizado

O controle centralizado normalmente é situado em um local central (subestação central ou centro de operação) e consiste de um controlador projetado para otimizar o desempenho do sistema de uma forma global [3].

O controle centralizado utiliza sinais remotos, podendo receber múltiplos sinais e visa o amortecimento de modos inter-área. Os sinais são processados no controlador e enviados à planta localizada remotamente. Este controle utiliza estrutura do tipo MIMO. Nas referências [37, 38] são apresentados controles centrais utilizando medição fasorial sincronizada, aplicada aos sistemas de potência.

2.7.4 Estrutura de Controle Hierárquico

A estrutura de controle hierárquico é uma combinação da estrutura descentralizada com a centralizada e visa o amortecimento de modos locais e inter-área. Os sinais são processados no controlador central e enviados à planta. Na planta, os sinais do controle central são combinados com os sinais do controlador local, aumentando a capacidade de controle do sistema. Trabalhos utilizando controle hierárquico podem ser encontrados em [3, 28, 39].

No controle hierárquico o sistema apresenta um maior nível de robustez, uma vez que, com a perda de algum canal de comunicação da estrutura centralizada, um amortecimento mínimo é garantido pelo controle descentralizado, que pode ser ajustado de forma coordenada com o controle central ou independente, pelo próprio operador local [3].

2.8 Localização dos Controladores e Escolha de Sinais

Dadas as definições dos ESP e sua utilização em diferentes estruturas de controle, é pré requisito de projeto saber a melhor localização para a instalação dessas fontes de amortecimento, bem como a escolha do melhor sinal de controle a ser utilizado. Tais conceitos são obtidos a partir da análise modal, onde os indicadores, para estes fins, são obtidos dos autovetores dos sistemas.

Os índices de controlabilidade, fatores de participação e resíduos são utilizados para avaliar qual unidade de geração do sistema apresenta maior capacidade de controlar o mesmo. Já o índice de observabilidade é utilizado para definir qual unidade de geração do sistema apresenta o melhor sinal de entrada para o controlador a ser projetado.

2.8.1 Fatores de Participação

Os fatores de participação são determinados pelo produto (elemento a elemento) dos autovetores à esquerda e à direita e dão como resultado o peso de cada estado em cada modo do sistema [2].

Em sistemas MIMO, os autovetores à esquerda e à direita são representados por matrizes de autovetores. A matriz de autovetores à esquerda é definida por $V = [v_{1n}, v_{2n}, \dots, v_{nn}]$ e a matriz de autovetores à direita por $W = [w_{1n}, w_{2n}, \dots, w_{nn}]$. Sendo assim, a matriz com os fatores de participação é definida como

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 & \dots & \mathbf{z}_i & \dots & \mathbf{z}_n \\ \mathbf{p}_{11} & \dots & \mathbf{p}_{i1} & \dots & \mathbf{p}_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{p}_{k1} & \dots & \mathbf{p}_{ki} & \dots & \mathbf{p}_{kn} \\ \vdots & \dots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{p}_{n1} & \dots & \mathbf{p}_{ni} & \dots & \mathbf{p}_{nn} \end{bmatrix} \begin{matrix} \mathbf{x}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{x}_k \\ \vdots \\ \mathbf{x}_n \end{matrix} \quad (2.19)$$

onde \mathbf{p}_{ki} é o produto elemento a elemento de $\mathbf{w}_{ki} \cdot \mathbf{v}_{ki}$. Na equação (2.19), cada fator de participação está relacionado à contribuição da $k^{\text{ésima}}$ variável de estado no $i^{\text{ésimo}}$ modo.

Com o objetivo de avaliar a influência dos elementos da matriz P é conveniente realizar uma normalização dos fatores de participação. Assim, uma definição genérica dos fatores de participação normalizados pode ser apresentada.

Definição 1 ([2, 40]). *Os fatores de participação normalizados de uma matriz \mathbf{A} são definidos por*

$$p_{ki} = \frac{|\mathbf{w}_{ki}^*| \cdot |\mathbf{v}_{ki}|}{\sum_{k=1}^{k=n} |\mathbf{w}_{ki}^*| \cdot |\mathbf{v}_{ki}|} \quad (2.20)$$

onde a soma dos fatores de participação é igual a 1.

Os fatores de participação são uma importante ferramenta em projeto de controladores porque são utilizados para identificar qual gerador do sistema é o melhor candidato para a implementação do controle.

2.8.2 Controlabilidade, Observabilidade e Resíduos

Uma desvantagem dos fatores de participação é que os mesmos estão relacionados somente aos estados do sistema e não levam em consideração as entradas e saídas. Assim, é difícil identificar a efetividade do controlador se essas informações não forem consideradas. A efetividade do controlador pode ser identificada pelos índices de controlabilidade, observabilidade e resíduos. A definição desses índices é baseada na função de transferência do sistema das equações (2.7) e (2.8), representada em espaço de estados.

$$\frac{\mathbf{y}(s)}{\mathbf{u}(s)} = \mathbf{G}_r(s) = (\mathbf{D} + \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}) \quad (2.21)$$

onde $\mathbf{y}(s)$ representa um conjunto de variáveis de saída e $\mathbf{u}(s)$ um conjunto de variáveis de entrada do sistema.

Considerando que o termo \mathbf{D} não influencia o modo e fazendo-se $\mathbf{VW} = \mathbf{I}$, a equação (2.21) pode ser reescrita por

$$\mathbf{G}_r(s) = \mathbf{CVW}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{VWB} \quad (2.22)$$

onde \mathbf{V} e \mathbf{W} são matrizes compostas pelo conjunto de autovetores associados a cada autovalor z_i da matriz \mathbf{A} . Fazendo-se as multiplicações em (2.22) obtém-se a seguinte função de transferência

$$\mathbf{G}_r(s) = \mathbf{C}\mathbf{V}[\mathbf{V}^{-1}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})\mathbf{W}^{-1}]^{-1}\mathbf{W}\mathbf{B} \quad (2.23)$$

$$\mathbf{G}_r(s) = \mathbf{C}\mathbf{V}(s\mathbf{I} - \mathbf{\Lambda})^{-1}\mathbf{W}\mathbf{B} \quad (2.24)$$

onde $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}(z_1, z_2, \dots, z_n)$. Assim, a função $\mathbf{G}_r(s)$ pode ser representada da seguinte forma

$$\mathbf{G}_r(s) = \sum_{i=1}^n \frac{\mathbf{C}\mathbf{v}_i \mathbf{w}_i^* \mathbf{B}}{s - z_i} \quad (2.25)$$

onde $\mathbf{C}\mathbf{v}_i$ é a matriz observabilidade modal e $\mathbf{w}_i^* \mathbf{B}$ é a matriz controlabilidade modal.

Em sistemas MIMO, a matriz $\mathbf{C}\mathbf{v}_i$ relaciona os estados do sistema às saídas e a matriz $\mathbf{w}_i^* \mathbf{B}$ relaciona às saídas com às entradas do sistema. Na matriz $\mathbf{C}\mathbf{v}_i$ é possível identificar qual estado tem mais influência na observabilidade do modo. Na matriz $\mathbf{w}_i^* \mathbf{B}$ é possível identificar qual entrada tem maior influência na controlabilidade do modo.

O produto das matrizes controlabilidade modal e observabilidade modal gera uma matriz de resíduos em sistemas multivariáveis. Assim, a equação (2.25) pode ser representada por

$$\mathbf{G}_r(s) = \sum_{i=1}^n \frac{\mathbf{R}_i}{s - z_i} \quad (2.26)$$

onde \mathbf{R}_i é a *i*ésima matriz de resíduos correspondente ao *i*ésimo autovalor z_i [2].

A matriz de resíduos da uma medida da sensibilidade do autovalor z_i a uma realimentação adicionada à uma função de transferência do sistema em malha aberta. Na matriz \mathbf{R}_i é possível identificar a melhor localização do ESP, ou seja, é possível identificar o gerador onde a realimentação com o ESP será mais efetiva.

2.9 Conclusões

Neste capítulo, apresentou-se resumidamente os componentes do sistema elétrico de potência e os conceitos de estabilidades relativos a estes sistemas. O problema das oscilações eletromecânicas que podem

levar o sistema à instabilidade e a solução através do uso de fontes de amortecimento (ESP). Além disso, foram definidos os diferentes tipos de estruturas para as fontes de amortecimento e a análise dos sistemas elétricos linearizados com a definição de conceitos importantes para o entendimento do trabalho.

A partir do problema de oscilações eletromecânicas e das possíveis soluções, definiu-se o objetivo do trabalho utilizando as estruturas de controle apresentadas. O enfoque dado neste trabalho será apenas o projeto do ESP. A utilização de equipamentos FACTS não será considerada em função do elevado custo desses equipamentos e as dificuldades de coordenação com os dispositivos de controle já existentes nos sistemas elétricos. A metodologia de projeto dos controladores, os requisitos de desempenho e a modelagem do sistema e controle serão apresentados e discutidos nos próximos capítulos.

3 PROJETO DE CONTROLADORES ROBUSTOS

3.1 Introdução

No séulo passado, considerável ênfase foi dada ao projeto econômico de geradores, especialmente para os de elevada potência. Isso resultou em máquinas com grandes reatâncias síncronas e baixos torques de sincronização [2]. O problema das grandes reatâncias e baixos torques, na época, foi resolvido usando-se altos ganhos e rápida atuação do sistema de controle de excitação, o que melhorou a estabilidade transitória dos sistemas. Por outro lado, o alto ganho do regulador de tensão introduziu um torque de amortecimento negativo. Esse problema foi solucionado através da inclusão dos ESP, acoplado ao sistema de excitação, para produzir torque de amortecimento positivo.

Desde o surgimento dos ESP, vários métodos de projeto foram e vem sendo propostos [1, 8, 33, 41–43]. As primeiras metodologias de projeto baseavam-se nos métodos de controle clássico. Essas metodologias eram aplicadas apenas a sistemas do tipo SISO e requisitos de robustez e coordenação entre fontes de amortecimento não eram considerados. Requisitos de robustez e coordenação entre fontes de amortecimento passaram a ser considerados com a inclusão de técnicas de controle multivariável e otimização. Dentro deste contexto surgem os métodos de projeto analíticos e os métodos de projeto paramétricos.

Neste capítulo, são apresentados brevemente os métodos de projeto de controladores, baseados em técnicas de controle clássico e os que utilizam otimização. Os métodos de projeto que utilizam otimização são divididos em métodos de projetos analíticos e métodos de projeto paramétricos. Discussões envolvendo os métodos de projeto que consideram otimização e técnicas de controle robusto são realizadas.

3.2 Métodos de Projeto Usando Controle Clássico

Métodos de projeto utilizando técnicas de controle clássico foram largamente utilizados por várias décadas para o projeto de controladores visando a melhoria da estabilidade de pequenos sinais. No controle clássico, o projeto de controladores é realizado um de cada vez. O projeto do ESP, considerando o controle clássico, foi resolvido através do posicionamento de polos usando o lugar das raízes, através da resposta

em frequência usando o diagrama de Nyquist, ou através da função de transferência do sistema em malha aberta (GEP) [1, 25, 44, 45].

Projeto de controladores do tipo PI, PID, avanço de fase e avanço atraso de fase foram utilizados para a obtenção da função de transferência do controlador através dos métodos de controle clássico. Requisitos de estabilidade, amortecimento mínimo e até mesmo tempo de resposta eram especificados no projeto, porém nenhum critério relacionado a robustez e coordenação entre as fontes de amortecimento era considerado.

3.2.1 Posicionamento de Polos

O método do posicionamento de polos tem por finalidade deslocar os polos indesejáveis (que causam instabilidade) para uma posição mais adequada (com maior amortecimento). O projeto baseado nesta metodologia consiste em determinar uma função de transferência que representa o controlador e, em malha fechada com o sistema, desloque os autovalores para a região viável [1]. Na Figura 7 é ilustrado um exemplo do sistema em malha fechada com a função de transferência do controlador.

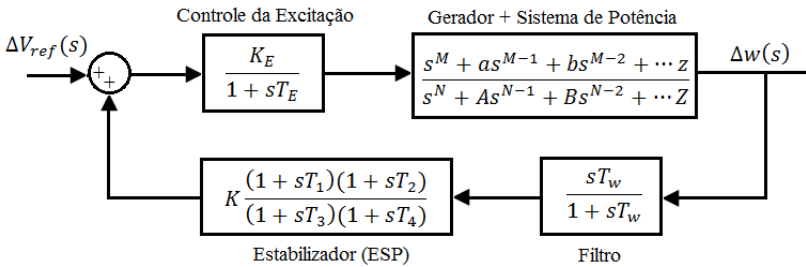


Figura 7 – Sistema de Controle em Malha Fechada

3.2.2 Resposta em Frequência

O método baseado no diagrama de Nyquist, considera a aplicação do critério de Nyquist para projeto de controladores de sistemas monovariáveis [41, 46]. O projeto de controladores é baseado na determinação da magnitude e fase da função de transferência do sistema,

para a qual, a função de transferência do controlador, em malha fechada, deve atender a um amortecimento mínimo e fase desejável. A magnitude e o ângulo são determinados para a frequência do modo dominante do sistema, a qual é selecionada através do diagrama de Nyquist [4].

O método de projeto baseado na função de transferência do sistema em malha aberta é semelhante ao projeto por Nyquist. Dada a função de transferência do sistema $GEP(s)$, procura-se obter uma função $ESP(s)$ capaz de compensar o ganho e fase do sistema $GEP(s)$, de forma a atender o amortecimento mínimo do sistema [47].

3.3 Métodos de Projeto Usando Otimização

Atualmente, o projeto de controladores considerando a coordenação entre fontes de amortecimento e robustez é resolvido por métodos de otimização e técnicas de controle multivariável.

Um problema envolvendo otimização está relacionado à natureza da formulação do problema, mais precisamente a não suavidade e não convexidade da função objetivo. A estabilidade de um sistema elétrico de potência, diante de perturbações é assegurada quando os autovalores do modelo do sistema linearizado se localizam no semiplano esquerdo do plano complexo. Do ponto de vista de matrizes reais, essa condição é não convexa, e havendo mais de um autovalor com parte real igual, ou par conjugado, a condição é dita não suave [48]. Estas afirmações estão associadas as seguintes definições:

Definição 2. *Um subconjunto $\mathcal{S} \subset \mathbb{R}^n$ é convexo se e somente se $\forall x, y \in \mathcal{S}$, $\alpha \in [0, 1]$ se verifica que [49]*

$$\alpha x + (1 - \alpha)y \in \mathcal{S} \quad (3.1)$$

Definição 3. *Seja $f \in \mathcal{C}$. Então, f é convexa em \mathcal{S} convexo se e somente se $\forall x, y \in \mathcal{S}$ se verifica [49]*

$$f(\alpha x + (1 - \alpha)y) \leq \alpha f(x) + (1 - \alpha)f(y) \quad (3.2)$$

Definição 4. *Seja $f \in \mathcal{C}$. Então f é suave sempre que suas derivadas parciais, de qualquer ordem, estão definidas e são contínuas [49].*

Observação: Note que nas definições 3 e 4, x e y não representam a parte real e imaginária dos autovalores, respectivamente, conforme definido na seção 2.4.2.

Diversas técnicas vem sendo aplicadas para projeto de ESP, utilizando otimização numérica, técnicas de controle multivariável e robustez, levando-se em consideração a não convexidade e não suavidade dos problemas. Nesta seção, apresentam-se os métodos de projeto analíticos, onde é possível obter uma formulação convexa do problema e os métodos de projeto paramétricos, onde a formulação do problema pode ser não suave e não convexa. Os métodos analíticos já foram bem explorados na literatura e consideram requisitos de estabilidade e robustez. No caso dos métodos paramétricos, critérios de robustez foram pouco explorados. Ambos os métodos utilizam otimização, porém diferenciam-se na formulação do problema.

3.3.1 Métodos de Projeto Analíticos

Embora não exista uma definição clara na literatura, neste trabalho, são considerados métodos analíticos aqueles que utilizam índices de desempenho implícitos, ou seja, como o próprio nome diz, são baseados na solução de uma equação analítica.

Definição 5. *Índices de desempenho implícitos são índices que não consideram a inclusão de requisitos de desempenho e robustez, em malha fechada, explicitamente na função objetivo [50].*

Os métodos analíticos podem ser resolvidos utilizando-se técnicas de controle baseadas em inequações matriciais lineares (LMI), inequações matriciais bilineares (BMI) e através do regulador linear quadrático (LQR). Esses métodos visam minimizar um determinado índice de desempenho ou função custo a qual, em geral, é resolvida solucionando-se a equação de Riccati e Lyapunov [51].

3.3.1.1 Inequações Matriciais Lineares - LMI

As LMIs surgiram como ferramenta potencial para tratar o problema de performance e robustez dos sistemas, simultaneamente. Nas LMIs, um conjunto de equações lineares de igualdade e desigualdade são resolvidas por métodos de otimização [51].

Definição 6. A estrutura de uma LMI é definida na forma matricial, onde o objetivo é encontrar valores \mathbf{F}_i tal que

$$\mathbf{F}(\mathbf{x}_i) \triangleq F_0 + \sum_{i=1}^m \mathbf{x}_i \mathbf{F}_i > 0 \quad (3.3)$$

onde $\mathbf{x}_i = [x_1, x_2, \dots, x_m] \in \mathfrak{R}^m$ é o vetor de variáveis de decisão e $\mathbf{F}_i \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ para $i = [0, \dots, m]$ são matrizes simétricas. A restrição $\mathbf{F}(\mathbf{x}_i) > 0$ é uma restrição convexa em \mathbf{x}_i , isto é, o conjunto $\{\mathbf{x}_i | \mathbf{F}(\mathbf{x}_i) > 0\}$ é convexo.

A equação (3.3) pode ser reescrita através de uma função energia, ou função custo, podendo ser a inequação de Lyapunov ou a equação de Riccati. As LMIs tornaram-se atrativas porque, além de considerar a função Lyapunov para garantir estabilidade, buscam a solução de problemas que consideram incertezas.

3.3.1.2 Inequações Matriciais Bilineares (BMI)

Uma alternativa para contornar o problema da convexidade é representar as LMIs por BMIs. As BMIs, ao contrário das LMIs, trabalham com conjuntos de desigualdades matriciais que não são necessariamente convexas.

Definição 7. Uma BMI é definida na forma matricial por

$$\mathbf{F}(\mathbf{x}_i, \mathbf{y}_j) \triangleq F_0 + \sum_{i=1}^m \mathbf{x}_i \mathbf{F}_i + \sum_{j=1}^n \mathbf{y}_j \mathbf{G}_j + \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n \mathbf{x}_i \mathbf{y}_j \mathbf{H}_{ij} > 0 \quad (3.4)$$

onde $\mathbf{x}_i = [x_1, x_2, \dots, x_m] \in \mathfrak{R}^m$ e $\mathbf{y}_j = [y_1, y_2, \dots, y_n] \in \mathfrak{R}^n$ são os vetores de variáveis de decisão e $\mathbf{F}_i, \mathbf{G}_j, \mathbf{H}_{ij}$ são matrizes simétricas.

Uma BMI é uma LMI em \mathbf{x}_i para um \mathbf{y}_j fixo e uma LMI em \mathbf{y}_j para um \mathbf{x}_i fixo, sendo, desta forma, um problema convexo em \mathbf{x}_i e convexo em \mathbf{y}_j , separadamente. O termo bilinear implica que o problema é não convexo considerando-se as variáveis \mathbf{x}_i e \mathbf{y}_j , simultaneamente.

As BMIs são usadas em problemas de controle não triviais, onde não é possível formular o problema em termos de LMIs. Como BMIs formam conjuntos que não são necessariamente convexas, podem descrever um número muito maior de restrições que as LMIs e, podem ser usadas para representar um número maior de problemas de otimização

e controle. Além das LMIs, inequações polinomiais também podem ser escritas como BMIs [52].

3.3.1.3 Regulador Linear Quadrático (LQR)

O controle LQR é um controlador com retroalimentação que visa a obtenção de uma solução ótima através da minimização de um determinado índice de desempenho.

A formulação do problema consiste em determinar uma estratégia de controle que minimize o índice LQR, levando-se em consideração as matrizes de peso \mathbf{Q} e \mathbf{R} definidas semi-positiva e positiva, respectivamente.

Definição 8. *O índice LQR é dado por*

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt \quad (3.5)$$

onde \mathbf{x} e \mathbf{u} são as variáveis de estado e entrada do sistema aumentado da equação (4.19).

A solução do índice LQR, considerando restrições estruturais e realimentação de saídas pode ser obtida por meio da equação generalizada de Riccati [53].

No LQR é necessário a utilização da matriz de estados e realimentação de todas as variáveis de estado. Porém essa abordagem permite que controladores dinâmicos com realimentação de saídas de baixa ordem também possam ser considerados, através de restrições estruturais [33].

3.3.1.4 Eventuais Problemas com Métodos Analíticos

Na metodologia de projeto analítico, requisitos de estabilidade, robustez e coordenação entre fontes de amortecimento podem ser resolvidos simultaneamente. Apesar disso, os métodos de projeto analíticos aplicados a sistemas de potência apresentam alguns problemas.

- *Solução por Realimentação de Estados*

Na realimentação de estados, onde todos os estados do sistema são considerados, problemas convexos são obtidos, podendo facilmente serem resolvidos por LMIs. O problema, neste caso, é

que controladores da mesma ordem da planta devem ser projetados para garantir convexidade [3]. Controladores com a mesma ordem da planta são praticamente inviáveis em sistemas elétricos de potência, onde o número de estados é muito grande [54].

- *Redução de Ordem e Realimentação de Saídas*

A redução da ordem do sistema é uma alternativa para projetar-se controladores de ordem reduzida, utilizando-se a realimentação de saídas. O problema dessa abordagem é que o problema de otimização deixa de ser convexo, tornando-se um problema de difícil solução [10]. Além disso, na redução da ordem da planta, pode-se perder informações de alguns estados do sistema.

- *Dimensão dos Sistemas*

As LMIs lidam com um grande número de variáveis, uma vez que as variáveis de Lyapunov crescem de acordo com a dimensão do sistema na forma $n(n+1)/2$, onde n é a ordem do sistema. Além disso, as variáveis do controle também precisam ser adicionadas. Sendo assim, um problema de grande dimensão deve ser resolvido, o que limita a aplicação em sistemas com grande número de estados, como é o caso dos sistemas elétricos.

No caso das BMIs, a dimensão do sistema é ainda maior que nas LMIs. De acordo com a equação (3.4), as BMIs envolvem mais variáveis de decisão que as LMIs, aumentando a dimensão do problema e consequentemente o tempo computacional para o cálculo das soluções.

- *Solução de Problemas NP-hard*

A formulação por BMIs é mais difícil de ser solucionada computacionalmente do que as LMIs porque torna-se um problema do tipo NP-hard (Não deterministicamente Polinomial) [15], onde não consegue-se obter uma solução em tempo polinomial. Algoritmos não determinísticos devem ser utilizados, porém não apresentam garantia de convergência [55].

- *Restrições Estruturais*

Uma grande dificuldade dos métodos que utilizam equações analíticas é o número de restrições impostas, o que dificulta a convergência das soluções. Restrições quanto a estrutura do controle e restrições para evitar cancelamentos de polos e zeros são dois exemplos necessários que devem ser considerados [56, 57].

No caso do controle LQR, uma dificuldade está na escolha das matrizes de peso adequadas aos estados, quando restrições estruturais e realimentação de saídas são consideradas. Segundo [29], o método não apresenta garantia de convergência, pois depende fortemente do ajuste das matrizes de peso, quando essas restrições são consideradas.

- *Aproximações Convexas*

Com o objetivo de melhorar a convergência dos métodos analíticos, são propostas aproximações convexas com politopos, elipsóides de regiões de estabilidade não convexa. Em geral essas aproximações são obtidas de condições de estabilidade pessimista ou conservadora e é difícil avaliar quão distante essas condições estão da condição necessária [48].

3.3.2 Métodos de Projeto Paramétricos

O reconhecimento das limitações na síntese de controladores por métodos analíticos fez com que pesquisadores da área de controle buscassem uma alternativa baseada na otimização não suave e não convexa onde requisitos de desempenho e robustez podem ser facilmente incluídos [13, 14, 16]. A principal vantagem dessa metodologia paramétrica é fornecer resultados práticos onde outros métodos falham.

Definição 9. *Neste trabalho são denominados métodos de projeto paramétricos aqueles métodos que baseiam-se na solução de índices explícitos, ou seja, que consideram explicitamente requisitos de desempenho e robustez, em malha fechada, na função objetivo [50].*

3.3.2.1 As Vantagens dos Métodos Paramétricos

Os métodos de projeto paramétricos, ao contrário dos métodos analíticos, utilizam índices de desempenho explícitos de natureza não suave e não convexa, dando liberdade ao projetista formular o índice com os requisitos que deseja atender. Essa é uma das vantagens dos métodos paramétricos em relação aos métodos analíticos. Além disto, outras vantagens também podem ser consideradas.

- *A Realimentação de Saídas e Redução de Ordem*

A realimentação de saídas e redução de ordem são facilmente incluídos na formulação do problema, não sendo necessário a

redução da ordem do sistema, independentemente da dimensão do mesmo.

- *Plantas Complexas*

Plantas com grande número de estados podem ser facilmente consideradas, pois os métodos paramétricos trabalham apenas com a matriz de controladores, a qual utiliza número de parâmetros reduzidos para cada controlador.

- *Variabilidade de Problemas e Métodos de Otimização*

Os mais variados problemas, relacionados à estabilidade do sistema, tempo de resposta, amortecimento, robustez, sinais remotos, estruturas de controle e coordenação podem ser formulados e resolvidos simultaneamente por métodos paramétricos. Qualquer método de otimização, capaz de lidar com os problemas de natureza não suave e não convexa, pode ser utilizado como método de solução.

- *Obtenção de Soluções*

Quando um algoritmo BMI falha para convergir, ou uma LMI não é viável, o método falha, deixando o projetista sem opção. Os métodos paramétricos, em contraste, permitem ao projetista usar um conjunto de funções ou combinação de funções, de tal forma que um conjunto de soluções seja gerado, do qual a melhor solução pode ser escolhida. Além disto, quando não é obtida uma solução satisfatória, o projetista pode reiniciar o algoritmo, ajustando os parâmetros ou atribuindo uma nova condição inicial.

Existem vários trabalhos que utilizam métodos de projeto paramétricos para solução de índices explícitos. Técnicas de projeto de controladores utilizando-se algoritmos genéticos podem ser encontradas em [5, 58]. O projeto de ESP utilizando-se redes neurais é demonstrado em [59, 60] e o projeto utilizando lógica Fuzzy em [61, 62]. Método de projeto de controladores baseados em técnicas de otimização não suave e não convexa são apresentados em [13, 35, 63–65]. O projeto considerando requisitos no domínio do tempo são mostrados em [66].

Apesar dos diversos trabalhos já relatados, não há uma preocupação de incluir requisitos de desempenho e robustez simultaneamente, considerando-se a coordenação entre as fontes de amortecimento, como é feito nas LMIs. No projeto do ESP, aplicado aos sistemas de potência, utilizando otimização paramétrica, a maioria dos

autores procura garantir estabilidade, tempo de resposta e redução do número de controladores.

3.4 Conclusões

Neste capítulo, apresentou-se os diferentes métodos de projeto de fontes de amortecimento, desde os métodos de controle clássico aos que envolvem otimização, subdivididos em analíticos e paramétricos.

Em função das limitações dos métodos clássicos e das dificuldades de trabalhar com os métodos analíticos, neste trabalho, os métodos paramétricos são utilizados para o projeto de controladores.

Nos próximos capítulos, uma metodologia que considera a ordenação entre as múltiplas fontes de amortecimento do sistema e técnicas de controle robusto é apresentada.

4 MODELAGEM DO SISTEMA DE POTÊNCIA

4.1 Introdução

Os atuais sistemas elétricos de potência possuem diversos tipos de equipamentos e dispositivos de controle para a geração, transmissão e distribuição de energia elétrica. Tais sistemas, apresentam grandes dimensões e diferentes capacidades de transmissão e controle do despacho de energia para os consumidores. Consumidores de energia apresentam demanda diversificada o que dificulta o controle dos sistemas através dos operadores centrais. Sistemas sujeitos a perturbações externas, mudanças topológicas e até mesmo oscilação da demanda precisam necessariamente serem controlados para que a estabilidade e o balanço de energia seja mantido.

Para obter-se o domínio dos sistemas, a dinâmica dos equipamentos e dispositivos de controle, assim como, a estrutura física dos sistemas e as diferentes condições de carregamento precisam ser conhecidas. Tal conhecimento dos sistemas é obtido através de modelos físico-matemáticos, lineares e não lineares, onde todos os equipamentos, dispositivos e estruturas físicas são considerados. Assim é possível realizar o estudo da estabilidade de pequenos sinais e o controle dos sistemas elétricos.

Neste capítulo, é apresentada a modelagem do sistema elétrico de potência, juntamente com o modelo do controle. Duas modelagens do sistema em malha fechada são apresentadas: uma considera entradas externas e a outra não. Ambas as modelagens, representadas na forma aumentada, são definidas isolando-se a matriz de controladores. Duas diferentes estruturas de controle: a descentralizada e a quase-descentralizada são definidas e modeladas utilizando-se a mesma matriz de controladores. A estrutura de controle quase-descentralizada utiliza sinais remotos logo, a modelagem de atrasos de transporte de sinais deve ser incorporada ao sistema.

4.2 Modelo do Sistema de Potência

Como apresentado no capítulo 2, um sistema elétrico de potência pode ser representado por um conjunto de equações não lineares na forma

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{z}, \mathbf{u}) \quad (4.1)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{z}, \mathbf{u}) \quad (4.2)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}, \mathbf{z}, \mathbf{u}) \quad (4.3)$$

as quais são linearizadas em torno de um ponto de equilíbrio. O problema de oscilações eletromecânicas está relacionado com a estabilidade das equações (4.1 - 4.3), as quais, após a linearização são representadas na forma de espaço de estado pelas equações (2.7 - 2.8). Eliminando-se o símbolo do desvio Δ para fim de simplicidade, as equações (2.7 - 2.8) podem ser representadas por

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u} \quad (4.4)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_2 \mathbf{x} + \mathbf{D} \mathbf{u} \quad (4.5)$$

onde $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de estados, $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^p$ é o vetor de entradas e $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^q$ é o vetor de saídas. Na equação (4.4) \mathbf{A} é a matriz de estados do sistema, \mathbf{B}_2 é o vetor de entradas e na equação (4.5) \mathbf{C}_2 é o vetor de saídas.

Tal sistema (4.4) e (4.5), sujeito a perturbações externas, pode ser representado pelas seguintes equações

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{w} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u} \quad (4.6)$$

$$\mathbf{z} = \mathbf{C}_1 \mathbf{x} + \mathbf{D}_{11} \mathbf{w} + \mathbf{D}_{12} \mathbf{u} \quad (4.7)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_2 \mathbf{x} + \mathbf{D}_{21} \mathbf{w} + \mathbf{D}_{22} \mathbf{u} \quad (4.8)$$

onde $\mathbf{w} \in \mathbb{R}^p$ é o vetor de entradas externas, podendo ser originado de um distúrbio ou ruído e o vetor $\mathbf{z} \in \mathbb{R}^q$ é o vetor de saídas externas, que representa o erro ao distúrbio ou ruído, o qual deve ser minimizado.

4.3 Modelo do Controle

O modelo do controle, assim como o modelo do sistema, também pode ser representado na forma de espaço de estados por

$$\dot{\mathbf{x}}_c = \mathbf{A}_c \mathbf{x}_c + \mathbf{B}_c \mathbf{u}_c \quad (4.9)$$

$$\mathbf{y}_c = \mathbf{C}_c \mathbf{x}_c + \mathbf{D}_c \mathbf{u}_c \quad (4.10)$$

onde $\mathbf{x}_c \in \mathbb{R}^l$ é o vetor de estados, $\mathbf{u}_c \in \mathbb{R}^q$ é o vetor de entradas do controle e $\mathbf{y}_c \in \mathbb{R}^p$ é o vetor de saídas. As matrizes do sistema de

controle \mathbf{A}_c , \mathbf{B}_c , \mathbf{C}_c e \mathbf{D}_c tem dimensões $l \times l$, $l \times q$, $p \times l$ e $p \times q$, respectivamente.

4.4 A realimentação de Saídas

A realimentação de saídas pode ser representada por controladores estáticos ou dinâmicos. A realimentação de saídas estática consiste apenas em determinar um ganho estático ou uma matriz de ganhos \mathbf{K} que irá estabilizar o sistema. Em muitos casos apenas um ganho estático não é suficiente para satisfazer todos os requisitos de desempenho pré-especificados em um projeto de controle. Assim, é necessário o uso de um compensador dinâmico. Neste trabalho, o compensador dinâmico é representado por uma matriz de controladores \mathbf{K} , que considera as matrizes do modelo do controle, das equações (4.9) e (4.10), na forma de espaço de estados.

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_c & \mathbf{B}_c \\ \mathbf{C}_c & \mathbf{D}_c \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Controladores dinâmicos tendem a ser mais robustos pois acompanham as variações de frequência do sistema. No caso de controle estático, esta possibilidade não existe porque o mesmo é representado por uma matriz de ganhos [3].

A matriz de controladores \mathbf{K} contempla todos os controladores projetados e neste trabalho. Além disso, considera-se ainda $l < n$, a ordem dos controladores dinâmicos é menor que a ordem da planta. Portanto, a realimentação de saídas considera controladores dinâmicos, de ordem reduzida.

O problema de estabilidade por realimentação de saídas consiste em encontrar uma matriz \mathbf{K} , tal que o sistema elétrico de potência das equações (4.4)-(4.5) e o das equações (4.6)-(4.7)-(4.8) seja estável, quando satisfeita a seguinte lei de controle

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}\mathbf{y} \quad (4.12)$$

4.5 O Sistema Aumentado

A malha fechada do sistema elétrico denominado por \mathbf{P} através das equações (4.6) a (4.8) e do controle \mathbf{K} das equações (4.9) a (4.10),

representado na Figura 8, onde $\mathbf{F} = (\mathbf{I} - \mathbf{D}_c\mathbf{D}_{22})$ resulta no seguinte sistema

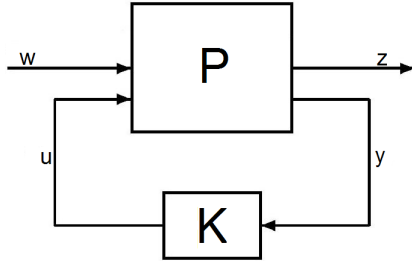


Figura 8 – Sistema em Malha Fechada

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\mathbf{x}}_c \\ \mathbf{z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{MF} & \mathbf{B}_{MF} \\ \mathbf{C}_{MF} & \mathbf{D}_{MF} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \mathbf{x}_c \\ \mathbf{w} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

sendo,

$$\mathbf{A}_{MF} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} + \mathbf{B}_2\mathbf{F}^{-1}\mathbf{D}_c\mathbf{C}_2 & \mathbf{B}_2\mathbf{F}^{-1}\mathbf{C}_c \\ \mathbf{B}_c\mathbf{C}_2 + \mathbf{B}_c\mathbf{D}_{22}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{D}_c\mathbf{C}_2 & \mathbf{A}_c + \mathbf{B}_c\mathbf{D}_{22}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{C}_c \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

$$\mathbf{B}_{MF} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_2\mathbf{F}^{-1}\mathbf{D}_c\mathbf{D}_{21} \\ \mathbf{B}_c\mathbf{D}_{21} + \mathbf{B}_c\mathbf{D}_{22}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{D}_c\mathbf{D}_{21} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$\mathbf{C}_{MF} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 + \mathbf{D}_{12}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{D}_c\mathbf{C}_2 & \mathbf{D}_{12}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{C}_c \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$\mathbf{D}_{MF} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{11} + \mathbf{D}_{12}\mathbf{F}^{-1}\mathbf{D}_c\mathbf{D}_{21} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

O sistema aumentado é considerado na modelagem por incluir a matriz \mathbf{K} de compensação dinâmica dos controladores. A representação do sistema da equação (4.13) na forma aumentada é dada por

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{MF} & \mathbf{B}_{MF} \\ \mathbf{C}_{MF} & \mathbf{D}_{MF} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 & \mathbf{B}_1 \\ 0 & 0 & 0 \\ \mathbf{C}_1 & 0 & \mathbf{D}_{11} \end{bmatrix} + \quad (4.18)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{I} & 0 \\ 0 & \mathbf{D}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{A}_c & \mathbf{B}_c \\ \mathbf{C}_c & \mathbf{D}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{I} & 0 \\ \mathbf{C}_2 & 0 & \mathbf{D}_{21} \end{bmatrix}$$

Na equação (4.18), a matriz de controladores, representada pelas submatrizes $\mathbf{A}_c, \mathbf{B}_c, \mathbf{C}_c$ e \mathbf{D}_c é isolada, de tal forma que seja possível determiná-la facilmente, uma vez que os demais parâmetros são fixos.

Desconsiderando as entradas e saídas externas da equação (4.7) e considerando $\mathbf{B}_1, \mathbf{D}_{21}$ e \mathbf{D}_{22} nulas, um novo sistema aumentado pode ser reescrito

$$\left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}_{mf} & \mathbf{B}_{mf} \\ \hline \mathbf{C}_{mf} & \mathbf{D}_{mf} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc} \mathbf{A} & 0 \\ 0 & 0 \end{array} \right] + \quad (4.19)$$

$$\left[\begin{array}{cc} 0 & \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{I} & 0 \end{array} \right] \left[\begin{array}{cc} \mathbf{A}_c & \mathbf{B}_c \\ \mathbf{C}_c & \mathbf{D}_c \end{array} \right] \left[\begin{array}{cc} 0 & \mathbf{I} \\ \mathbf{C}_2 & 0 \end{array} \right]$$

que é equivalente à malha fechada das equações (4.4), (4.5) e (4.9), (4.10). Ambas as modelagens das equações (4.18) e (4.19) do sistema aumentado, incluindo ou não entradas e saídas externas, são consideradas no projeto dos controladores.

A modelagem considerando ou não entradas externas é definida porque neste trabalho diferentes funções objetivo, envolvendo requisitos de estabilidade e robustez são considerados.

O modelo do sistema que considera entradas externas permite a inclusão de perturbações e ruídos externos no sistema, enquanto que no sistema da equação(4.19) não é possível representá-las.

4.6 Modelagem das Estruturas de Controle

Duas estruturas de controle são consideradas neste trabalho, a descentralizada e a quase-descentralizada. A estrutura descentralizada, ilustrada na Figura 9, utiliza apenas sinais locais e é o tipo de estrutura mais utilizado pela indústria. A estrutura quase-descentralizada, ilustrada na Figura 10, combina sinais locais e remotos.

Definição 10. *Por sinais locais, define-se o sinal proveniente do próprio gerador em que o controlador é implementado e os sinais remotos são sinais oriundos de outros geradores do sistema.*

Para utilização dos sinais remotos, um atraso de transporte do sinal é considerado no projeto dos controladores, que representa o tempo de resposta da informação no processo de medição da grandeza elétrica e envio ao controlador.

A estrutura quase-descentralizada da Figura 10 foi implementada com o objetivo de avaliar a inclusão de sinais remotos na metodologia proposta. Desta forma, utilizou-se uma estrutura específica onde o

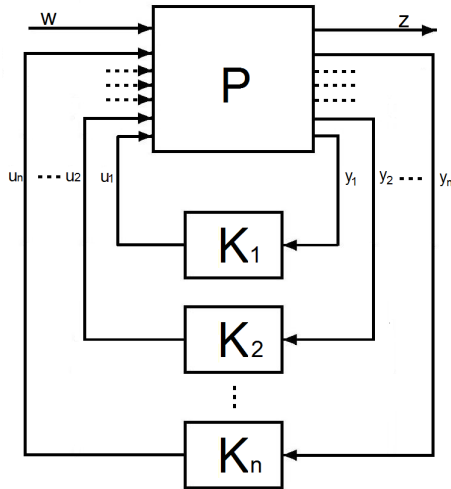


Figura 9 – Estrutura de Controle Descentralizada

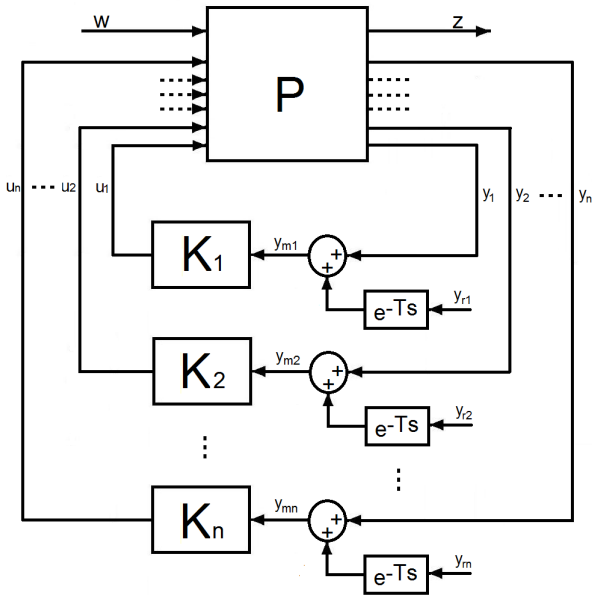


Figura 10 – Estrutura de Controle quase-descentralizada

sinal remoto é adicionado ao sinal local, com o objetivo de aumentar a observabilidade dos modos sem, no entanto, aumentar a complexidade da matriz do controle. Logo, a matriz de controladores é a mesma para as duas estruturas.

Ambas as estruturas de controle são representadas, na matriz de controladores, por blocos diagonais, uma vez que utilizam somente um sinal de entrada, podendo ser local ou um sinal equivalente composto pela soma do sinal local e do sinal remoto. Logo, cada controlador está associado a apenas um sinal de entrada.

A estrutura da matriz dos controladores, considerando compensação dinâmica é dada pela equação (4.20)

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{c_1} & \mathbf{b}_{c_1} \\ \mathbf{c}_{c_1} & \mathbf{d}_{c_1} \end{bmatrix} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{c_\nu} & \mathbf{b}_{c_\nu} \\ \mathbf{c}_{c_\nu} & \mathbf{d}_{c_\nu} \end{bmatrix} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

onde o número de controladores é ν . Cada controlador, representado por um bloco diagonal, está associado a uma entrada e uma saída do sistema e a dimensão de cada bloco depende da ordem do controlador.

A matriz de funções de transferência, correspondente a matriz de controladores \mathbf{K} da equação (4.20) é dada por

$$\mathbf{K}(s) = \text{diag}(\mathbf{k}_{11}(s), \mathbf{k}_{22}(s), \dots, \mathbf{k}_{\nu\nu}(s)) \quad (4.21)$$

Neste trabalho, adotou-se como modelo de função de transferência para cada controlador, uma função com três parâmetros variáveis, dada por

$$\mathbf{k}_{ii}(s) = k_i \frac{sT_w}{1 + sT_w} \frac{(1 + \frac{\sqrt{\alpha_i}}{w_i} s)^l}{(1 + \frac{1}{w_i \sqrt{\alpha_i}} s)^l} \quad (4.22)$$

para $i = 1, \dots, \nu$, l é a ordem de cada controlador e α_i , w_i e k_i são os parâmetros de cada controlador. Essa estrutura de controle garante pólos estáveis e controladores de fase mínima, através da limitação dos parâmetros do controlador. Além disso, apenas três parâmetros são otimizados por controlador, o que reduz o esforço computacional no processo de otimização.

Embora a metodologia permita a escolha da ordem l do controlador, neste trabalho somente controladores de segunda ordem são utilizados.

4.7 Modelagem dos Atrasos

Até recentemente, na área de sistemas de energia elétrica, o atraso no processo de controle era ignorado, pois os controladores projetados eram predominantemente locais e apresentavam atrasos muito pequenos. O desenvolvimento da tecnologia baseada em medição fasorial sincronizada [26, 29, 67, 68], abriu espaço para a implementação de diferentes tipos de estruturas de controle. Com isso, a inclusão dos atrasos, nos sistemas elétricos de potência, passou a ser considerada.

Definição 11. *O atraso neste trabalho, representa o intervalo de tempo desde o instante de medição da grandeza e a ação do atuador na planta.*

Numa estimação conservadora os atrasos podem estar numa faixa de 0,1 a 1s [2, 69]. O projeto de controladores incluindo o atraso fornece uma aproximação mais realista da atuação do controlador no sistema.

O uso de *sinais remotos*, em sistemas de potência, possibilita a inclusão de sinais com melhor observabilidade, em relação aos modos alvo, como sinais de entrada para os controladores, aumentando a capacidade de controle dos sistemas. Um problema que surge com a utilização de sinais remotos é o seu efeito desestabilizante na malha de controle, o que pode reduzir a efetividade do controle, podendo, em alguns casos, levar o sistema à instabilidade [38].

O atraso de transporte de sinal pode ser representado por uma função não racional, dada por

$$\mathbf{G}_{TD}(s) = e^{-sT} \quad (4.23)$$

onde T representa o tempo de atraso.

O desafio para os engenheiros de controle é como considerar ou incluir a modelagem dos atrasos de transporte no projeto dos sistemas de controle.

A principal razão para a inclusão da modelagem dos atrasos neste trabalho está diretamente relacionada a aplicação do projeto de controladores considerando a estrutura quase-descentralizada, embora a modelagem possa ser estendida para as estruturas de controle centralizada e hierárquica. No caso da estrutura de controle descentralizada,

a inclusão dos atrasos no modelo do sistema será desprezada, pois são utilizados apenas sinais locais.

4.7.1 Modelagem Utilizando Aproximação de Padé

A primeira incorporação de funções irracionais, representadas por atrasos, nos sistemas elétricos foi introduzida através da aproximação por preditor de Smith [70, 71]. Novas técnicas, derivadas do preditor de Smith foram desenvolvidas ao longo dos anos, onde os atrasos são considerados na entrada e/ou saídas dos sistemas.

A aproximação de Padé, gera uma aproximação por funções racionais de ordem definida da função da equação (4.23). Essa técnica visa aproximar o tempo de retardo por uma função racional em s , dada pelo polinômio da equação (4.24), onde $r(x)$ é a função racional de grau m [72, 73].

$$\mathbf{r}(x) = \frac{\mathbf{P}_n(x)}{\mathbf{Q}_m(x)} = \frac{p_0 + p_1x + \dots + p_nx^n}{q_0 + q_1x + \dots + q_mx^m} \quad (4.24)$$

Uma aproximação de primeira ordem para a equação (4.24) é usual. No entanto, esse tipo de representação apresenta um degrau em $t = 0$ devido ao mesmo grau do numerador e denominador da função de transferência [29]. Desta forma, em $t = 0$, o modelo apresentará um sinal de resposta, o que, considerando sistema com atraso, é indesejável. Uma aproximação de segunda ordem, proposta em [73], é utilizada com o objetivo de manter uma boa resposta em frequência da modelagem de Padé, melhorando a resposta temporal em $t = 0$.

Segundo [73], o aumento do grau da função de transferência representa uma melhor aproximação do atraso. Em contrapartida a dimensão do sistema aumenta em função do número de estados inseridos pelo polinômio característico. A função de transferência que representa tal aproximação é dada por [73]

$$G_p(s) = \frac{6 - 2Ts}{6 + 4Ts + sT^2} \quad (4.25)$$

Essa aproximação apresenta melhores resultados que a aproximação por uma função de primeira ordem [73]. A representação dessa função de transferência em espaço de estados é dada por

$$\dot{\mathbf{x}}_d = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_d + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_d \quad (4.26)$$

$$\mathbf{y}_d = \mathbf{C}_d \mathbf{x}_d + \mathbf{D}_d \mathbf{u}_d \quad (4.27)$$

onde $\mathbf{x}_d \in \mathfrak{R}^n$ é o vetor de estados do atraso, $\mathbf{u}_d \in \mathfrak{R}^p$ é o vetor de entradas e $\mathbf{y}_d \in \mathfrak{R}^q$ é o vetor de saídas. As matrizes \mathbf{A}_d , \mathbf{B}_d , \mathbf{C}_d e \mathbf{D}_d são as realizações na forma observável. Cabe considerar que o sistema (4.26) e (4.27) é um sistema multivariável, onde estão representados todos os atrasos de entradas e saídas do sistema.

Em sistemas de potência, muitos autores utilizam esta técnica para modelagem de atrasos [19, 26, 29, 73]. Neste trabalho, a modelagem dos atrasos é representada pela equação (4.25) na forma de espaço de estados.

4.7.2 Incorporação dos Sinais Locais e Remotos

Na estrutura de controle quase-descentralizada utilizada neste trabalho, existem dois sinais de entrada associados a cada controlador e somente um sinal de entrada equivalente. Este sinal equivalente é dado pela adição dos dois sinais, o sinal local e o sinal remoto. A incorporação desses sinais, com o objetivo de aumentar a observabilidade dos modos e obter uma única entrada equivalente, é dada por

$$\mathbf{y}_{ma} = \mathbf{y}_a + \mathbf{y}_{ra} \quad (4.28)$$

onde \mathbf{y}_a , com $a = 1, \dots, \nu$, é o sinal local do controlador e \mathbf{y}_{ra} é o sinal remoto.

Incorporando-se o sistema elétrico das equações (4.4) e (4.5) e os atrasos de transporte das equações (4.26) e (4.27), considerando o sinal de saída equivalente da equação (4.28), tem-se o seguinte sistema elétrico de potência

$$\dot{\mathbf{x}}_{qd} = \mathbf{A}_{qd} \mathbf{x}_{qd} + \mathbf{B}_{qd} \mathbf{u}_{qd} \quad (4.29)$$

$$\mathbf{y}_m = \mathbf{C}_{qd} \mathbf{x}_{qd} \quad (4.30)$$

onde

$$\mathbf{A}_{qd} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_d \mathbf{C} & \mathbf{A}_d \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

$$\mathbf{B}_{qd} = \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

$$\mathbf{C}_{qd} = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_d \mathbf{C} & \mathbf{C}_d \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

A matriz de malha fechada do sistema elétrico de potência e o controle, incluindo a incorporação dos sinais locais e remotos, pode ser representada na forma aumentada por

$$\left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}_{mf} & \mathbf{B}_{mf} \\ \hline \mathbf{C}_{mf} & \mathbf{D}_{mf} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc} \mathbf{A}_{qd} & 0 \\ 0 & 0 \end{array} \right] + \quad (4.34)$$

$$\left[\begin{array}{cc} 0 & \mathbf{B}_{qd} \\ \mathbf{I} & 0 \end{array} \right] \left[\begin{array}{cc} \mathbf{A}_c & \mathbf{B}_c \\ \hline \mathbf{C}_c & \mathbf{D}_c \end{array} \right] \left[\begin{array}{cc} 0 & \mathbf{I} \\ \hline \mathbf{C}_{qd} & 0 \end{array} \right]$$

Considerando as entradas externas no sistema, a equação (4.34) pode ser reescrita na seguinte forma

$$\left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}_{MF} & \mathbf{B}_{MF} \\ \hline \mathbf{C}_{MF} & \mathbf{D}_{MF} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc|c} \mathbf{A}_{qd} & 0 & \mathbf{B}_1 \\ 0 & 0 & 0 \\ \hline \mathbf{C}_1 & 0 & \mathbf{D}_{11} \end{array} \right] + \quad (4.35)$$

$$\left[\begin{array}{cc} 0 & \mathbf{B}_{qd} \\ \hline \mathbf{I} & 0 \\ 0 & \mathbf{D}_{22} \end{array} \right] \left[\begin{array}{cc} \mathbf{A}_c & \mathbf{B}_c \\ \hline \mathbf{C}_c & \mathbf{D}_c \end{array} \right] \left[\begin{array}{cc|c} 0 & \mathbf{I} & 0 \\ \hline \mathbf{C}_{qd} & 0 & \mathbf{D}_{21} \end{array} \right]$$

Assim, tem-se o modelo do sistema elétrico em malha fechada, incluindo as matrizes do controle e os atrasos de sinais na forma aumentada, considerando ou não a inclusão de entradas externas.

4.8 Conclusões

Neste capítulo apresentou-se a modelagem, a partir da linearização em torno de um ponto de equilíbrio, do sistema de potência, do controle e dos atrasos de sinais, considerando as estruturas de controle descentralizada e quase-descentralizada.

Quatro sistemas em malha fechada, escritos na forma aumentada, são definidos. Todos, são representados em função da matriz dos controladores \mathbf{K} , possibilitando o projeto de controladores considerando entradas externas e sinais remotos.

Com a modelagem definida, o problema de oscilações eletromecânicas pode ser resolvido, através da determinação da matriz de controladores \mathbf{K} . O desafio agora é como incluir requisitos que garantam a estabilidade e robustez dos sistemas em malha fechada.

5 ÍNDICES DE DESEMPENHO E ROBUSTEZ

5.1 Introdução

Na operação dos sistemas elétricos de potência, deseja-se que o sistema seja capaz de manter o sincronismo não somente para uma condição nominal de operação, como também para um conjunto de diferentes pontos de operação. Esta definição está associada a certos requisitos necessários para o bom desempenho dos sistemas elétricos. Os requisitos não estão somente relacionados à estabilidade do sistema e amortecimento mínimo, mas também à estabilidade dos sistemas diante de variações paramétricas e perturbações externas [74].

Os índices de desempenho e robustez incorporam os requisitos de projeto para que os controladores projetados possam assegurar o desempenho desejado para os sistemas elétricos. Tais requisitos podem ser definidos como: estabilidade; amortecimento mínimo; tempo de resposta; robustez e coordenação entre as fontes de amortecimento.

Neste capítulo, são definidos os requisitos de projeto, bem como os índices de desempenho e robustez, os quais são utilizados para o projeto dos controladores. Vários índices de desempenho são definidos em função do pseudoespectro e valores singulares de matrizes. Logo, discussões sobre esses conceitos são apresentadas. Aqui, a notação \mathcal{C} representa um conjunto de números complexos, $\| \cdot \|$ é a norma 2, σ_{min} e σ_{max} são o menor e o maior valor singular, respectivamente.

5.2 Requisitos de Desempenho, Robustez e Coordenação

Nesta seção, uma descrição de cada requisito de desempenho, robustez e coordenação entre fontes de amortecimento é apresentada.

5.2.1 Estabilidade

A estabilidade é o requisito mínimo esperado para todo sistema de controle, como também para os sistemas elétricos. Existem várias definições que permitem caracterizar a estabilidade de um sistema linear. Em linhas gerais, a estabilidade de sistemas pode ser caracterizada a partir da resposta de estado zero ou entrada zero [74], utilizando critérios clássicos como a localização dos polos do sistema ou pelo teo-

rema de Lyapunov. Uma definição clara de estabilidade pode ser feita usando o teorema da estabilidade assintótica e exponencial.

Definição 12 (Estabilidade Assintótica). *O ponto de equilíbrio \mathbf{x} é estável se, para qualquer $R > 0$, existe um $r > 0$ tal que, se $\|\mathbf{x}(0)\| < r$ então $\|\mathbf{x}(t)\| < R$ para qualquer $t \geq 0$.*

O ponto de equilíbrio \mathbf{x} é assintoticamente estável se é estável e, além disso, existe um $r > 0$ tal que se $\|\mathbf{x}(0)\| < r$ então, $\|\mathbf{x}(t)\| \rightarrow 0$ quando $t \rightarrow \infty$.

A estabilidade dos sistemas pode ser verificada através da parte real dos autovalores da matriz \mathbf{A} em malha fechada. Sendo estes negativos, o sistema é estável, porque sua resposta temporal tende a decrescer exponencialmente [75]. Esta definição está associada ao conceito de estabilidade exponencial.

Definição 13 (Estabilidade Exponencial). *O ponto de equilíbrio \mathbf{x} é exponencialmente estável se $\exists \alpha, z > 0$ tais que, $\forall t > 0, \alpha \|\mathbf{x}(t)\| \leq \|\mathbf{x}(0)\| e^{-zt}$.*

A Figura 11 apresenta um exemplo de um sistema estável com decaimento exponencial.

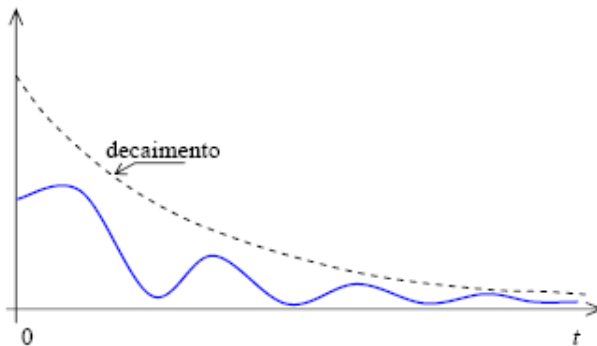


Figura 11 – Estabilidade Exponencial

As definições apresentadas no Capítulo 2, relacionadas à estabilidade de pequenas perturbações, relacionam-se com o conceito de estabilidade exponencial. Uma vez que a resposta temporal do sistema é amortecida diante de uma perturbação, o sincronismo é mantido.

5.2.2 Amortecimento Mínimo

Um sistema que seja exponencialmente estável pode apresentar um desempenho não adequado se existirem autovalores muito próximos do eixo imaginário, o que caracteriza um polo pouco amortecido. Neste caso, pequenas perturbações podem levar o sistema à instabilidade. Assim, para assegurar suficiente margem de estabilidade não deve-se ter apenas como objetivo que os autovalores apresentem parte real negativa, mas também que eles apresentem um amortecimento mínimo.

Em sistemas elétricos de potência, diferentes critérios para a escolha do amortecimento mínimo do sistema são definidos. A Ontario Hydro define um amortecimento mínimo igual a 3% para o modo dominante do sistema [1]. Em [76] um amortecimento mínimo de 10% é definido para modos inter-área de baixas frequências. Na literatura, a maioria dos autores utilizam um fator de amortecimento mínimo igual a 5% para o modo dominante do sistema [5, 35, 43, 64].

Uma maneira simples de garantir um amortecimento mínimo para os modos eletromecânicos é assegurar que seus autovalores fiquem posicionados dentro de um cone, no semiplano esquerdo do plano complexo [28, 77], conforme ilustrado na Figura 12.

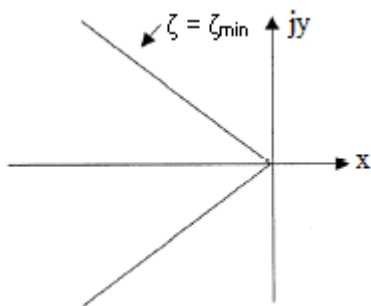


Figura 12 – Cone no Plano Complexo

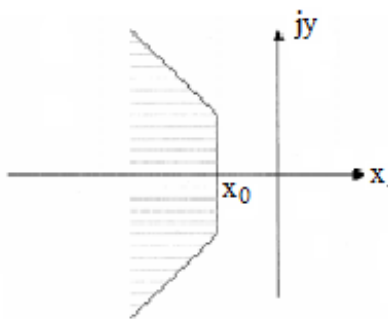


Figura 13 – Cone Deslocado no Plano Complexo

5.2.3 Tempo de Resposta

O tempo de resposta é um requisito utilizado para assegurar que as variáveis de interesse fiquem em torno de um valor final dese-

jado em um tempo especificado. Em sistemas elétricos, as oscilações eletromecânicas, por exemplo, devem ser amortecidas em um tempo especificado.

Definição 14. *O tempo de resposta, ou tempo de acomodação a $x\%$ é o tempo para a resposta do sistema entrar e permanecer em uma faixa de $x\%$ em torno do valor final da resposta. Valores usuais de $x\%$ são 5, 2 e 1 [78].*

Nas Figuras 12 e 13 o amortecimento mínimo é garantido em ambos os casos, se os autovalores do sistema forem posicionados dentro do cone. Porém, no caso da Figura 13, além do amortecimento mínimo um tempo de resposta desejado, por exemplo a 5%, pode ser considerado como requisito de desempenho, através do valor de x_0 [78]

$$t_{r_{5\%}}(s) = \frac{3}{x_0} \quad (5.1)$$

onde x_0 é o valor absoluto da parte real do autovalor dominante e $t_{r_{5\%}}(s)$ é o tempo que a exponencial passa do seu valor máximo em $t = 0$ para 5% do seu valor máximo.

Na literatura, não há um valor padrão definido para a especificação do tempo de resposta dos sistemas. A especificação do tempo de resposta varia de acordo com cada país. No Reino Unido o tempo de resposta é especificado entre 10-12s. Na Dinamarca e Noruega esse valor varia entre 10 e 20s [76]. No Brasil, o ONS (Operador Nacional do Sistema Elétrico) define como critério que a diferença de amplitude máxima das oscilações do sistema após 10s de simulação não pode ser superior a 2% [79].

5.2.4 Robustez

A robustez está associada à garantia de estabilidade não somente para um ponto de operação, como também para um conjunto de diferentes condições de operação. A robustez pode ser definida de forma análoga as definições de estabilidade, considerando um conjunto de perturbações.

Definição 15. *Dado um conjunto de perturbações na matriz \mathbf{A} em malha fechada, tal que $\mathbf{A}_{pi} = \{\mathbf{A}_{p1}, \mathbf{A}_{p2}, \dots, \mathbf{A}_{pn}\}$, para $i = 1, \dots, n$, o sistema é dito ser robusto se, $\forall \mathbf{A}_{pi}$, a equação (5.2) é satisfeita. Do contrário, pode-se dizer que o sistema apresenta desempenho ro-*

busto para determinadas perturbações do conjunto \mathbf{A}_{pi} que satisfazem a equação (5.2).

$$\mathbf{x}_i(t) = e^{\mathbf{A}_{pi}t} \mathbf{x}_0 \Rightarrow \mathbf{x}_i(t) \rightarrow 0 \quad \text{quando } t \rightarrow \infty \quad (5.2)$$

Logo, o controlador deve garantir um desempenho satisfatório para os pontos de operação do conjunto \mathbf{A}_{pi} .

No controle robusto, busca-se também minimizar a influência de incertezas do modelo (Δ), perturbações externas (Pe) e ruídos (R), conforme ilustra o sistema genérico de controle robusto da Figura 14.

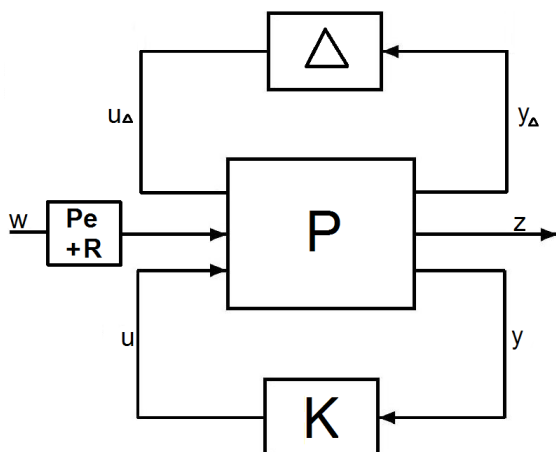


Figura 14 – Sistema de Controle Robusto

A dificuldade que surge, ao se trabalhar com o sistema da Figura 14, é como modelar e representar tais incertezas, perturbações e ruídos. Em sistemas elétricos de potência as incertezas e perturbações externas são causadas por variações paramétricas e mudanças topológicas, tais como o aumento da geração ou carga de uma unidade geradora ou barra do sistema, ou a retirada ou variação da reatância de uma linha do sistema.

5.2.5 Controle Coordenado

Os controladores para os diferentes dispositivos do sistema não devem interagir de forma adversa. Até recentemente, a indústria não

exigia requisitos estritos entre a coordenação de fontes de amortecimento e demais dispositivos do sistema. Atualmente, devido aos diversos blecautes que vem ocorrendo nos sistemas elétricos de potência, a coordenação dos dispositivos tem recebido maior atenção.

A coordenação não significa o projeto de uma estrutura de controle centralizado ou hierárquico, e sim um ajuste simultâneo dos parâmetros de um número de controladores descentralizados para garantir desempenho adequado durante o período transitório e em regime permanente. A coordenação dos controladores é um requisito necessário, pois espera-se desempenho satisfatório dos ESP e FACTS quando operando simultaneamente, como também quando um equipamento é retirado de operação. Esse requisito não é considerado nos índices de desempenho e robustez. Ele é incluído na modelagem do sistema em malha fechada, onde o sistema é modelado como um sistema MIMO e os controladores são projetados simultaneamente para esse sistema considerando as entradas e saídas associadas.

Com base nesses conceitos, envolvendo estabilidade, amortecimento mínimo e o desempenho robusto são definidos os índices de desempenho aplicados nesse trabalho, que tem por objetivo atender a esses requisitos.

5.3 Pseudoespectro e Valor Singular

Os índices de desempenho associados aos requisitos de robustez, utilizados neste trabalho, são definidos em função do pseudoespectro e dos valores singulares de matrizes. Portanto, uma definição prévia desses conceitos é introduzida.

5.3.1 Valores Singulares de Matrizes

Os valores singulares de uma matriz fornecem ganhos nas direções principais, em sistemas MIMO, e podem ser obtidos da decomposição em valores singulares de uma matriz real ou complexa [74].

Suponha-se que \mathbf{G} é uma matriz $p \times q$ cujos elementos de entradas podem ser tanto números reais ou complexos. Então existe uma fatoração da forma

$$\mathbf{G} = \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^* \quad (5.3)$$

onde a matriz \mathbf{U} , de dimensão $p \times p$, e a matriz \mathbf{V} , de dimensão $q \times q$, são matrizes unitárias ($\mathbf{U}^* = \mathbf{U}^{-1}$). A matriz Σ é uma matriz $p \times q$ que

contém uma matriz diagonal D , $n \times n$, com $n = \min(p, q)$ contendo os valores singulares reais e não negativos. Os valores singulares $\sigma_i(\mathbf{G})$ são arranjados em ordem decrescente ao longo da diagonal principal [80]. A matriz \mathbf{V}^* representa a matriz transposta conjugada de \mathbf{V} .

Definição 16 ([2, 74]). *Os valores singulares da matriz \mathbf{G} são determinados pela raiz quadrada dos autovalores de $\mathbf{G}^*\mathbf{G}$, onde \mathbf{G}^* é a transposta conjugada de \mathbf{G} .*

$$\sigma_i(\mathbf{G}) = \sqrt{z_i(\mathbf{G}^*\mathbf{G})} \quad (5.4)$$

Os vetores das colunas de \mathbf{U} representam as direções de saída da planta. Eles são ortogonais e tem comprimento unitário (ortonormais), tal que [74]

$$\|\mathbf{u}_i\|_2 = \sqrt{|u_{i1}|^2 + |u_{i2}|^2 + \dots + |u_{in}|^2} = 1 \quad (5.5)$$

ou seja, $\mathbf{u}_i^* \cdot \mathbf{u}_i = 1$ e $\mathbf{u}_i^* \cdot \mathbf{u}_j = 0$ para $i \neq j$.

Da mesma forma, os vetores das colunas de \mathbf{V} são ortogonais, de comprimento unitário e representam as direções de entrada [74].

O vetor \mathbf{u}_i indica a $i^{\text{ésima}}$ direção principal de saída. Similarmente, o vetor \mathbf{v}_i indica a $i^{\text{ésima}}$ direção principal de entrada. Essas direções de entrada e saída estão relacionadas com os valores singulares. Isso pode ser mostrado reescrevendo a equação (5.4), usando a relação $\mathbf{V}^*\mathbf{V} = \mathbf{I}$

$$\mathbf{G}\mathbf{v}_i = \sigma_i \mathbf{u}_i \quad (5.6)$$

A equação (5.6) sugere que, se uma entrada é considerada na direção de \mathbf{v}_i , então a saída é na direção \mathbf{u}_i . Uma vez que $\|\mathbf{v}_i\|_2 = 1$ e $\|\mathbf{u}_i\|_2 = 1$, o valor singular σ_i é o ganho da matriz \mathbf{G} nessa direção.

$$\sigma_i(\mathbf{G}) = \|\mathbf{G}\mathbf{v}_i\|_2 = \frac{\|\mathbf{G}\mathbf{v}_i\|_2}{\|\mathbf{v}_i\|_2} \quad (5.7)$$

Logo, as direções são relevantes para sistemas MIMO e o ganho desses sistemas depende da direção e da frequência w . Em sistemas SISO as direções não são relevantes e o ganho do sistema depende apenas da frequência w [74].

O maior ganho, para qualquer direção de entrada, é o máximo valor singular de \mathbf{G} na direção \mathbf{v}_1

$$\sigma_{max}(\mathbf{G}) = \max_{\mathbf{v} \neq 0} \frac{\|\mathbf{G}\mathbf{v}\|_2}{\|\mathbf{v}\|_2} = \sigma_1(\mathbf{G}) \quad (5.8)$$

e o mínimo ganho, para qualquer direção de entrada, é o mínimo valor singular de \mathbf{G} na direção \mathbf{v}_n

$$\sigma_{\min}(\mathbf{G}) = \min_{\mathbf{v} \neq 0} \frac{\|\mathbf{G}\mathbf{v}_n\|_2}{\|\mathbf{v}_n\|_2} = \sigma_n(\mathbf{G}) \quad (5.9)$$

onde $n = \min(p, q)$

O vetor \mathbf{v}_1 corresponde a direção de entrada com maior amplificação e o vetor \mathbf{u}_1 corresponde a direção de saída nas quais as entradas são mais efetivas. Essas informações são utilizadas neste trabalho para a formulação de índices de desempenho e robustez que visam determinar as maiores perturbações admissíveis nos sistemas elétricos de potência, bem como torná-los mais robustos.

5.3.2 O Pseudoespectro de Matrizes

O pseudoespectro é um conceito derivado do espectro de matrizes e é baseado num conjunto de definições, as quais expressam as suas propriedades.

Definição 17 ([81]). *O conjunto de todos os autovalores de uma matriz $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ é definido como o espectro de \mathbf{A} .*

$$\Lambda(\mathbf{A}) = \{z \in \mathbb{C} : \sigma_{\min}(\mathbf{A} - z\mathbf{I}) = 0\} \quad (5.10)$$

onde z são os autovalores da matriz \mathbf{A} .

No controle robusto é importante saber se \mathbf{A} é robusta, ou seja, se \mathbf{A} mantém-se estável diante de variações paramétricas ou perturbações. Neste caso, o espectro dos autovalores $\Lambda(\mathbf{A})$ pode não ser um indicador suficiente para avaliar as propriedades dinâmicas da matriz \mathbf{A} , mesmo que $\Lambda(\mathbf{A})$ corresponda a um sistema estável. Matrizes reais e complexas próximas de \mathbf{A} podem apresentar autovalores instáveis. No pseudoespectro, ao contrário do $\Lambda(\mathbf{A})$, obtém-se indicações mais robustas pois variações em torno de \mathbf{A} são consideradas.

Definição 18. *O ϵ -pseudoespectro $\Lambda_\epsilon(\mathbf{A})$ de uma matriz $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ é um subconjunto do plano complexo definido por*

$$\Lambda_\epsilon(\mathbf{A}) = \{z \in \mathbb{C} : \|(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\| > \epsilon^{-1}\} \quad (5.11)$$

onde ϵ é uma constante positiva.

Assim, pode-se dizer que o ϵ -pseudoespectro é um conjunto de autovalores de matrizes num raio ϵ para \mathbf{A} , tal que

$$\Lambda_\epsilon(\mathbf{A}) = \{z \in \mathcal{C}: z \text{ é um autovalor de } \mathbf{A} + \Delta\mathbf{A} \text{ para qualquer } \Delta\mathbf{A} \in \mathcal{C} \text{ e } \|\Delta\mathbf{A}\| < \epsilon\} \quad (5.12)$$

Se $\|\cdot\| = \|\cdot\|_2$, a norma de uma matriz é o maior valor singular e a norma da inversa é o inverso do menor valor singular [81]. Sendo assim, a equação (5.11) pode ser representada através do menor valor singular, de acordo com

$$\|(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\| = [\sigma_{\min}(z\mathbf{I} - \mathbf{A})]^{-1} \quad (5.13)$$

onde σ_{\min} é o menor valor singular.

Definição 19 ([81, 82]). *Análogo à equação (5.11), o ϵ -pseudoespectro dos autovalores de \mathbf{A} é um subconjunto no plano complexo limitado por ϵ , tal que*

$$\Lambda_\epsilon(\mathbf{A}) = \{z \in \mathcal{C}: \sigma_{\min}(\mathbf{A} - z\mathbf{I}) < \epsilon\} \quad (5.14)$$

Além da robustez dos sistemas, a normalidade e a sensibilidade dos autovalores de matrizes também podem ser avaliadas pelo $\Lambda_\epsilon(\mathbf{A})$ para diferentes valores de ϵ .

Definição 20. *Uma matriz $\mathbf{A} \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ é normal se ela dispõe de um conjunto completo de autovetores ortogonais, isto é, se \mathbf{A} é unitariamente diagonalizável [81].*

$$\mathbf{A} = \mathbf{U}\mathbf{\Delta}\mathbf{U}^* \quad (5.15)$$

onde \mathbf{U} é a matriz ortogonal formada pelos autovetores e $\mathbf{\Delta}$ é a matriz diagonal dos autovalores. Em outras palavras, pode-se dizer que a matriz \mathbf{A} tem condicionamento numérico próximo da unidade.

Matrizes normais apresentam baixa sensibilidade dos autovalores diante de perturbações. Matrizes não normais apresentam maior sensibilidade a variações paramétricas [81]. Assim, uma pequena perturbação na matriz \mathbf{A} pode deslocar algum dos autovalores para o semiplano direito do plano complexo, tornando o sistema instável. Logo, é importante que a matriz do sistema, em malha fechada, seja o mais próximo possível da normalidade para que o deslocamento dos autovalores seja uniforme e de acordo com a amplitude da perturbação.

No ϵ -pseudoespectro, para $\|(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\|_2 \rightarrow \infty$, a matriz \mathbf{A} tende a ser normal, conforme é ilustrado nas Figuras 15 e 16.

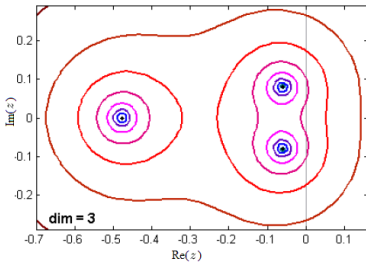


Figura 15 – Pseudoespectro

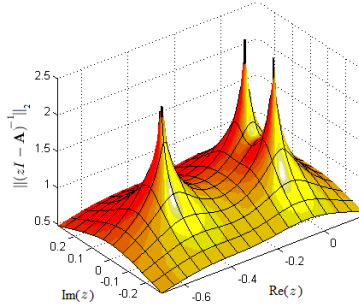


Figura 16 – Pseudoespectro 3D

Nas Figuras 15 e 16 por exemplo, perturbações de mesma amplitude (ϵ), em diferentes direções, cuja $\|(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\|_2 > 1$, causam deslocamentos de mesma amplitude dos autovalores, pois os autovalores se deslocam dentro do cone formado na Figura 16. Já perturbações cujo $\|(z\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\|_2 < 1$, o deslocamento dos autovalores ocorre com diferentes amplitudes e direções, o que caracteriza a não normalidade.

5.4 Índices Associados aos Requisitos de Desempenho e Robustez

Nesta seção são apresentados os índices associados aos requisitos de estabilidade e robustez. Muitos índices incluem mais de um requisito de desempenho e robustez. O uso de um conjunto de índices de desempenho e de robustez possibilita ao projetista combinar vários deles para gerar um conjunto de soluções, das quais o projetista pode selecionar a mais viável.

Aqui, as notações \mathbf{X}_{mf} e \mathbf{X}_{MF} representam as matrizes de malha fechada das equações (4.18)- (4.19) e (4.34)- (4.35), podendo incluir ou não os sinais remotos. As equações (4.18) e (4.35) são utilizadas nos índices da norma H_∞ e H_2 e as equações (4.19) e (4.34) nos demais índices definidos.

5.4.1 Índices de Desempenho

Nesta seção são apresentados os índices de desempenho relacionados aos requisitos de estabilidade, amortecimento mínimo e tempo de resposta.

5.4.1.1 Índice de Amortecimento

Este índice determina o coeficiente de amortecimento do modo eletromecânico dominante do $\Lambda(\mathbf{A}_{mf})$.

Definição 21. *O modo eletromecânico dominante do sistema é definido pelo modo eletromecânico que apresenta o menor fator de amortecimento do sistema.*

Definição 22. *O índice de amortecimento dos autovalores de uma matriz $\mathbf{A}_{mf} \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ é dado por*

$$\xi(\mathbf{A}_{mf}) = \min \{ \zeta_i(\mathbf{A}_{mf}) : z \in \mathcal{C}, \sigma_{\min}(\mathbf{A}_{mf} - z\mathbf{I}) = 0 \} \quad (5.16)$$

onde $\zeta_i(\mathbf{A}_{mf})$ é determinado pela equação

$$\zeta_i(\mathbf{A}_{mf}) = \frac{-\operatorname{Re} z_i}{\sqrt{(\operatorname{Re} z_i)^2 + (\operatorname{Im} z_i)^2}}, \quad (5.17)$$

e $\operatorname{Re} z_i$ e $\operatorname{Im} z_i$ representam as partes real e imaginária do $i^{\text{ésimo}}$ autovvalor dominante do sistema.

Este índice é bem conhecido e foi muito utilizado na literatura [3, 77]. Ele visa atender os requisitos de estabilidade e amortecimento mínimo dos modos eletromecânicos do sistema.

5.4.1.2 Abscissa Espectral

A abscissa espectral é definida pela maior parte real de todos elementos de $\Lambda(\mathbf{A}_{mf})$.

Definição 23 ([82]). *A abscissa espectral de uma matriz $\mathbf{A}_{mf} \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ é dada por*

$$\alpha_0(\mathbf{A}_{mf}) = \max \{ \operatorname{Re} z : z \in \mathcal{C}, \sigma_{\min}(\mathbf{A}_{mf} - z\mathbf{I}) = 0 \} \quad (5.18)$$

Este conceito é de fundamental interesse para o projeto de controladores pois a parte real dos autovalores de uma matriz \mathbf{A}_{mf} , em malha fechada, está diretamente relacionada à estabilidade exponencial do sistema. Este índice de desempenho está relacionado à estabilidade e o tempo de resposta do sistema, uma vez que não considera critérios de amortecimento mínimo e robustez.

5.4.1.3 Abscissa Espectral no Plano w

O plano w é utilizado como um artifício para facilitar o uso da abscissa espectral com um amortecimento mínimo especificado. Neste trabalho, o plano w é definido a partir de um mapeamento do plano s . A transformação do plano s para o plano w é dada por [83]

$$z_i = z_{w_i} e^{j\theta} \quad (5.19)$$

onde z_i e z_{w_i} são os i autovalores no plano s e w respectivamente.

Através do mapeamento da equação (5.19), o amortecimento mínimo do sistema no plano s é obtido se todos os autovalores do sistema no plano w forem estáveis. Em outras palavras, dado que os autovalores do sistema no plano w localizam-se no lado esquerdo do plano complexo, utilizando-se a equação (5.19), esses autovalores são posicionados dentro de um cone no plano s , cujo amortecimento mínimo é definido pelo ângulo θ [83]. A representação dos autovalores no plano s e w é ilustrada na Figura 17.

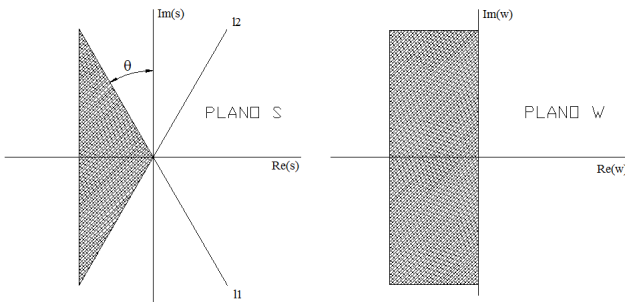


Figura 17 – Mapeamento do Plano w

Assim como a abscissa espectral, a abscissa espectral no plano w é definida pela maior parte real de todos elementos de $\Lambda(\mathbf{A}_{mf})$, no plano w .

Definição 24. *A abscissa espectral no plano w de uma matriz $\mathbf{A}_{mf} \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ é dada por*

$$\alpha_w(\mathbf{A}_{mf}) = \max \{ \text{Re } z_w : z_w \in \mathcal{C}, \sigma_{\min}(\mathbf{A}_{mf} - z_w \mathbf{I}) = 0 \} \quad (5.20)$$

onde z_w representa os autovalores do sistema mapeados no plano w .

O mapeamento da Figura 17 foi apresentado em [83], visando avaliar como o critério de estabilidade absoluta de Routh pode ser aplicado para investigar a estabilidade relativa e aperiodicidade estrita de um sistema linear invariante no tempo. Diferente da abscissa espectral, o uso deste índice de desempenho no projeto visa obter, além da estabilidade e tempo de resposta do sistema, um amortecimento mínimo desejado.

5.4.2 Índices de Robustez

Os índices de robustez são utilizados para maximizar as perturbações admissíveis na matriz do sistema em malha fechada de forma a manter a estabilidade, ou minimizar o efeito das perturbações. Ao invés de garantir estabilidade para um pequeno conjunto de pontos de operação, tal como o projeto considerando múltiplos cenários [42, 84], os índices de robustez conduzem as soluções do problema de otimização para um conjunto maior de condições de operação.

Neste trabalho, os índices de robustez são baseados no espectro, no pseudoespectro e na sensibilidade de matrizes complexas, próximas da matriz do sistema nominal em malha fechada, utilizando o conceito de valor singular de matrizes.

5.4.2.1 Abscissa Pseudoespectral

A abscissa pseudoespectral é definida pela maior parte real de todos elementos de $\Lambda_\epsilon(\mathbf{A}_{mf})$, para um determinado ϵ fixo.

Definição 25 ([81, 82]). A abscissa pseudoespectral de uma matriz $\mathbf{A}_{mf} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ é dada por

$$\alpha_\epsilon(\mathbf{A}_{mf}) = \sup \{ \operatorname{Re} z : z \in \mathcal{C}, \sigma_{\min}(\mathbf{A}_{mf} - z\mathbf{I}) < \epsilon \} \quad (5.21)$$

Observação: Note que a notação *sup* é utilizada na definição da abscissa pseudoespectral. Ela indica o valor *supremum*. Na literatura essa notação é muito sutil, pois alguns autores utilizam a notação *max* [2, 74]. Neste trabalho é utilizada a notação *sup* pois, de acordo com [85], o valor *supremum* de uma função $f(x)$ é um valor máximo assintoticamente de um conjunto de valores infinitos. Por exemplo: para $f(x) = 1 - e^x$, o valor 1 é o $\sup\{f(x)\}$, pois $f(x)$ tende a $-\infty$. O valor máximo de uma função $f(x)$, denotado por $\max\{f(x)\}$, é o valor máximo de um conjunto de valores finitos e é usado nos índices em que o valor máximo é finito.

Para $\epsilon = 0$, o pseudoespectro se reduz ao espectro da matriz \mathbf{A}_{mf} e a abscissa pseudoespectral é, neste caso, a abscissa espectral. A $\alpha_\epsilon(\mathbf{A}_{mf})$ visa a estabilidade e robustez do sistema para qualquer perturbação $\Delta\mathbf{A}_{mf}$, tal que

$$\|\Delta\mathbf{A}_{mf}\| < \epsilon \quad (5.22)$$

O conceito do ϵ -pseudoespectro e da abscissa pseudoespectral são ilustrados na Figura 18. O lugar geométrico dos autovalores do sistema de $\mathbf{A}_{mf} + \Delta\mathbf{A}_{mf}$, $\|\Delta\mathbf{A}_{mf}\| < \epsilon$, para vários valores de ϵ são mostrados. Dois contornos, para $\epsilon = \epsilon_1$ e $\epsilon = \epsilon_2$, são plotados. Eles correspondem ao ϵ_1 -pseudoespectro e o ϵ_2 -pseudoespectro.

Logo, a maior perturbação possível que mantém a estabilidade do sistema pode ser avaliada para os diferentes valores de ϵ através do pseudoespectro.

Este índice visa a estabilidade e a robustez do sistema, uma vez que o sistema deve ser estável não somente para a condição nominal, como também, para um conjunto de perturbações $\|\Delta\mathbf{A}_{mf}\| < \epsilon$. Esta condição, é uma condição suficiente, pois os autovalores para o ϵ definido não podem se deslocar para o semiplano direito. Para $\|\Delta\mathbf{A}_{mf}\| \geq \epsilon$ ainda é possível obter a estabilidade do sistema, visto que os autovalores podem se deslocar dentro do pseudoespectro para locais que ainda sejam pontos estáveis no plano complexo. Esse deslocamento dos autovalores no plano complexo depende do tipo de perturbação aplicada e dos autovalores mais sensíveis a perturbação.

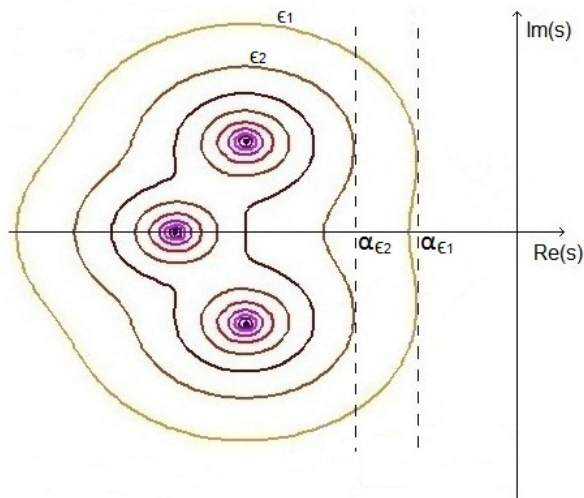


Figura 18 – Contorno ϵ_1 : autovalores de $\mathbf{A}_{mf} + \Delta\mathbf{A}_{mf}$, $\|\Delta\mathbf{A}_{mf}\| < \epsilon_1$.
 A abscissa pseudoespectral para ϵ_1 é α_{ϵ_1} .
 Contorno ϵ_2 : autovalores de $\mathbf{A}_{mf} + \Delta\mathbf{A}_{mf}$, $\|\Delta\mathbf{A}_{mf}\| < \epsilon_2$.
 A abscissa pseudoespectral para ϵ_2 é α_{ϵ_2} .

5.4.2.2 Índice de Amortecimento Pseudoespectral

O índice de amortecimento pseudoespectral é definido de forma análoga à definição da abscissa pseudoespectral. Porém, ao invés de utilizar a parte real dos autovalores, neste índice o amortecimento do modo dominante do sistema é utilizado. Ou seja, aquele que apresenta menor amortecimento para um ϵ fixo.

Definição 26. *O índice de amortecimento pseudoespectral de uma matriz $\mathbf{A}_{mf} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ é dado por*

$$\xi_{\epsilon}(\mathbf{A}_{mf}) = \inf \{ \zeta_i(\mathbf{A}_{mf}) : z \in \mathcal{C}, \sigma_{\min}(\mathbf{A}_{mf} - z\mathbf{I}) < \epsilon \} \quad (5.23)$$

Observação: Note que a notação *inf* é utilizada na definição do índice de amortecimento pseudoespectral. Ela indica o valor *infimum*. Neste trabalho é utilizada a notação *inf* pois, de acordo com [85], o valor *infimum* de uma função $f(x)$ é o menor valor assintótico de um conjunto de valores infinitos. Por exemplo: para $f(x) = 1 + e^x$, o valor 1 é o $\inf\{f(x)\}$, pois $f(x)$ tende a ∞ . O menor valor

de uma função $f(x)$, denotado por $\min\{f(x)\}$, é o menor valor de um conjunto de valores finitos e é usado nos índices em que o valor mínimo é finito.

O índice de amortecimento pseudoespectral determina o amortecimento do modo dominante para todas as matrizes $\mathbf{A}_{mf} + \Delta\mathbf{A}_{mf}$, com $\|\Delta\mathbf{A}_{mf}\| < \epsilon$

Para $\epsilon = 0$, o pseudoespectro se reduz ao espectro da matriz \mathbf{A}_{mf} e o índice de amortecimento pseudoespectral é, neste caso, equivalente ao índice de amortecimento. Este índice visa a maximização do amortecimento do sistema e a robustez, através do pseudoespectro.

e a abscissa pseudoespectral no plano w é, neste caso, equivalente à abscissa espectral no plano w

5.4.2.3 Abscissa Pseudoespectral no Plano w

A abscissa pseudoespectral no plano w é definida pela maior parte real de todos os autovalores do sistema mapeados no plano w para um ϵ , fixo.

Definição 27. *A abscissa pseudoespectral no plano w de uma matriz $\mathbf{A}_{mf} \in \mathfrak{R}^{n \times n}$ é dada por*

$$\alpha_{w\epsilon}(\mathbf{A}_{mf}) = \sup \{ \text{Re } z_w : z_w \in \mathcal{C}, \sigma_{\min}(\mathbf{A}_{mf} - z\mathbf{I}) < \epsilon \} \quad (5.24)$$

A abscissa pseudoespectral no plano w é a maior parte real dos autovalores para todas as matrizes $\mathbf{A}_{mf} + \Delta\mathbf{A}_{mf}$, com $\|\Delta\mathbf{A}_{mf}\| < \epsilon$ considerando um amortecimento mínimo definido por θ .

Para $\epsilon = 0$, o pseudoespectro se reduz ao espectro da matriz \mathbf{A}_{mf} e a abscissa pseudoespectral no plano w é, neste caso, equivalente à abscissa espectral no plano w . Este índice visa garantir o amortecimento do sistema e a robustez, através do pseudoespectro.

5.4.2.4 Norma H_∞

A norma H_∞ de um sistema pode ser entendida como sendo o maior ganho em termos de energia que esse sistema pode oferecer a um sinal de entrada. Por isto, é muito utilizada na análise de perturbações e ruídos na entrada e saída do sistema.

A norma H_∞ é determinada com base na função de transferência do sistema da Figura 8 em malha fechada, onde o bloco P representa

o sistema de potência dado pelas equações (4.6) a (4.8) e o bloco K representa o controle dado por (4.9) e (4.10) [16].

A função de transferência equivalente, considerando o sistema aumentado da equação (4.13) pode ser definida por

$$\mathbf{G}_{wz}(s) = \frac{\mathbf{z}(s)}{\mathbf{w}(s)} = (\mathbf{C}_{MF}(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_{MF})^{-1}\mathbf{B}_{MF} + \mathbf{D}_{MF}) \quad (5.25)$$

onde as matrizes \mathbf{A}_{MF} , \mathbf{B}_{MF} , \mathbf{C}_{MF} e \mathbf{D}_{MF} representam as matrizes do sistema em malha fechada, considerando-se a modelagem com entradas externas. A partir da equação (5.25) pode-se calcular a norma infinita.

Definição 28 ([14, 48]). *A norma H_∞ da função de transferência do sistema em malha fechada da equação (5.25), onde as matrizes \mathbf{A}_{MF} , \mathbf{B}_{MF} , \mathbf{C}_{MF} e $\mathbf{D}_{MF} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, é dada por*

$$\|\mathbf{G}_{wz}(s)\|_\infty = \sup \{ \sigma_{max}(\mathbf{C}_{MF}(z\mathbf{I} - \mathbf{A}_{MF})^{-1}\mathbf{B}_{MF} + \mathbf{D}_{MF}) : z \in \mathcal{C}, Re z > 0 \} \quad (5.26)$$

A norma H_∞ , calculada para a função de transferência $G_{wz}(s)$, visa minimizar o efeito da saída quando simulado uma perturbação na entrada do sistema.

A norma H_∞ só pode ser aplicada em sistemas estáveis [16]. Assim, para índices com um único objetivo, algum critério adicional deve ser implementado para tornar o sistema estável. Já em problemas com múltiplos objetivos, esse critério pode ser definido através de outra função objetivo que vise a estabilidade do sistema.

Este índice está relacionado apenas à robustez do sistema, uma vez que precisa de algum critério adicional para garantir a estabilidade quando aplicado a sistemas instáveis.

5.4.2.5 Raio de Estabilidade Complexo

O raio de estabilidade complexo é um índice que determina a distância de \mathbf{A}_{mf} para o conjunto de matrizes que são instáveis. Em outras palavras, também consiste em garantir estabilidade para perturbações na matriz \mathbf{A}_{mf} com norma menor que um valor especificado [6].

O cálculo do raio de estabilidade não considera perturbações externas como a norma H_∞ , apenas variações paramétricas $\mathbf{A}_{mf} +$

$\Delta \mathbf{A}_{mf}$ são consideradas. Assim, a função de transferência do sistema em malha fechada pode ser definida por

$$\mathbf{G}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A}_{mf})^{-1} \quad (5.27)$$

onde a matriz \mathbf{A}_{mf} , é representada pelo do sistema aumentado das equações (4.19) e (4.34). A partir da equação (5.27) pode-se calcular o raio de estabilidade.

Definição 29 ([81, 82]). *O raio de estabilidade complexo de uma matriz $\mathbf{A}_{mf} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ é dado por*

$$\beta(\mathbf{A}_{mf}) = \inf \{ [\sigma_{max}(z\mathbf{I} - \mathbf{A}_{mf})^{-1}]^{-1} : z \in \mathcal{C}, \text{Re } z > 0 \} \quad (5.28)$$

onde, *inf* é o valor infimum, $\beta(\mathbf{A}_{mf})$ é a inversa do maior valor singular supremo da função de transferência, dada pela equação (5.27) e indica a distância à instabilidade. Alternativamente, o raio de estabilidade pode ser definido como

$$\beta(\mathbf{A}_{mf}) = \inf \{ \|\Delta \mathbf{A}_{mf}\| : \mathbf{A}_{mf} + \Delta \mathbf{A}_{mf} \text{ é instável,} \quad (5.29) \\ \forall \Delta \mathbf{A}_{mf} \in \mathcal{C} \}$$

A estabilidade, neste caso, é garantida se

$$\|\Delta \mathbf{A}_{mf}\| < \beta(\mathbf{A}_{mf}) \quad (5.30)$$

onde $\Delta \mathbf{A}_{mf}$ representa a maior perturbação possível do sistema que mantém a estabilidade.

O conceito do raio de estabilidade é ilustrado na Figura 19. A mínima perturbação $\|\Delta \mathbf{A}_{mf}\|$, para a qual o limite do ϵ -pseudoespectro toca o eixo imaginário, corresponde ao raio de estabilidade.

Da mesma forma que a norma infinita, o raio de estabilidade também visa apenas a robustez do sistema, sendo que um critério para garantir estabilidade precisa ser implementado para ser solucionado como um problema mono-objetivo.

5.4.2.6 Sensibilidade dos Autovalores

Sistemas mal condicionados tendem a ser sensíveis a variações paramétricas ou mesmo a perturbações [81]. A sensibilidade dos autovalores está relacionada à capacidade do sistema variar ou não diante de perturbações. Sistemas que apresentam alta sensibilidade tendem

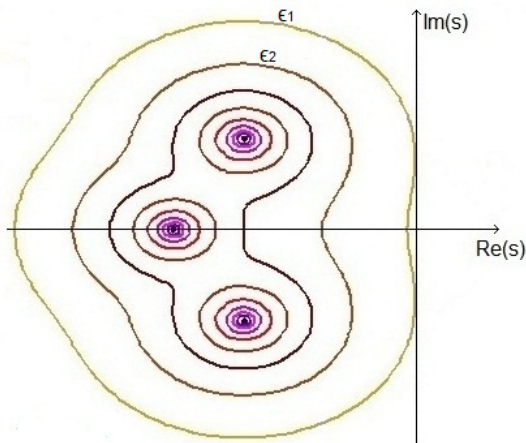


Figura 19 – Contorno ϵ_1 : autovalores de $\mathbf{A}_{mf} + \Delta\mathbf{A}_{mf}$, $\|\Delta\mathbf{A}_{mf}\| \leq \epsilon_1$. O raio de estabilidade é $\beta(\mathbf{A}_{mf}) = \epsilon_1$

a variar com mais facilidade a posição de seus autovalores para perturbações na matriz \mathbf{A}_{mf} .

Dado uma matriz \mathbf{A}_{mf} , com o espectro de \mathbf{A}_{mf} denotado por $\Lambda(\mathbf{A}_{mf})$, seja $\Delta\mathbf{A}_{mf}$ um distúrbio na matriz \mathbf{A}_{mf} . A preocupação aqui é como $\Lambda(\mathbf{A}_{mf})$ varia com a perturbação, ou seja, com o espectro de $\mathbf{A}_{mf} + \Delta\mathbf{A}_{mf}$.

Em [81] são apresentadas diversas formas para o cálculo da sensibilidade dos autovalores de uma matriz \mathbf{A}_{mf} . Neste trabalho são utilizadas duas abordagens. A primeira, usa a medida da sensibilidade de todo espectro dos autovalores $\Lambda(\mathbf{A}_{mf})$ e a segunda usa a sensibilidade de um determinado autovalor.

A sensibilidade de todo o espectro dos autovalores é definida pelo condicionamento numérico da matriz \mathbf{A}_{mf} , que é uma medida de sensibilidade dos autovalores frente a distúrbios na matriz de estados.

Definição 30 ([81]). *A sensibilidade de todo espectro de uma matriz $\mathbf{A}_{mf} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ é dada por*

$$s_{\sigma(z)}(\mathbf{A}_{mf}) = \frac{\sigma_{max}(\mathbf{A}_{mf})}{\sigma_{min}(\mathbf{A}_{mf})} \quad (5.31)$$

O condicionamento numérico para matrizes normais é próximo de 1 e varia na faixa de $1 < s_{\sigma(z)}(\mathbf{A}_{mf}) < \infty$.

A sensibilidade de um determinado autovalor é definida pelo condicionamento numérico de um autovalor z_i específico, que é uma medida de sensibilidade de z_i diante de variações paramétricas e perturbações. Autovalores com baixa sensibilidade apresentam melhores propriedades de robustez.

Seja z_i um determinado autovalor de \mathbf{A}_{mf} , com \mathbf{v}_i e \mathbf{w}_i , correspondentes aos autovetores à direita e à esquerda, respectivamente. Considerando z_i o autovalor dominante do sistema, sua sensibilidade diante de perturbações pode ser definida.

Definição 31 ([81]). *A sensibilidade do autovalor dominante de uma matriz $\mathbf{A}_{mf} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ é dado por [81].*

$$s_{(z_i)}(\mathbf{A}_{mf}) = \frac{\|\mathbf{w}_i(\mathbf{A}_{mf})\| \cdot \|\mathbf{v}_i(\mathbf{A}_{mf})\|}{|\mathbf{w}_i^*(\mathbf{A}_{mf}) \cdot \mathbf{v}_i(\mathbf{A}_{mf})|} \quad (5.32)$$

onde, $|\mathbf{w}_i(\mathbf{A}_{mf}) \cdot \mathbf{v}_i(\mathbf{A}_{mf})|$ sempre será maior que o produto da norma do autovetor à esquerda e à direita [81].

Supondo que $\mathbf{v}_i(\mathbf{A}_{mf})$ foi escalonado de modo que $\|\mathbf{v}_i(\mathbf{A}_{mf})\| = 1$ e $\mathbf{w}_i(\mathbf{A}_{mf})$ foi escalonado tal que $\mathbf{w}_i^*(\mathbf{A}_{mf}) \mathbf{v}_i(\mathbf{A}_{mf}) = 1$. Logo, a norma $\|\mathbf{w}_i(\mathbf{A}_{mf})\|$ pode ser usada como o condicionamento numérico para z_i e a equação (5.32) pode ser reescrita

$$s_{(z_i)}(\mathbf{A}_{mf}) = \|\mathbf{w}_i(\mathbf{A}_{mf})\| \quad (5.33)$$

A sensibilidade é um conceito local, pois está relacionada a variação dos autovalores Δz em relação a pequenas variações em $\Delta \mathbf{A}_{mf}$.

Estes índices visam apenas determinar a sensibilidade dos autovalores do sistema a variações paramétricas e perturbações. Eles não atendem à estabilidade e o amortecimento mínimo. No entanto, podem melhorar a robustez do sistema.

5.4.2.7 Norma H_2

A norma H_2 pode ser definida como a energia do sinal de saída de um sistema em resposta a um distúrbio na entrada deste [2, 74].

Definição 32 ([74]). *Dado o sistema da Figura 8, onde tem-se um vetor de entrada \mathbf{w}_i e um vetor de saída \mathbf{z}_i , a relação entre a entrada e saída é definida por uma matriz de transferência $\mathbf{G}_{wz}(s)$ da*

equação (5.25) e a norma H_2 pode ser definida, no domínio da frequência, como sendo a soma das energias de todas as funções de $\mathbf{G}_{wz}(jw)$.

$$\|\mathbf{G}_{wz}(s)\|_2 \triangleq \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \text{tr}[\mathbf{G}_{wz}(jw)^* \cdot \mathbf{G}_{wz}(jw)] dw} \quad (5.34)$$

onde o traço de uma matriz quadrada \mathbf{A} , denotado por $\text{tr}(\mathbf{A})$, é por definição, a soma dos elementos da diagonal principal de \mathbf{A} .

Na literatura existem várias maneiras de definir a norma H_2 . Neste trabalho, a norma H_2 é determinada computacionalmente via gramianos, considerando a função de transferência (5.25), a qual é substituída na equação (5.34) [74].

Definição 33 ([2, 74]). A norma H_2 da função de transferência do sistema em malha fechada da equação (5.25), onde as matrizes \mathbf{A}_{MF} , \mathbf{B}_{MF} , \mathbf{C}_{MF} e $\mathbf{D}_{MF} \in \mathbb{R}^{n \times n}$, é dada por

$$\|\mathbf{G}_{wz}(s)\|_2 = \sqrt{\text{tr}(\mathbf{B}_{MF}^T \mathbf{Q} \mathbf{B}_{MF})} \quad (5.35)$$

onde \mathbf{Q} é o gramiano de controlabilidade que é obtido da solução de $\mathbf{A}_{MF} \mathbf{Q} + \mathbf{Q} \mathbf{B}_{MF} + \mathbf{C}_{MF} = 0$

A definição da norma H_2 é muito semelhante à da norma infinita pois ambas relacionam-se com a energia ou ganho do sistema diante de perturbações externas na entrada ou saída deste. A diferença entre as normas é que a norma H_∞ é determinada pelo maior valor singular do sistema em malha fechada, enquanto que a norma H_2 é determinada pela soma quadrática de todos os valores singulares do sistema [2].

Para sistemas instáveis, algum critério que vise a estabilidade do sistema precisa ser considerado antes de computar a norma H_2 a cada iteração, uma vez que o cálculo da norma H_2 só tem sentido para sistemas estáveis [16].

5.5 Implementação Computacional de Funções Pseudoespectrais

Nos índices de desempenho que consideram $\epsilon > 0$, o pseudoespectro é formulado como uma restrição, para a qual a maior perturbação deve ser determinada pelo valor de ϵ . A solução computacional das funções pseudoespectrais que consideram o menor valor singular do sis-

tema como restrição é baseada em [6], onde a restrição é formulada junto ao índice e é determinada por um método de otimização.

Nesta seção, as funções pseudoespectrais são reescritas em função de $h(x, y)$ para que seja possível realizar o processo de busca com o método de otimização proposto.

Para um sistema em malha fechada \mathbf{A}_{mf} com $\epsilon > 0$ e fixo, o menor valor singular pode ser determinado pela função $h(x, y)$, que representa uma aproximação equivalente do pseudoespectro

$$h(x, y) = \sigma_{\min}(\mathbf{A}_{mf} - (x + iy)\mathbf{I}) - \epsilon \quad (5.36)$$

onde x é a parte real dos autovalores e y a parte imaginária.

O ϵ -pseudoespectro de \mathbf{A}_{mf} é definido pelo conjunto

$$\{(x, y) \in \mathcal{C} : h(x, y) < 0\} \quad (5.37)$$

Sendo assim, as funções pseudoespectrais da abscissa pseudoespectral, do índice de amortecimento pseudoespectral e da abscissa pseudoespectral no plano w podem ser reescritas de acordo com

$$\alpha_{\epsilon}(\mathbf{A}_{mf}) = \sup\{x : (x, y) \in \mathcal{C}, h(x, y) < 0\} \quad (5.38)$$

$$\xi_{\epsilon}(\mathbf{A}_{mf}) = \inf\{\zeta_i(\mathbf{A}_{mf}) : (x, y) \in \mathcal{C}, h(x, y) < 0\} \quad (5.39)$$

$$\alpha_{w\epsilon}(\mathbf{A}_{mf}) = \sup\{x_w : (x_w, y_w) \in \mathcal{C}, h(x_w, y_w) < 0\} \quad (5.40)$$

Logo, a solução computacional das funções pseudoespectrais pode ser obtida utilizando-se somente informações dos autovalores do sistema, para os quais o menor valor singular é calculado. Na próxima seção é apresentado um método de busca da melhor solução, baseado no cruzamento de x e y para calcular o menor valor singular.

5.5.1 Método de Procura Vertical-Horizontal [6]

As funções pseudoespectrais são resolvidas usando o método de procura vertical-horizontal. O método baseia-se na procura de zeros reais da função $h(x, y)$, os quais são autovalores da matriz Hamiltoniana, representados por x e y [6].

Definição 34. *Uma matriz Hamiltoniana é definida como uma matriz quadrada $\mathbf{A} \in \mathcal{C}^{2n \times 2n}$ com $\mathbf{A}\mathbf{J}^* = \mathbf{A}\mathbf{J}$, sendo a matriz $\mathbf{J} \in \mathcal{C}^{2n \times 2n}$ uma matriz simétrica e todos autovalores de \mathbf{A} são reais [86].*

A procura vertical, busca uma intersecção de uma linha vertical $h(x, \cdot)$, com um x fixo, e o pseudoespectro. A parte imaginária dos autovalores iy da matriz Hamiltoniana $H(x)$ correspondem ao menor valor singular do sistema $\mathbf{A}_{mf} - (x + iy)\mathbf{I}$, se e somente se, iy é um autovalor da matriz Hamiltoniana [6]

$$H(x) = \begin{bmatrix} x\mathbf{I} - \mathbf{A}_{mf}^* & \epsilon\mathbf{I} \\ -\epsilon\mathbf{I} & \mathbf{A}_{mf} - x\mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

Os autovalores iy que não satisfazem $\sigma_{\min}(\mathbf{A}_{mf} - (x + iy)\mathbf{I}) < \epsilon$ são desconsiderados, restando apenas os zeros desejáveis de $h(x, \cdot)$, os quais são classificados em pares.

Existem dois tipos de zeros da função $h(x, y)$, os zeros de cruzamento l , onde a função $h(x, y)$ muda o sinal e os zeros de não cruzamento u , onde isso não ocorre. Assim, o conjunto de zeros desejáveis, que são autovalores da matriz Hamiltoniana $H(x)$, são classificados em ordem crescente. Para cada segmento de reta vertical com o valor de x fixo existe então pares de zeros, contendo um zero de cruzamento l_j e um zero de não cruzamento u_j . A reta horizontal é então traçada para o ponto médio entre os zeros de cruzamento e não cruzamento, dado por

$$y_j = \frac{l_j + u_j}{2} \quad (5.42)$$

A procura horizontal, busca a intersecção da linha horizontal $h(\cdot, y)$, para cada componente de y desejado da equação (5.42) e o índice de desempenho. Os pontos de intersecção da parte imaginária ix dos autovalores da matriz Hamiltoniana $H(y)$ correspondem ao menor valor singular do sistema $\mathbf{A}_{mf} - (x + iy)\mathbf{I}$, com maior parte real dos autovalores para as equações (5.38) e (5.40) e com menor coeficiente de amortecimento para a equação (5.39), se e somente se, ix é um autovalor da matriz Hamiltoniana [6]

$$H(y) = \begin{bmatrix} i\mathbf{A}_{mf}^* - y\mathbf{I} & \epsilon\mathbf{I} \\ -\epsilon\mathbf{I} & i\mathbf{A}_{mf} + y\mathbf{I} \end{bmatrix} \quad (5.43)$$

Neste algoritmo, a componente x é calculada através da parte imaginária dos autovalores da matriz Hamiltoniana $H(y)$, assim como feito com a componente y obtida da matriz $H(x)$. Uma vez que os autovalores de matrizes Hamiltoniana são sempre reais isso é possível.

Para provar o uso do ix como parte imaginária, considera-se que o valor singular da matriz $\mathbf{A}_{m_f} - (x + iy)\mathbf{I}$ é o mesmo em ambos os casos com as matrizes $H(x)$ e $H(y)$ conforme [6],

$$i(\mathbf{A} - (x - iy)\mathbf{I}) = i\mathbf{A} - (-y + ix)\mathbf{I} \quad (5.44)$$

Substituindo $i\mathbf{A}$ por \mathbf{A} , x por y e $-y$ por x tem-se a prova da igualdade

$$i(\mathbf{A} - (y + ix)\mathbf{I}) = \mathbf{A} - (x + iy)\mathbf{I} \quad (5.45)$$

Para as funções pseudoespectrais, x é a parte real dos autovalores do sistema e y a parte imaginária. A cada iteração, uma estimativa do autovalor mais à direita do plano complexo no plano s para a abscissa pseudoespectral, x , ou no plano w para a abscissa pseudoespectral no plano w , x_w , é encontrada. Para o índice de amortecimento pseudoespectral o modo dominante $x \pm iy$ é determinado a cada iteração.

As principais etapas do método são descritas no Algoritmo 1. Para ilustrar a descrição do método, adotou-se a função objetivo da abscissa pseudoespectral.

Algoritmo 1 Método de Busca Vertical-Horizontal [6]

- 1: Inicia-se o processo com $x^1 = \alpha$ e $r = 1$
- 2: Procuram-se os zeros da função $h(x^r, :)$
- 3: Classificam-se os zeros que cruzam o eixo vertical l_j^r e os que não cruzam o eixo vertical u_j^r
- 4: Para cada $j = 1, 2, \dots, m^r$, calcula-se $y_j^r = \frac{l_j^r + u_j^r}{2}$
- 5: Encontra-se o maior zero x_j^r da função $h(:, y_j^r)$
- 6: Define-se o novo valor $x^{r+1} = \max\{x_j^r : j = 1, 2, \dots, m^r\}$
- 7: Faz-se $r = r + 1$ e retorna ao passo 2

Nota: l_j^r e u_j^r são denominados zeros de cruzamento e de não cruzamento respectivamente, onde a função $h(x, y)$ muda o sinal ou não.

5.6 Conclusões

Foram apresentados neste capítulo os requisitos de desempenho associados aos índices de desempenhos e robustez. Os índices associados a robustez foram definidos em função do pseudoespectro e valores singulares. Nas funções pseudoespectrais a restrição é formulada junto ao índice, o qual é resolvido por um método de procura.

Os índices relacionados à robustez do sistema, tal como a H_∞ , H_2 , o β , a $s_{\sigma(z)}$ e a s_{z_i} não consideram como requisito a estabilidade do sistema. Portanto, quando esses índices, formulados como problemas mono-objetivo, são aplicados a sistemas com fator de amortecimento negativo, um critério que vise a estabilidade do sistema deve ser utilizado, previamente. Esse critério visa estabilizar o sistema, tornando possível o cálculo do índice de robustez referido, posteriormente. Em problemas com múltiplos objetivos o critério de estabilidade é combinado com os de robustez permitindo a solução simultânea.

Essa combinação de índices de desempenho, bem como a formulação dos problemas de otimização, são apresentados no próximo capítulo.

6 METODOLOGIA DE PROJETO

6.1 Introdução

Nos últimos anos, vários dos trabalhos relacionados a projeto de controladores tem-se voltado para a utilização de métodos de otimização para a obtenção de uma solução ótima, ou um controlador ótimo, que apresente bom desempenho para os sistemas elétricos [2, 10, 11, 42, 87, 88]. Dentro desse contexto, os autores tentam trabalhar com métodos de projeto que possam ser aplicados a problemas não suaves e não convexos [13, 14, 16].

Problemas de natureza não suave e não convexa podem ser difíceis de serem resolvidos utilizando os métodos de otimização, baseados no uso de derivadas. A implementação de técnicas de otimização, baseadas na estimação de derivadas para pontos de não suavidade e não convexidade podem ser uma alternativa [89]. Métodos de otimização que não utilizam derivadas também podem ser utilizados, desde que apresentem desempenho satisfatório para os problemas não convexos.

Neste capítulo, são apresentados a formulação dos índices de desempenho e os métodos de otimização, capazes de solucionar problemas de naturezas não convexa e não suave, envolvendo problemas mono-objetivo e multiobjetivo, onde, neste último caso, o critério de fronteira de Pareto é utilizado para a seleção das soluções ótimas.

6.2 Metodologia Proposta

O projeto, considerando controladores de baixa ordem, com realimentação de saídas, é resolvido através de otimização. A metodologia proposta objetiva a otimização dos índices de desempenho e robustez definidos no capítulo 5, com a intenção de atender seus requisitos, através da formulação mono-objetivo e a combinação desses índices, originando problemas multiobjetivo.

A formulação é definida considerando as matrizes do sistema aumentado em malha fechada do capítulo 4, aplicada à estrutura de controle descentralizada ou quase-descentralizada, incluindo ou não a modelagem de entradas externas no sistema elétrico de potência. Além disto, o espaço de procura Ω , que contempla as restrições de parâmetros

dos controladores, é incluindo como restrição do problema. O espaço de procura é definido por:

$$\Omega = \left\{ \mathbf{K} \in \mathbf{C} : \begin{array}{l} k_{min} \leq k_i \leq k_{max} \\ \alpha_{min} \leq \alpha_i \leq \alpha_{max} \\ w_{min} \leq w_i \leq w_{max} \end{array} \right\} \quad (6.1)$$

onde k_i, α_i, w_i são os parâmetros dos controladores da equação (4.22) e $k_{min}, \alpha_{min}, w_{min}, k_{max}, \alpha_{max}, w_{max}$ são os limites dos parâmetros de cada controlador.

6.2.1 Formulação Mono-objetivo

A formulação de funções mono-objetivo está diretamente associada a otimização dos índices definidos no capítulo 5. O problema de otimização dessas funções objetivos é formalizado como:

- *Minimizar a Abscissa Espectral*

$$\left\{ \begin{array}{l} Min. \quad F_0(\mathbf{K}) = \alpha_0(\mathbf{A}_{mf}) \\ s.a. \quad \mathbf{K} \in \Omega \end{array} \right. \quad (6.2)$$

onde $\alpha_0(\mathbf{A}_{mf})$ é a abscissa espectral. O problema de otimização é formulado com o objetivo de minimizar a $\alpha_0(\mathbf{A}_{mf})$. Isto é equivalente a deslocar os autovalores da matriz o mais à esquerda possível do eixo imaginário.

- *Minimizar a Abscissa Espectral no plano w*

$$\left\{ \begin{array}{l} Min. \quad F_1(\mathbf{K}) = \alpha_w(\mathbf{A}_{mf}) \\ s.a. \quad \mathbf{K} \in \Omega \end{array} \right. \quad (6.3)$$

onde $\alpha_w(\mathbf{A}_{mf})$ é a abscissa espectral no plano w . O problema de otimização é formulado com o objetivo de minimizar $\alpha_w(\mathbf{A}_{mf})$. Isso é equivalente a deslocar os autovalores para dentro do cone no plano s .

Neste trabalho, afim de melhorar a otimização do problema formulado, este índice foi implementado através da minimização do somatório quadrático da parte real de todos os autovalores instáveis no plano w .

- *Maximizar o Índice de Amortecimento*

$$\begin{cases} \text{Min.} & F_2(\mathbf{K}) = -\xi(\mathbf{A}_{mf}) \\ \text{s.a.} & \mathbf{K} \in \Omega \end{cases} \quad (6.4)$$

onde $\xi(\mathbf{A}_{mf})$ é o índice de amortecimento. O problema de otimização é formulado com o objetivo de minimizar $-\xi(\mathbf{A}_{mf})$. Isto é equivalente a maximizar o amortecimento do modo eletromecânico que apresenta o menor índice de amortecimento.

- *Minimizar a Abscissa Pseudoespectral*

$$\begin{cases} \text{Min.} & F_3(\mathbf{K}) = \alpha_\epsilon(\mathbf{A}_{mf}) \\ \text{s.a.} & \mathbf{K} \in \Omega \end{cases} \quad (6.5)$$

onde $\alpha_\epsilon(\mathbf{A}_{mf})$ é a abscissa pseudoespectral. O problema de otimização é formulado com o objetivo de minimizar $\alpha_\epsilon(\mathbf{A}_{mf})$, considerando-se uma perturbação máxima cuja norma é definida pelo valor de ϵ .

- *Maximizar o Índice de Amortecimento Pseudoespectral*

$$\begin{cases} \text{Min.} & F_4(\mathbf{K}) = -\xi_\epsilon(\mathbf{A}_{mf}) \\ \text{s.a.} & \mathbf{K} \in \Omega \end{cases} \quad (6.6)$$

onde $\xi_\epsilon(\mathbf{A}_{mf})$ é o índice de amortecimento pseudoespectral. O problema de otimização é formulado com o objetivo de maximizar $\xi_\epsilon(\mathbf{A}_{mf})$, considerando-se uma perturbação máxima cuja norma é definida pelo valor de ϵ .

- *Minimizar a Abscissa Pseudoespectral no Plano w*

$$\begin{cases} \text{Min.} & F_5(\mathbf{K}) = \alpha_{w\epsilon}(\mathbf{A}_{mf}) \\ \text{s.a.} & \mathbf{K} \in \Omega \end{cases} \quad (6.7)$$

onde $\alpha_{w\epsilon}(\mathbf{A}_{mf})$ é a abscissa pseudoespectral no plano w . O problema de otimização é formulado com o objetivo de minimizar $\alpha_{w\epsilon}(\mathbf{A}_{mf})$, considerando-se uma perturbação máxima cuja norma é definida pelo valor de ϵ .

- *Maximizar o Raio de Estabilidade*

$$\begin{cases} \text{Min.} & F_6(\mathbf{K}) = -\beta(\mathbf{A}_{mf}) \\ \text{s.a.} & \mathbf{K} \in \Omega \end{cases} \quad (6.8)$$

onde $\beta(\mathbf{A}_{mf})$ é o raio de estabilidade. O problema de otimização é formulado com o objetivo de minimizar $-\beta(\mathbf{A}_{mf})$. Isto é equivalente a maximizar a distância à instabilidade, ou determinar a maior perturbação admissível na matriz \mathbf{A}_{mf} que assegura a estabilidade do sistema.

- *Minimizar a Sensibilidade dos Autovalores*

$$\begin{cases} \text{Min. } F_7(\mathbf{K}) = s_{\sigma(z)}(\mathbf{A}_{mf}) \\ \text{s.a. } \mathbf{K} \in \Omega \end{cases} \quad (6.9)$$

onde $s_{\sigma(z)}(\mathbf{A}_{mf})$ é a sensibilidade de todo espectro dos autovalores do sistema. O problema de otimização é formulado com o objetivo de minimizar $s_{\sigma(z)}(\mathbf{A}_{mf})$. Isto é equivalente a minimizar o condicionamento numérico da matriz \mathbf{A}_{mf} , ou tornar a matriz \mathbf{A}_{mf} o mais normal possível.

- *Minimizar a Norma H_∞*

$$\begin{cases} \text{Min. } F_8(\mathbf{K}) = \|\mathbf{G}_{wz}(s)\|_\infty \\ \text{s.a. } \mathbf{K} \in \Omega \end{cases} \quad (6.10)$$

onde $\|\mathbf{G}_{wz}(s)\|_\infty$ é a norma infinita. O problema de otimização é formulado com o objetivo de minimizar $\|\mathbf{G}_{wz}(s)\|_\infty$, ou seja, minimizar o ganho entre uma perturbação na entrada do sistema e a saída deste. Isto é equivalente a minimizar o pico do maior valor singular do sistema em malha fechada [2].

- *Minimizar a Norma H_2*

$$\begin{cases} \text{Min. } F_9(\mathbf{K}) = \|\mathbf{G}_{wz}(s)\|_2 \\ \text{s.a. } \mathbf{K} \in \Omega \end{cases} \quad (6.11)$$

onde $\|\mathbf{G}_{wz}(s)\|_2$ é a norma H_2 . O problema de otimização é formulado com o objetivo de minimizar a norma $\|\mathbf{G}_{wz}(s)\|_2$. Isto é equivalente a minimizar o esforço na saída do controle frente a perturbações na entrada do sistema. Diferente da norma H_∞ , na norma H_2 a soma quadrática de todos os valores singulares do sistema é minimizada [2].

Na formulação mono-objetivo, para as funções $F_6(\mathbf{K})$ a $F_9(\mathbf{K})$ a abscissa espectral é considerada, caso o sistema seja instável, uma vez que o cálculo das funções só tem sentido para sistemas estáveis [16], já que as funções consideram somente requisitos de robustez. Logo, no

processo de otimização, a abscissa espectral é utilizada para estabilizar o sistema, para então, determinar o valor de cada uma das funções.

6.2.2 Formulação Multiobjetivo

As funções objetivo formuladas anteriormente foram apresentadas individualmente porém, como proposta deste trabalho, combina-se duas ou mais funções, com o objetivo de formar problemas multiobjetivos capazes de atender a dois ou mais requisitos de desempenho e robustez.

A combinação de funções objetivos visa obter estabilidade, amortecimento, robustez, tempo de resposta e esforço de controle reduzido, simultaneamente. O problema multiobjetivo, para m funções objetivos é definido por

$$\begin{cases} \text{Min.} & F(\mathbf{K}) = [F_1(\mathbf{K}), F_2(\mathbf{K}), \dots, F_m(\mathbf{K})] \\ \text{s.a.} & \mathbf{K} \in \Omega \end{cases} \quad (6.12)$$

onde Ω é o espaço viável de procura, F_i , $i = 1 \dots m$ representa as funções objetivo associadas aos diferentes requisitos de desempenho e robustez do sistema em malha fechada.

A solução da formulação do problema multiobjetivo pode ser resolvida utilizando-se técnicas para a combinação das múltiplas funções objetivos. Na próxima seção, são discutidas essas técnicas e escolhida a que apresenta melhor desempenho para a combinação de funções objetivos de natureza distinta.

6.2.3 Problemas Multiobjetivo e Fronteira de Pareto

Na literatura existem pelo menos quatro metodologias diferentes desenvolvidas para aplicação de problemas com múltiplos objetivos [90]. O problema multiobjetivo pode ser resolvido utilizando-se técnicas de agregação de peso a cada uma das funções, através da técnica de programação por metas, através do método de restrições ε ou utilizando o critério de fronteira de Pareto de soluções não dominadas.

- *Agregação de Pesos.* O método consiste em atribuir um peso fixo a cada uma das funções objetivo. Assim, cada função terá uma determinada contribuição na solução do problema. A dificuldade desse método é a definição dos pesos para cada uma das funções

quando a natureza das funções são diferentes. A formulação dessa metodologia é representada pela equação

$$\text{Min. } Z = \sum_{j=1}^N w_j [f_j(\tilde{x}_j)] \quad (6.13)$$

onde w_j é o peso atribuído a cada uma das funções objetivo.

- *Programação por Metas.* Essa técnica é semelhante ao método de agregação de pesos, porém procura-se minimizar o desvio dos objetivos em relação a uma meta pré especificada. A formulação comum é apresentada em (6.14), onde T_j é a meta definida e w_j é o peso atribuído a cada desvio [90]. A vantagem desta formulação é que o algoritmo de otimização vai procurar soluções que atendam a meta porém, essa metodologia apresenta o mesmo problema da dificuldade de escolha dos pesos.

$$\text{Min. } Z = \sum_{j=1}^N w_j |f_j(\tilde{x}_j) - T_j| \quad (6.14)$$

- *Restrição ε .* É um método que consiste em descobrir a solução ótima de Pareto baseada na otimização de um objetivo, tratando os demais como restrições limitadas por um intervalo ε . Essa metodologia exige grande esforço computacional e as soluções encontradas nem sempre são globais e não dominadas [90].
- *Fronteira de Pareto.* Essa técnica busca encontrar soluções ótimas não dominadas e sua aplicação só é viável em problemas com múltiplos objetivos. Uma definição da metodologia é apresentada já que, baseado nas metodologias anteriores, a fronteira de Pareto é a que atende da melhor forma o conjunto de funções multiobjetivo definidas.

Definição 35. *Dado um conjunto de soluções para um problema de otimização multiobjetivo, são denominadas ótimos de Pareto aquelas que, entre si, só é possível melhorar um objetivo causando um detrimento simultâneo em outro, e são melhores que as demais em pelo menos um objetivo [91].*

As soluções que atendem ao conceito de ótimo de Pareto, são chamadas não dominadas e, quando dispostas no espaço de funções objetivo, definem a fronteira de Pareto [90].

Por soluções não dominadas entende-se aquelas soluções cujo valor é melhor em todos os objetivos de um problema multiobjetivo. Por exemplo: dados duas soluções x_1 dominando x_2 no sentido de Pareto, isto significa que $f(x_1)$ é melhor que $f(x_2)$ para todos objetivos do problema e existe pelo menos uma função objetivo para qual $f(x_1)$ é estritamente melhor que $f(x_2)$ [90]. A solução x_1 é dita ser um ótimo de Pareto se, e somente se, não existe nenhuma outra solução que a domine. Em outras palavras, a solução x_1 não pode ser melhorada em um dos objetivos sem afetar no mínimo um dos outros objetivos. Sendo assim, duas condições podem ser definidas para avaliar a dominância de cada uma das soluções

$$\begin{aligned} \text{Condição 1: } & \{\forall i : f_i(x_1) \leq f_i(x_2)\} \\ \text{Condição 2: } & \{\exists i : f_i(x_1) < f_i(x_2)\} \end{aligned} \quad (6.15)$$

A aplicação do conceito de fronteira de Pareto pode ser estendida ao problema multiobjetivo da equação (6.12), o qual pode ser reescrito como

$$F_{j_1, j_2, \dots, j_m}(\mathbf{K}) = [F_{j_1}(\mathbf{K}), F_{j_2}(\mathbf{K}), \dots, F_{j_m}(\mathbf{K})]^T \quad (6.16)$$

onde m representa o número de funções objetivo.

Definição 36. *Um ponto $\mathbf{K}^* \in \Omega$ é um ponto ótimo de Pareto se não existir uma matriz \mathbf{K} que possa reduzir o valor de uma função objetivo sem causar detrimento em pelo menos uma outra função objetivo, simultaneamente. A solução \mathbf{K}^* é um ótimo de Pareto se, e somente se, não existe outra solução que possa dominá-la.*

O conjunto ótimo de Pareto pode então ser definido por

$$P = \{\mathbf{K} \in \Omega | \exists \mathbf{K}^* \in \Omega F_{j_1, j_2, \dots, j_m}(\mathbf{K}^*) \leq F_{j_1, j_2, \dots, j_m}(\mathbf{K})\} \quad (6.17)$$

onde todas soluções não dominadas de P formam a fronteira de Pareto

$$FP = \{F_{j_1, j_2, \dots, j_m}(\mathbf{K}^*) | \mathbf{K}^* \in P\} \quad (6.18)$$

O projetista pode então selecionar a melhor solução da fronteira de Pareto. Isso é fundamental para a aplicação em sistemas de potência uma vez que a solução que apresenta maior robustez pode ter baixo amortecimento e a solução com maior amortecimento pode apresentar baixa robustez. Logo, um critério de seleção deve ser definido para a escolha de uma única solução da fronteira de Pareto que atenda da melhor forma os múltiplos objetivos.

Observação: Note que o símbolo * na definição 37 indica uma solução não dominada de Pareto e não tem nenhuma relação com as matrizes transpostas conjugadas definidas nos capítulos 2 a 5.

6.2.4 Escolha da Melhor Solução da Fronteira de Pareto

Uma dificuldade que surge em problemas multiobjetivo, que utilizam a fronteira de Pareto, é como escolher a melhor solução, dentre as não dominadas, que atende da melhor forma os múltiplos objetivos.

Na literatura, em [92] é utilizado uma abordagem baseada em lógica fuzzy para determinar a solução de Pareto que atende da melhor forma aos múltiplos objetivos. O problema desta técnica é que o amortecimento mínimo do sistema não é levado em consideração, pois a técnica é baseada na escolha do ponto médio da fronteira de Pareto. Assim, pode-se obter sistemas pouco amortecidos e até mesmo instáveis.

Neste trabalho, o critério de seleção do ponto ótimo da fronteira de Pareto é baseado no número de funções objetivos.

Definição 37. *Dado um conjunto de soluções \mathbf{K}^* que representam as soluções não dominadas da fronteira de Pareto*

- Para uma única função objetivo. *A melhor solução é a solução com maior amortecimento para o sistema de potência.*

$$F_{ótimo} = F_{j1}^{min}(\mathbf{K}^*) \quad (6.19)$$

- Para duas funções objetivo. *A solução ótima é a solução com menor valor para a função objetivo relacionada a robustez para a qual um amortecimento mínimo de 5% é encontrado, de tal forma que os controladores garantam amortecimento mínimo para o sistema e sejam o mais robustos possíveis.*

$$F_{ótimo} = [F_{j1}(\mathbf{K}^*), F_{j2}^{min}(\mathbf{K}^*)] \quad (6.20)$$

onde, \mathbf{K}^* representa o conjunto de matrizes de controladores, para qual o sistema em malha fechada apresenta amortecimento superior a 5%.

- Para três ou mais funções objetivo. *A solução ótima é escolhida usando o conceito de soluções não dominadas relacionadas*

as funções objetivo que consideram robustez. A solução ótima é a solução não dominada dentre as soluções relacionadas a robustez para a qual um amortecimento mínimo de 5% é encontrado, de tal forma que os controladores garantam amortecimento mínimo para o sistema e sejam o mais robustos possíveis.

$$F_{ótimo} = [F_{j1}(\mathbf{K}^\diamond), F_{j2}(\mathbf{K}^\diamond), F_{j3}(\mathbf{K}^\diamond)] \quad (6.21)$$

onde, \mathbf{K}^\diamond é a matriz dos controladores que apresenta maior dominância para $F_{j2}(\mathbf{K}^)$ e $F_{j3}(\mathbf{K}^*)$ sobre as demais matrizes \mathbf{K}^* , cujo amortecimento mínimo de 5% é garantido.*

Se as soluções para diferentes funções objetivo e métodos de otimização apresentarem fator de amortecimento inferior a 5%, é escolhida a solução que apresentar o maior fator de amortecimento para o sistema e nesse caso a robustez é a mínima possível.

6.3 Métodos de Otimização

A solução dos problemas paramétricos mono-objetivos e multiobjetivos, aplicados ao projeto de controladores em sistemas de potência, são resolvidos utilizando-se métodos de otimização.

Devido às dificuldades da aplicação das técnicas de combinação de múltiplas funções objetivos de natureza distinta, neste trabalho, os métodos de otimização são divididos entre os que utilizam o conceito de fronteira de Pareto, de soluções não dominadas, para tratar os problemas multiobjetivos e os métodos de otimização, onde não é possível aplicar o conceito de fronteira de Pareto.

Os métodos de otimização que não utilizam o conceito de fronteira de Pareto são utilizados apenas para solucionar os problemas mono-objetivo da seção 6.2.1, enquanto que os métodos que utilizam o conceito de fronteira de Pareto podem ser utilizados para solucionar os problemas mono-objetivo e multiobjetivo.

6.3.1 Métodos de Otimização para Solução de Problemas Mono-objetivo

Os métodos de otimização aplicados a problemas mono-objetivo são baseados na busca direta de soluções, estimativa de derivadas ou em heurística, através de algoritmos evolucionários. Em todos os casos,

o objetivo principal é lidar com problemas de natureza não suave e não convexa.

Os métodos de otimização utilizados, neste trabalho, para a solução de problemas mono-objetivo são: os métodos de Hooke-Jeeves e o de busca multidirecional (MDS), propostos em [93]; o método Híbrido, proposto em [89, 94]; e o método de otimização por enxame de partículas (PSO), proposto em [95].

A escolha dos métodos foi baseada em aplicações anteriores a sistemas de potência [32, 64, 87, 96, 97] e na experiência adquirida ao longo do desenvolvimento desta pesquisa.

6.3.1.1 Método de Hooke-Jeeves

O Hooke-Jeeves é um método de busca direta que não utiliza gradiente. O método baseia-se na comparação dos valores da função objetivo e é particularmente atrativo em situações onde não é viável calcular a derivada da função objetivo.

O método proposto em [98], baseia-se em uma sequência de movimentos exploratórios, começando em um ponto base inicial e dois outros pontos adjacentes definidos pela adição ou subtração da estimativa do gradiente ao ponto inicial. Se um desses pontos produzir decréscimo no valor da função objetivo, para um problema de minimização, este ponto é a nova solução. Caso nenhum ponto produza um decréscimo no valor da função objetivo, o tamanho do passo pré-definido é reduzido à metade e o movimento exploratório é repetido. As principais etapas do método são descritas no Algoritmo 2.

6.3.1.2 Método de Busca Multi Direcional - MDS

Assim como o método do Hooke-Jeeves, o método de busca multidirecional também é um método de busca direta. O algoritmo inicia-se como o método do Hooke-Jeeves, onde a função objetivo é avaliada pelos seus vértices, que representam as possíveis soluções. O processo de convergência divide-se em quatro etapas principais: a reflexão, a expansão, contração e sorteio.

- Reflexão. Na reflexão um conjunto de N soluções é obtido em comparação com o valor inicial da função objetivo avaliada. Se o menor valor da função objetivo do conjunto é menor que o

Algoritmo 2 Método de Hooke Jeeves [93]

- 1: Faz-se $k = 1$ e inicia-se a busca com os vértices aleatórios $i = 1, \dots, N$
- 2: Classifica-se os vértices atribuindo a \mathbf{x}_1^k a solução com menor valor de $\mathbf{f}(\mathbf{x}_i)$
- 3: Para $i = 1, \dots, N$: $\mathbf{p}^k = \mathbf{x}_1^k + h\mathbf{v}_i^k$, onde h é o tamanho do passo e \mathbf{v}_i^k a direção
- 4: Calcula-se o novo valor da função $\mathbf{f}(\mathbf{p}^k)$
- 5: Se a condição $\mathbf{f}(\mathbf{x}_1^k) > \mathbf{f}(\mathbf{p}^k)$ é atendida, segue para o passo 8
- 6: Se a condição $\mathbf{f}(\mathbf{x}_1^k) \leq \mathbf{f}(\mathbf{p}^k)$ é atendida, faz-se $\mathbf{p}^k = \mathbf{x}_1^k - h\mathbf{v}_i^k$
 - i. Se $\mathbf{f}(\mathbf{x}_1^k) \leq \mathbf{f}(\mathbf{p}^k)$, reduz-se o tamanho do passo $h = \frac{h}{2}$ e determina-se o novo ponto $\mathbf{p}^k = \mathbf{x}_1^k - h\mathbf{v}_i^k$
- 7: A nova solução é $\mathbf{x}_1^k = \mathbf{p}^k$
- 8: Repete-se os itens 2 a 7 até satisfazer o critério de parada onde, $\mathbf{f}(\mathbf{x}_1^k) - \mathbf{f}(\mathbf{p}^k) < \tau$

Nota: \mathbf{v}_i^k é a *i*ésima coluna da direção da matriz \mathbf{V} na iteração k , onde $\mathbf{V} = \mathbf{I}$

da função inicial ocorre o processo de expansão, do contrário, a contração.

- Expansão . O processo de expansão inicia-se com a inclusão de N novos pontos, os quais são expandidos em relação ao ponto obtido na etapa de reflexão, com o objetivo de encontrar uma solução melhor para a função objetivo avaliada.
- Contração. Na contração, N novos pontos são contraídos em relação ao ponto obtido na etapa de reflexão, com o objetivo de encontrar melhores soluções para a função objetivo. Por esta razão o método é denominado multidirecional.
- Classificação. Ao final de cada iteração, é realizada a classificação dos vértices de acordo com o conjunto definido pelos vértices com melhor solução obtidas nas etapas de contração e expansão.

A busca continua, sempre objetivando encontrar uma melhor solução, utilizando os processos de expansão e contração. O critério de parada é satisfeito quando a diferença entre o valor da função anterior e o valor atual são menores que uma tolerância. As principais etapas do método são descritas no Algoritmo 3.

Algoritmo 3 Método de Busca Multidirecional [93]

- 1: Faz-se $k = 1$ e inicia-se a busca com os vértices aleatórios $i = 1, \dots, N$
 - 2: Classifica-se os vértices atribuindo a \mathbf{x}_1^k a solução com menor valor de $\mathbf{f}(\mathbf{x}_i)$
 - 3: Reflexão
 - i. Para $j = 2, \dots, N + 1 : \mathbf{r}_j = \mathbf{x}_1^k - (\mathbf{x}_j - \mathbf{x}_1^k)$
 - ii. Calcula-se $\mathbf{f}(\mathbf{r}_j)$
 - iii. Se $\mathbf{f}(\mathbf{x}_1^k) > \min_j \{\mathbf{f}(\mathbf{r}_j)\}$, segue para o passo 4
 - iv. Se $\mathbf{f}(\mathbf{x}_1^k) < \min_j \{\mathbf{f}(\mathbf{r}_j)\}$, segue para o passo 5
 - 4: Expansão
 - i. Para $j = 2, \dots, N + 1 : \mathbf{e}_j = \mathbf{x}_1^k - \mu_e(\mathbf{x}_j - \mathbf{x}_1^k)$
 - ii. Calcula-se $\mathbf{f}(\mathbf{e}_j)$
 - iii. Se $\min_j \{\mathbf{f}(\mathbf{r}_j)\} > \min_j \{\mathbf{f}(\mathbf{e}_j)\}$, $\mathbf{x}_j = \mathbf{e}_j$, senão $\mathbf{x}_j = \mathbf{r}_j$
 - iv. Segue para o passo 6.
 - 5: Contração
 - i. Para $j = 2, \dots, N + 1 : \mathbf{x}_j = \mathbf{x}_1^k + \mu_c(\mathbf{x}_j - \mathbf{x}_1^k)$
 - ii. Calcula-se $\mathbf{f}(\mathbf{x}_j)$
 - 6: Classificação
 - i. Classifica-se as soluções de $\mathbf{f}(\mathbf{x}_j)$ e escolhe-se a que apresentar o menor valor como novo ponto inicial \mathbf{x}_1^k
-

6.3.1.3 Método Híbrido

O método híbrido utiliza uma combinação de algoritmos com o objetivo de trabalhar com problemas não suaves e não convexos e ao mesmo tempo garantir baixo esforço computacional. O método combina o BFGS (Broyden Fletcher Goldfarb Shanno), o método do feixe e o gradiente amostrado.

- BFGS. É um método baseado no método Quase-Newton, com uma direção de busca inexata. O método usa uma estimativa da derivada para calcular a inversa da matriz hessiana e então definir a direção de busca. A idéia central é gerar uma aproximação da derivada sem, no entanto, avaliar a matriz jacobiana, como é feito no método de Newton tradicional.
- Gradiente Amostrado. É um método desenvolvido especificamente para problemas não convexos e não suaves. O algoritmo utiliza a amostragem de vários gradientes ao longo do processo de otimização, o que melhora a direção de busca quando comparado com a estimativa de apenas um gradiente, como é o caso do BFGS. Para pontos de não suavidade, o algoritmo utiliza in-

formações dos autovetores à esquerda e à direita da matriz de estados para a estimação da derivada.

- Método do Feixe. É baseado no conceito de ϵ - *subdiferencial*, definido por uma configuração de subgradientes em uma vizinhança da iteração atual, sendo utilizado para avaliar a otimalidade do ponto encontrado.

O método parte com o BFGS, que utiliza apenas uma estimativa da derivada, por iteração, para realizar a busca. A otimalidade da solução encontrada é avaliada pelo método do feixe. O mínimo encontrado pelo BFGS é comparado com os gradientes de sua vizinhança. Caso a condição de mínimo não seja atendida, utiliza-se o método do gradiente amostrado para refinar a busca e encontrar uma solução melhor. A desvantagem, neste caso, é o tempo computacional, que aumenta devido ao maior número de amostragens, quando comparado com o BFGS [89]. As principais etapas do método são descritas no Algoritmo 4.

6.3.1.4 Otimização por Enxame de Partículas - PSO

O PSO foi desenvolvido em [95], baseado no comportamento de populações de pássaros, onde os membros tendem a seguir o líder do grupo, ou seja, aquele que apresenta o melhor desempenho.

O algoritmo é desenvolvido com base no conceito de posição e velocidade. A posição apresenta a solução do problema e a velocidade a direção de busca que é determinada levando-se em consideração três diferentes termos: a inércia, a memória e a cooperação.

- Inércia. A inércia, conduz o indivíduo para a direção que este vinha seguindo;
- Memória. A memória, atrai o indivíduo para a melhor posição encontrada por ele durante sua trajetória;
- Cooperação. A cooperação, conduz o indivíduo para a melhor posição até então encontrado pelo enxame.

A escolha da melhor posição de cada partícula, a cada iteração k , assim como a melhor posição do enxame é atualizada com base na memória e cooperação do enxame, prevalecendo o indivíduo mais apto para um determinado objetivo. Ao final do número máximo de

Algoritmo 4 Método Híbrido [94]

- 1: Inicia-se o processo de busca com o BFGS, através de uma condição inicial \mathbf{x}^k , com $k = 1$ e determina-se a estimativa da hessiana \mathbf{B}^k
- 2: Obtém-se a direção de busca \mathbf{p}^k , resolvendo $\mathbf{B}^k \mathbf{p}^k = -\nabla \mathbf{f}(\mathbf{x}^k)$
- 3: Realiza-se a procura fazendo $\mathbf{x}^{k+1} = \mathbf{x}^k + \alpha^k \mathbf{p}^k$, com $k = k + 1$, retornando-se ao passo 1, até atender o critério de parada. O parâmetro α^k é o tamanho do passo
- 4: Geram-se pontos aleatórios \mathbf{x}_v próximos de \mathbf{x}^{k+1} com diâmetro amostral η
- 5: Determina-se o subgradiente \mathbf{g}^k dos pontos \mathbf{x}_v e o gradiente $\nabla \mathbf{f}(\mathbf{x}^{k+1})$
 - i. Se nenhum \mathbf{g}^k apresentar direção descendente em relação a $\nabla \mathbf{f}(\mathbf{x}^{k+1})$, \mathbf{x}^{k+1} é a nova solução
 - ii. Se existir $\mathbf{g}^k < \nabla \mathbf{f}(\mathbf{x}^{k+1})$, determina-se uma nova direção de busca com o método do gradiente amostrado, sendo $\mathbf{x}^{k+1} = \mathbf{x}^k$ a nova condição inicial
- 6: A direção de busca \mathbf{d}^k é determinada por $\mathbf{d}^k = -\frac{\mathbf{g}^k}{\|\mathbf{g}^k\|_2}$
- 7: Determina-se o comprimento do passo \mathbf{t}^k

$$\begin{aligned} \mathbf{t}^k &= \max \gamma^S \\ \text{s.a. } S &\in \{0, 1, 2, \dots\} \text{ e} \\ \mathbf{f}(\mathbf{x}^k + \gamma^S \mathbf{d}^k) &< \mathbf{f}(\mathbf{x}^k) - \beta \gamma^S \|\mathbf{g}^k\|_2 \end{aligned} \quad (6.22)$$

onde γ é um fator de redução e β a condição de Armijo

- i. Se $\mathbf{f}(\mathbf{x}^k + \mathbf{t}^k \mathbf{d}^k)$ é diferenciável, calcular $\mathbf{x}^{k+1} = \mathbf{x}^k + \mathbf{t}^k \mathbf{d}^k$, com $k = k + 1$, retornando ao passo 6 até atender o critério de parada
 - ii. Se $\mathbf{f}(\mathbf{x}^k + \mathbf{t}^k \mathbf{d}^k)$ não é diferenciável, escolher um ponto \mathbf{x}_v , tal que $\mathbf{x}_v + \mathbf{t}^k \mathbf{d}^k$ seja diferenciável e calcular $\mathbf{x}^{k+1} = \mathbf{x}_v + \mathbf{t}^k \mathbf{d}^k$, com $k = k + 1$, retornando ao passo 6 até atender o critério de parada
-

iterações (gerações), o indivíduo com a melhor posição de todo o enxame é a solução ótima do problema de otimização. As principais etapas do método são descritas no Algoritmo 5.

Algoritmo 5 Método por Enxame de Partículas [95]

- 1: Faz-se $k = 1$ e cria-se uma população inicial aleatória com $i = 1, \dots, N$ indivíduos
- 2: Definir o vetor posição $\mathbf{s}_i^k = [s_{1D}^k, s_{2D}^k, \dots, s_{ND}^k]$ para a população inicial
- 3: Calcular o vetor velocidade inicial $\mathbf{v}_i^{k+1} = [v_{1D}^{k+1}, v_{2D}^{k+1}, \dots, v_{ND}^{k+1}]$, com $\mathbf{v}_i^{k+1} = w_{i0} \cdot \mathbf{v}_i^k$, onde D é definida pelo número de parâmetros dos controladores e v_{iD}^k é um valor constante inicial
- 4: Atualizar o vetor posição de cada partícula $\mathbf{s}_i^{k+1} = \mathbf{s}_i^k + \mathbf{v}_i^{k+1}$
- 5: Criar um vetor com a melhor posição de cada indivíduo $\mathbf{p}_i^k = [p_{1D}^k, p_{2D}^k, \dots, p_{ND}^k]$
- 6: Criar um vetor com a melhor posição ocupada pelo grupo de indivíduos $\mathbf{g}_i^k = [g_{1D}^k, g_{2D}^k, \dots, g_{ND}^k]$
- 7: Atualizar o vetor velocidade $\mathbf{v}_i^{k+1} = w_{i0} \mathbf{v}_i^k + r_1 w_{i1} (\mathbf{p}_i^k - \mathbf{s}_i^k) + r_2 w_{i2} (\mathbf{g}_i^k - \mathbf{s}_i^k)$, onde k representa o número de gerações
- 8: Repetir os itens 4 a 7 até que o número de gerações seja atingido

Nota: No cálculo da velocidade, \mathbf{v}_i^k é a velocidade do indivíduo i , na iteração k e \mathbf{s}_i^k é a posição do indivíduo. Os parâmetros w_{i1} e w_{i2} são duas constantes positivas e w_{i0} é uma função peso decrescente, o que reduz progressivamente a importância da inércia. Os parâmetros r_1 e r_2 são valores aleatórios entre 0 e 1.

Neste trabalho, o PSO é utilizado para a solução de problemas mono-objetivo, e uma extensão de sua formulação é aplicada a problemas multiobjetivo, através do MOPSO, conforme descrito na próxima seção.

6.3.1.5 Métodos de Otimização para a Solução de Problemas Mono-objetivo e Multiobjetivo

Os métodos de otimização aplicados a problemas mono-objetivo e multiobjetivo, são baseados em algoritmos evolucionários, que consideram estratégias evolucionárias e programação evolucionária [90]. Esses métodos tem uma característica de convergência probabilística e não baseiam-se na estimativa de derivadas, trabalham com uma população de indivíduos e não com um único ponto inicial, podem trabalhar tanto com parâmetros contínuos quanto discretos e não dependem exclusivamente da condição inicial definida [99].

Na literatura existem diversos algoritmos baseados em estratégias e programação evolucionária para os quais a formulação multiobjetivo pode ser aplicada [90, 100–103]. A escolha dos métodos foi baseada na velocidade de convergência do método, na obtenção de soluções não dominadas e na capacidade de solução de problemas não suaves e não convexos. Assim, o método NSGA_II baseado em estratégias evolucionárias e o método MOPSO, baseado em programação evolucionária foram escolhidos. Ambos os métodos utilizam o conceito de Pareto para obtenção de soluções não dominadas e apresentam um tempo de convergência satisfatório. O NSGA_II foi aplicado a projeto de controladores para sistemas de potência em [35, 92], já o MOPSO não encontrou-se, na literatura, aplicações do projeto de controladores para sistemas de potência.

No caso da aplicação desses métodos a problemas mono-objetivo, o conceito de fronteira de Pareto é desconsiderado e todas as soluções são não dominadas.

6.3.1.6 Otimização Multiobjetivo por Enxame de Partículas - MOPSO

O MOPSO utiliza quase as mesmas características do PSO porém, enquanto no PSO a solução é representada pelo melhor indivíduo da população, no MOPSO, um conjunto de soluções ótimas não dominadas é obtido para que seja possível traçar a fronteira de Pareto dos múltiplos objetivos do problema [91]. A diferença é que, no MOPSO, o operador de mutação e uma estratégia de reposição de partículas são utilizados para evitar que o método, ao longo do processo de otimização, convirja para uma solução não viável, ou não satisfatória. Nessa estratégia, os indivíduos com melhor aptidão são utilizados nas gerações seguintes para conduzir o grupo de partículas para a melhor solução. As principais etapas do método são descritas no Algoritmo 6.

Note que no MOPSO, um conjunto com as soluções não dominadas \mathbf{s}_i^{k+1} , é utilizado para traçar a fronteira de Pareto, enquanto que, no PSO apenas o indivíduo com a melhor solução \mathbf{g}_i^k é utilizado como solução ótima.

A velocidade do MOPSO é determinada pelo conjunto de soluções locais não dominadas \mathbf{p}_i^k e pelo conjunto de soluções globais não dominadas \mathbf{h}_i^k , as quais são armazenadas em um arquivo externo. Esse arquivo externo é criado para manter um histórico das soluções não dominadas e armazenar, a cada iteração, as novas soluções com o objetivo

Algoritmo 6 Método Multiobjetivo por Enxame de Partículas [91]

- 1: Faz-se $k = 1$ e cria-se uma população inicial aleatória com $i = 1, \dots, N$ indivíduos
- 2: Definir o vetor posição $\mathbf{s}_i^k = [s_{1D}^k, s_{2D}^k, \dots, s_{ND}^k]$ para a população inicial
- 3: Calcular o vetor velocidade inicial $\mathbf{v}_i^{k+1} = [v_{1D}^{k+1}, v_{2D}^{k+1}, \dots, v_{ND}^{k+1}]$, com $\mathbf{v}_i^{k+1} = w_{i0} \cdot v_{iD}^k$, onde v_{iD}^k é um valor constante inicial
- 4: Atualizar o vetor posição de cada partícula $\mathbf{s}_i^{k+1} = \mathbf{s}_i^k + \mathbf{v}_i^{k+1}$
- 5: Criar um vetor com a melhor posição não dominada de cada indivíduo $\mathbf{p}_i^k = [p_{1D}^k, p_{2D}^k, \dots, p_{ND}^k]$
- 6: Criar um vetor de reposição com as soluções não dominadas pelo grupo de indivíduos $\mathbf{h}_i^k = [h_{ND}^k, h_{ND}^k, \dots, h_{ND}^k]$
- 7: Atualizar o vetor velocidade $\mathbf{v}_i^{k+1} = w_{i0} \mathbf{v}_i^k + r_1 w_{i1} (\mathbf{p}_i^k - \mathbf{s}_i^k) + r_2 w_{i2} (\mathbf{h}_i^k - \mathbf{s}_i^k)$, considerando a melhor posição não dominada ocupada por cada indivíduo e a solução armazenada no vetor de reposição
- 8: Repetir os itens 4 a 7 até que o número de gerações seja atingido

Nota: No cálculo da velocidade, \mathbf{v}_i^k é a velocidade do indivíduo i , na iteração k e \mathbf{s}_i^k é a posição do indivíduo. Os parâmetros w_{i1} e w_{i2} são duas constantes positivas e w_{i0} é uma função peso decrescente, o que reduz progressivamente a importância da inércia. Os parâmetros r_1 e r_2 são valores aleatórios entre 0 e 1.

de melhorar o processo de busca do método, obtendo apenas soluções não dominadas ao final do processo de otimização.

6.3.1.7 Algoritmo Genético de Seleção não Dominada - NSGA_II

O Algoritmo Genético de Seleção não Dominada - NSGA_II [104] é baseado na seleção de soluções não dominadas, de uma população de indivíduos, obtidas através da fronteira de Pareto.

A cada iteração são avaliados quais indivíduos da população dominam o restante do conjunto. Assim, cada indivíduo assume uma posição com o número de indivíduos que ele domina, denominado *rank*. Além disso, um outro índice de decisão é utilizado, a *distância de cruzamento*, que mede a distância de cada indivíduo de sua vizinhança. Logo, duas funções são utilizadas para avaliar a aptidão de cada indivíduo em relação aos objetivos definidos.

Baseado nos dois indicadores, 50% da população com os melhores indivíduos é selecionada para as operações de *cruzamento* e *mutação*. Como dois descendentes são gerados por indivíduo durante o cruzamento, a nova população de indivíduos tem a mesma dimensão da po-

pulação inicial. Para a nova população de indivíduos, a dominância e a distância de cruzamento são novamente avaliadas e o processo se repete até que o número de gerações seja atendido. As principais etapas do método são descritas no Algoritmo 7.

Algoritmo 7 Método de Seleção Não Dominada [104]

- 1: Faz-se $k = 1$ e cria-se uma população inicial aleatória com $i = 1, \dots, N$ indivíduos, com o número de variáveis de decisão D , que representam o número de parâmetros dos controladores $\mathbf{s}_i^k = [s_{1D}^k, s_{2D}^k, \dots, s_{ND}^k]$
- 2: Avaliar a dominância e a distância de cruzamento de cada um dos N indivíduos para as funções objetivo do problema
- 3: Selecionar 50% dos melhores indivíduos da população, baseado na dominância e na distância de cruzamento
- 4: Realizar o cruzamento binário dos parentes selecionados \mathbf{s}_{jD}^k e \mathbf{s}_{mD}^k para geração dos descendentes conforme:
 - i. $\mathbf{d}_{jD}^k = \frac{1}{2}[(1 - \beta_k)\mathbf{s}_{jD}^k + (1 + \beta_k)\mathbf{s}_{mD}^k]$ e
 - ii. $\mathbf{d}_{mD}^k = \frac{1}{2}[(1 + \beta_k)\mathbf{s}_{jD}^k + (1 - \beta_k)\mathbf{s}_{mD}^k]$
 onde $j = 1, \dots, \frac{N}{2}$ e $m = 1, \dots, \frac{N}{2}$ são soluções aleatórias selecionadas da população de dimensão $\frac{N}{2}$.
- 5: Determinar a nova população de N indivíduos $\mathbf{s}_{iD}^k = \mathbf{d}_{jD}^k \cup \mathbf{d}_{mD}^k$
- 6: Realizar a mutação polinomial para cada descendente através de $\mathbf{s}_{iD}^{k+1} = \mathbf{s}_{iD}^k + (\mathbf{p}_{uD} - \mathbf{p}_{lD})\delta_k$, considerando:
 - i. $\delta_k = (2r_k)^{\frac{1}{\eta_m + 1}} - 1$, se $r_k < 0.5$ ou
 - ii. $\delta_k = 1 - [2(1 - r_k)]^{\frac{1}{\eta_m + 1}}$, se $r_k \geq 0.5$
- 7: Repetir os itens 2 a 6 até que o número de gerações seja atingido

Nota: No código o descendente \mathbf{s}_{iD}^{k+1} é a solução do problema ao final do número de gerações. O parâmetro β_k é um número aleatório (≥ 0), \mathbf{p}_{uD} e \mathbf{p}_{lD} são os limites máximos e mínimos de cada parente respectivamente, r_k é um número aleatório entre $(0,1)$ e η_m é o fator de distribuição da mutação. Os descendentes sofrem uma mutação polinomial, onde os limites mínimos e máximos de cada componente são considerados. Esses limites evitam controladores com ganhos excessivos, pois todos os parâmetros, de cada indivíduo, ficam limitados.

6.4 Implementação Computacional

O projeto dos controladores para os sistemas de potência, utilizando a metodologia de projeto paramétrico proposta, foi realizado através de uma plataforma de simulação.

A utilização de um conjunto de funções objetivo e um conjunto de métodos de otimização, assim como diferentes estruturas de controle,

com ou sem sinais remotos, foram integrados em um único código principal com o modelo dos sistemas elétricos linearizados.

A linearização dos sistemas elétricos foi realizada utilizando-se o PacDyn. Uma interface entre o PacDyn e Matlab foi desenvolvida para a representação do sistema na forma de espaço de estados no Matlab. O PacDyn e o Anarede são softwares desenvolvidos pelo CEPEL (Centro de Pesquisas de Energia Elétrica) para análise de modos eletromecânicos e análise de redes, respectivamente ¹.

A elaboração da plataforma de simulação tem por objetivo permitir ao usuário/projetista a escolha das características de projeto do controlador, com base nos dados nela contido, ou incluir novos índices, modelos e métodos. Além disto, a plataforma de simulação também foi desenvolvida com o objetivo de gerar uma futura *toolbox* com os métodos de projeto paramétricos.

O processo resumido executado pela plataforma para o projeto dos controladores é ilustrado na Figura 20.

6.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados a metodologia proposta, baseada nos métodos de projeto paramétricos, através da formulação das funções mono-objetivo e multiobjetivo, e os métodos de otimização utilizado para solucionar os problemas formulados.

Os índices de desempenho, a modelagem do sistema elétrico e dos controladores apresentados nos capítulos anteriores, foram implementados em uma plataforma de simulação computacional, a qual permitiu a obtenção dos resultados para os sistemas testes avaliados, os quais são apresentados no próximo capítulo.

¹Versões acadêmicas, licenciadas a UFSC, dos softwares desenvolvidos pelo CEPEL, foram utilizadas

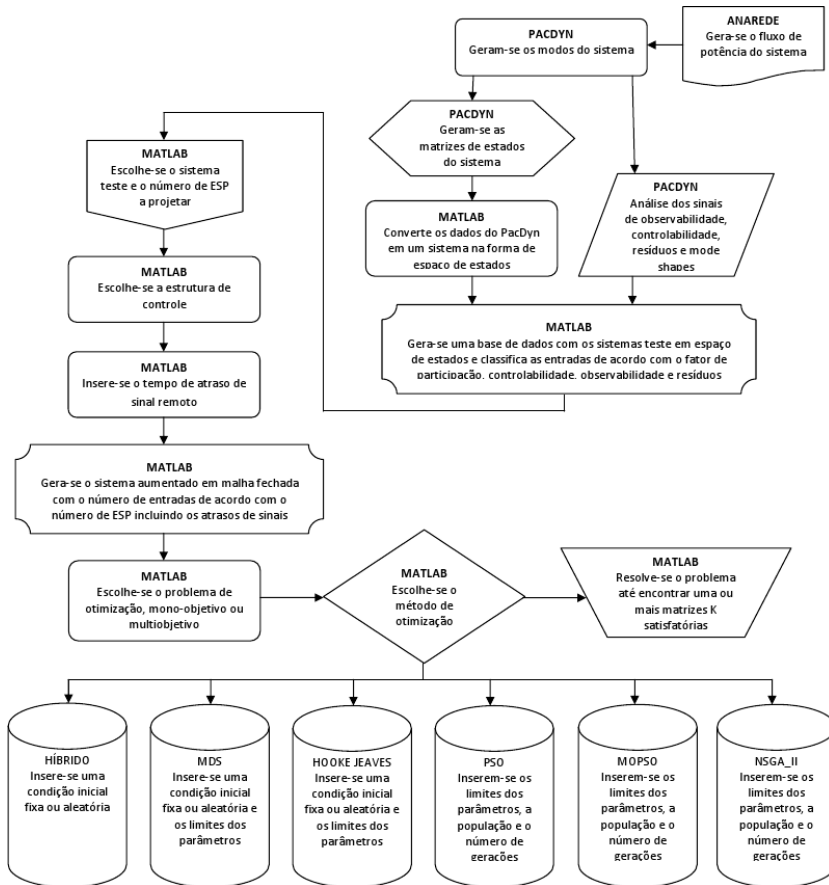


Figura 20 – Plataforma Computacional para Projeto dos Controladores

7 RESULTADOS

7.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os resultados dos controladores projetados pelos diferentes índices de desempenho formulados e métodos de otimização aplicados a três diferentes sistemas: o sistema equivalente Sul-Sudeste com 5 geradores e 7 linhas de transmissão; o conhecido sistema New England com 10 máquinas (sendo uma um barramento infinito) e 39 barras e o sistema New England New York com 16 geradores e 160 estados.

O desempenho e a robustez dos controladores, utilizando as diferentes estruturas de controle propostas, é avaliado através de variações nos parâmetros do sistema e mudanças topológicas, tais como: aumento da geração ou carga; retirada de linhas críticas; e perda de controladores ou sinais.

Discussões envolvendo outros métodos de projeto de controle robusto são consideradas para embasar a metodologia e justificar a escolha dos métodos paramétricos como uma alternativa para os projetistas de controle de sistemas elétricos de potência.

Embora a metodologia proposta permita a escolha da ordem do controlador, neste trabalho, somente controladores de segunda ordem são projetados. Os parâmetros dos controladores, usando as diferentes funções objetivos e métodos de otimização, foram limitados de acordo com a Tabela 1.

Tabela 1 – Limites dos Parâmetros dos Controladores [5]

Parâmetro	Mínimo	Máximo
k_i	0.01	100
α_i	0.01	10
w_i	1.2	13

O limite dos parâmetros foi definido com base no projeto de controladores convencionais [5, 35, 105]. O parâmetro w_i representa a faixa de frequências dos modos eletromecânicos de oscilação, em rad/s . O parâmetro α_i representa a faixa de avanço de fase dos controladores e o parâmetro k_i a faixa de ganho dos controladores [105]. O parâmetro k_i é influenciado pelo ganho do RAT, ou seja, depende do sistema, enquanto

que os parâmetros α_i e w_i não [5]. Em alguns casos específicos, foi necessário variar esses limites para facilitar a convergência do método de otimização.

Os resultados deste capítulo foram obtidos usando-se os softwares PacDyn [106], Anatem [107], Anarede [108], EigTool [109] e Matlab [110].

7.2 Sistema Equivalente Sul-Sudeste

Nesta seção, são realizados vários estudos no sistema equivalente Sul-Sudeste utilizando-se os índices de desempenho propostos e os diferentes métodos de otimização.

O desempenho e robustez dos controladores é avaliado considerando os métodos de otimização aplicados aos problemas mono-objetivo e multiobjetivo. As soluções da fronteira de Pareto são comparadas para provar o critério de escolha da seção 6.2.5 e um estudo considerando a redução do esforço do controle também é apresentado.

7.2.1 Descrição do Sistema

O sistema equivalente Sul-Sudeste é apresentado na Figura 21. Esse sistema é composto por 5 máquinas síncronas, sendo que uma representa o sistema equivalente da região sudeste do Brasil. Os geradores são representados por um modelo de quinta ordem e os reguladores de tensão por um modelo de primeira ordem. Os dados completos do sistema podem ser obtidos em [41].

7.2.2 Desempenho em Malha Aberta

Através da análise modal realizada no PacDyn [106], verificou-se que o sistema apresenta dois modos inter-área dominantes: um correspondente a oscilações entre o sistema Sudeste e Itaipu (modo 1) e outro associado à oscilação do sistema Sul (Salto Santiago, Salto Segredo e Foz de Areia) contra o sistema Sudeste e Itaipú juntos (modo 2), conforme apresentado nas Figuras 22 e 23.

Na escala à direita, das figuras, estão representadas as unidades de geração associadas as respectivas barras do sistema. Os dois modos dominantes do sistema são apresentados na Tabela 2.

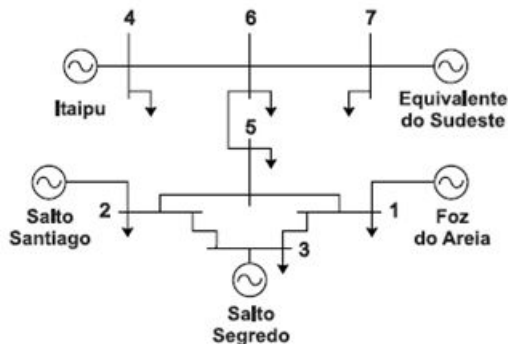
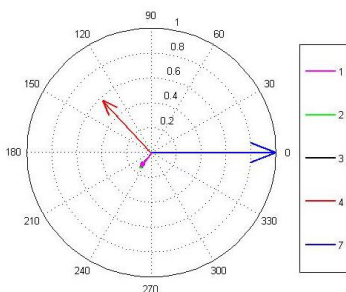
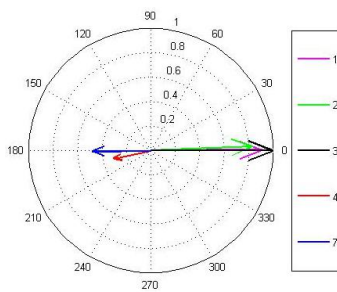


Figura 21 – Sistema Equivalente Sul-Sudeste

Figura 22 – Mode Shape para
Modo 1Figura 23 – Mode Shape para Modo
2

Além do sistema ser instável, ele apresenta um problema adicional de controlabilidade modal que existe em sistemas multi-máquina onde, alguns geradores, dependendo de sua localização, capacidade e distância de grandes centros de carga são incapazes de fornecer amortecimento através de controle de excitação de um modo inter-área pouco amortecido. Este problema é ilustrado na presença de um par de zeros complexos conjugados mal amortecidos da função de transferência da malha de controle de excitação de Itaipu. Como esse par de zeros, por meio de mudanças no sistema, aproxima-se do par de polos eletromecânicos a ser amortecido, a controlabilidade de um ESP instalado neste gerador sobre este par de polo fica baixa. Por esta razão, e também conforme já citado em outros trabalhos [30], dois ESP são

Tabela 2 – Autovalores Dominante em Malha Aberta

Modo	Autovalor	Frequência (Hz)	Amortecimento (%)
1	$0.64 \pm 5.39i$	0.86	-11.9
2	$-0.22 \pm 5.87i$	0.93	3.84

projetados para que seja possível obter a estabilidade e robustez do sistema.

Para o modo menos amortecido (modo 1) também realizou-se uma análise dos índices de controlabilidade e observabilidade e fatores de participação no PacDyn [106]. A *unidade de geração de Itaipu* foi a que apresentou os maiores índices de controlabilidade, observabilidade e fator de participação. A segunda unidade de geração que apresentou os maiores índices foi a *unidade associada a barra de Salto Segredo*. Assim, escolheu-se as unidades de *Salto Segredo* e *Itaipu* para o projeto de dois controladores utilizando-se sinais locais de velocidade.

7.2.3 Projeto de Controladores Usando Problemas Mono-objetivo

Nesta seção são apresentados os resultados obtidos com os métodos de otimização aplicados a problemas mono-objetivo usando os diferentes índices de desempenho apresentados. Os resultados apresentam o modo dominante do sistema em malha fechada, para o caso nominal e três outros casos perturbados, conforme Tabela 3.

Tabela 3 – Condições de Operação em Malha Aberta

Condição	Descrição
P1	Condição nominal de operação
P2	Reatância da linha 5-1 dobrada
P3	Aumento de 30% na carga de Salto Segredo
P4	Aumento de 10% na geração de Salto Segredo

Os resultados obtidos para o projeto de dois ESP, com os índices de desempenho avaliados, utilizando-se os métodos de otimização de Hooke-Jeeves, MDS, Método Híbrido e PSO são apresentados nas Tabelas 4 a 7.

Tabela 4 – Autovalores Dominantes para Múltiplos Cenários - Método do Hooke Jeaves

Função Objetivo	P1	P2	P3	P4
F_0	$-1.20 \pm 12.07i$ $\zeta_j = 9.44\%$	$-0.45 \pm 5.46i$ $\zeta_j = 8.24\%$	$-1.18 \pm 12.71i$ $\zeta_j = 9.28\%$	$-1.19 \pm 13.04i$ $\zeta_j = 9.11\%$
F_1	$-0.54 \pm 6.22i$ $\zeta_j = 8.71\%$	$-0.37 \pm 5.68i$ $\zeta_j = 6.64\%$	$-0.58 \pm 6.34i$ $\zeta_j = 9.25\%$	$-0.37 \pm 4.80i$ $\zeta_j = 7.67\%$
F_2	$-0.88 \pm 10.07i$ $\zeta_j = 8.73\%$	$-0.46 \pm 5.86i$ $\zeta_j = 7.98\%$	$-0.87 \pm 10.06i$ $\zeta_j = 8.62\%$	$-0.47 \pm 6.23i$ $\zeta_j = 7.62\%$
F_3	$-0.83 \pm 12.49i$ $\zeta_j = 6.62\%$	$-0.82 \pm 12.47i$ $\zeta_j = 6.62\%$	$-0.80 \pm 12.5i$ $\zeta_j = 6.44\%$	$-0.72 \pm 12.80i$ $\zeta_j = 5.68\%$
F_5	$-0.25 \pm 6.21i$ $\zeta_j = 4.04\%$	$-0.02 \pm 4.65i$ $\zeta_j = 0.55\%$	$-0.28 \pm 6.29i$ $\zeta_j = 4.53\%$	$-0.08 \pm 4.83i$ $\zeta_j = 1.75\%$
F_6	$-0.14 \pm 5.05i$ $\zeta_j = 2.87\%$	$-0.12 \pm 5.04i$ $\zeta_j = 2.55\%$	$-0.21 \pm 5.06i$ $\zeta_j = 4.31\%$	$-0.09 \pm 5.05i$ $\zeta_j = 1.80\%$

Na Tabela 4 é possível observar que a solução obtida com a função mono-objetivo da abscissa pseudoespectral F_3 conduz a um desempenho robusto dos controladores projetados em malha fechada com o sistema de potência. O fator de amortecimento e a frequência do modo dominante mantiveram-se quase inalterados para os diferentes casos avaliados.

As soluções obtidas com as funções F_5 e F_6 apresentaram fator de amortecimento abaixo de 5%. Isso ocorreu porque o método do Hooke-Jeaves não é um método desenvolvido especificamente para trabalhar com problemas de natureza não suave e não convexa. Além disso o método de otimização depende do valor da condição inicial atribuída para encontrar uma solução satisfatória. Soluções com maior fator de amortecimento poderiam ser obtidas a medida que uma boa condição inicial fosse atribuída. O problema é como atribuir uma boa condição inicial quando utilizam-se diferentes funções objetivos.

As soluções para diferentes funções mono-objetivos obtidas com o método MDS são apresentadas na Tabela 5. Os resultados são equivalentes aos obtidos com o método de Hooke-Jeaves. Ambos métodos de otimização são baseados na busca direta de soluções. A função F_3 novamente apresentou boa robustez e a função F_6 novamente apresentou fator de amortecimento abaixo de 5%.

Soluções satisfatórias foram obtidas com as diferentes funções mono-objetivos solucionadas pelo método híbrido, conforme Tabela 6. Por tratar-se de um método de otimização desenvolvido especificamente

Tabela 5 – Autovalores Dominantes para Múltiplos Cenários - Método MDS

Função Objetivo	P1	P2	P3	P4
F_0	$-0.37 \pm 5.09i$ $\zeta_j = 7.41\%$	$-0.31 \pm 5.08i$ $\zeta_j = 6.08\%$	$-0.46 \pm 5.08i$ $\zeta_j = 9.04\%$	$-0.31 \pm 5.12i$ $\zeta_j = 6.15\%$
F_1	$-0.49 \pm 5.39i$ $\zeta_j = 9.10\%$	$-0.16 \pm 5.48i$ $\zeta_j = 3.06\%$	$-0.60 \pm 5.37i$ $\zeta_j = 11.26\%$	$-0.37 \pm 5.43i$ $\zeta_j = 6.87\%$
F_2	$-0.29 \pm 5.09i$ $\zeta_j = 5.71\%$	$-0.23 \pm 5.07i$ $\zeta_j = 4.65\%$	$-0.64 \pm 9.27i$ $\zeta_j = 6.92\%$	$-0.23 \pm 5.10i$ $\zeta_j = 4.50\%$
F_3	$-0.80 \pm 13.22i$ $\zeta_j = 6.05\%$	$-0.80 \pm 13.20i$ $\zeta_j = 6.05\%$	$-0.77 \pm 13.23i$ $\zeta_j = 5.85\%$	$-0.75 \pm 13.53i$ $\zeta_j = 5.59\%$
F_6	$-0.20 \pm 5.83i$ $\zeta_j = 3.46\%$	$-0.00012 \pm 5.48i$ $\zeta_j = 0.002\%$	$-0.26 \pm 5.92i$ $\zeta_j = 4.50\%$	$-0.13 \pm 5.76i$ $\zeta_j = 2.33\%$

Tabela 6 – Autovalores Dominantes para Múltiplos Cenários - Método Híbrido

Função Objetivo	P1	P2	P3	P4
F_0	$-1.09 \pm 10.36i$ $\zeta_j = 10.54\%$	$-0.30 \pm 5.37i$ $\zeta_j = 5.62\%$	$-1.08 \pm 10.36i$ $\zeta_j = 10.44\%$	$-1.03 \pm 10.56i$ $\zeta_j = 9.74\%$
F_1	$-0.28 \pm 5.61i$ $\zeta_j = 5.04\%$	$-0.10 \pm 5.61i$ $\zeta_j = 1.90\%$	$-0.42 \pm 5.62i$ $\zeta_j = 7.51\%$	$-0.16 \pm 5.60i$ $\zeta_j = 2.88\%$
F_2	$-0.75 \pm 10.33i$ $\zeta_j = 7.29\%$	$-0.75 \pm 10.34i$ $\zeta_j = 7.32\%$	$-0.74 \pm 10.33i$ $\zeta_j = 7.16\%$	$-0.68 \pm 10.52i$ $\zeta_j = 6.49\%$
F_3	$-1.09 \pm 11.17i$ $\zeta_j = 9.74\%$	$-0.40 \pm 5.28i$ $\zeta_j = 7.71\%$	$-1.07 \pm 11.17i$ $\zeta_j = 9.61\%$	$-1.02 \pm 11.41i$ $\zeta_j = 8.91\%$
F_6	$-0.59 \pm 9.99i$ $\zeta_j = 5.98\%$	$-0.60 \pm 10.00i$ $\zeta_j = 6.02\%$	$-0.58 \pm 9.98i$ $\zeta_j = 5.84\%$	$-0.52 \pm 10.18i$ $\zeta_j = 5.14\%$
F_8	$-0.89 \pm 10.63i$ $\zeta_j = 8.34\%$	$-0.36 \pm 5.56i$ $\zeta_j = 6.63\%$	$-0.87 \pm 10.63i$ $\zeta_j = 8.21\%$	$-0.81 \pm 10.84i$ $\zeta_j = 7.47\%$

para trabalhar com problemas de natureza não suave e não convexa foi possível obter soluções melhores que as obtidas com os métodos do Hooke-Jeeves e o MDS.

A função F_1 não apresentou boas propriedades de robustez pois, diante das perturbações avaliadas o fator de amortecimento obtido com essa função ficou abaixo de 5% em alguns casos. Isso ocorreu porque essa função não considera nenhum requisito de robustez, logo era de se esperar apenas a estabilidade para o ponto nominal considerado.

Tabela 7 – Autovalores Dominantes para Múltiplos Cenários - Método PSO

Função Objetivo	P1	P2	P3	P4
F_0	$-0.83 \pm 9.46i$ $\zeta_j = 8.83\%$	$-0.82 \pm 9.47i$ $\zeta_j = 8.65\%$	$-0.59 \pm 7.88i$ $\zeta_j = 7.46\%$	$-0.65 \pm 9.69i$ $\zeta_j = 6.79\%$
F_1	$-0.36 \pm 4.44i$ $\zeta_j = 8.12\%$	$-0.33 \pm 4.38i$ $\zeta_j = 7.64\%$	$-0.90 \pm 10.19i$ $\zeta_j = 8.87\%$	$-0.33 \pm 4.45i$ $\zeta_j = 7.43\%$
F_2	$-0.28 \pm 3.05i$ $\zeta_j = 9.36\%$	$-0.18 \pm 3.01i$ $\zeta_j = 6.04\%$	$-1.39 \pm 12.56i$ $\zeta_j = 11.04\%$	$-0.27 \pm 3.05i$ $\zeta_j = 9.03\%$

Com o método de otimização evolucionário do PSO também foi possível obter soluções adequadas para o sistema de potência em malha fechada com os controladores projetados. A Tabela 7 mostra diferentes soluções obtidas com esse método. A vantagem do PSO, em relação aos métodos de otimização anteriores, é que não foi preciso variar as condições iniciais para obter uma solução satisfatória.

7.2.3.1 Análise Não-Linear

O desempenho e robustez dos controladores é também avaliado através de simulações no tempo, com o objetivo de levar em conta as não linearidades do sistema. Os controladores usados nessa análise foram obtidos usando os métodos de otimização de busca direta (Hooke-Jeeves e MDS).

O desempenho dos controladores é avaliado através de uma perturbação no sistema. Um curto-circuito trifásico é aplicado a barra 5 por 50ms e eliminado após 50ms através da abertura da linha 5-1, a qual é religada após 50ms. Os resultados obtidos com diferentes índices de desempenho são apresentados na Figura 24, com o uso do método de Hooke-Jeeves.

A robustez dos controladores é avaliada através de uma variação na topologia do sistema. A reatância da linha 5-1 é dobrada e o mesmo curto-circuito na barra 5 é simulado. Os resultados obtidos com os diferentes índices de desempenho são apresentados na Figura 25, com o uso do método MDS.

As simulações confirmam que soluções satisfatórias, com adequado amortecimento e robustez para o sistema elétrico de potência são obtidas.

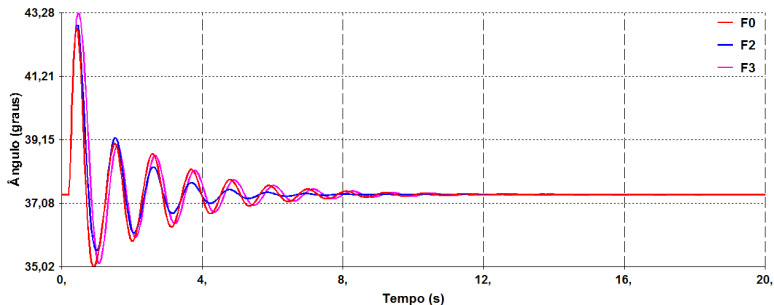


Figura 24 – Ângulo na barra de Itaipu - Método do Hooke-Jeeves

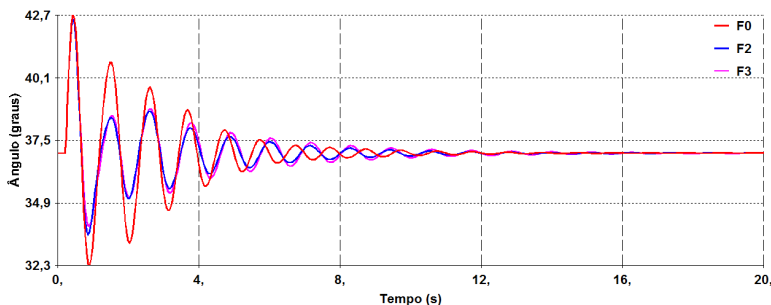


Figura 25 – Ângulo na barra de Itaipu - Método MDS

7.2.3.2 Avaliação das Soluções

A otimização dos índices de desempenho e robustez é uma boa aproximação para a obtenção de controladores de baixa ordem, incluindo requisitos de robustez. A solução dos problemas de natureza não suave e não convexa foi facilmente resolvida pelos métodos de otimização avaliados.

Os resultados apresentados nessa seção mostram que até mesmo simples métodos de busca direta podem ser usados para a solução dos problemas de otimização. Os resultados dos métodos de busca direta são comparáveis aos resultados obtidos pelo método híbrido, o qual foi desenvolvido para problemas não suaves e não convexos e o PSO.

Os métodos de otimização baseados na estimativa de derivadas (Hooke-Jeeves, MDS e Híbrido) apresentaram extrema dependência das

condições iniciais para a obtenção de soluções satisfatórias. Dependendo do método e do índice de desempenho foi necessário variar as condições iniciais até que fosse possível encontrar um sistema estável em malha fechada, o que demandou grande esforço de trabalho na tentativa de encontrar uma solução viável. Por esta razão, os parâmetros dos controladores, para esses métodos de otimização, não foram limitados, com o objetivo de facilitar a busca de uma solução satisfatória. Ao contrário dos métodos baseados na estimativa de derivadas, com PSO não foi necessário variar as condições iniciais. O método não apresentou dificuldade de convergência para as condições iniciais atribuídas.

A abscissa pseudoespectral F_3 apresentou um tempo computacional de três a cinco vezes maior que a abscissa espectral, dependendo do método de otimização utilizado, devido ao fato de considerar o pseudo-espectro como restrição do problema de otimização. Um tempo equivalente também foi obtido com as funções pseudoespectrais F_4 e F_5 . O tempo computacional aproximado, necessário para a convergência desses problemas, utilizando-se um processador Intel(R) Core(TM) i5-2410M CPU @ 2.30GHz é apresentado na Tabela 8 para os diferentes métodos de otimização utilizados.

Tabela 8 – Tempo Computacional para F_0 e F_3

	F_0	F_3
Hooke-Jeeves	1 min	3 min
MDS	1 min	3 min
Híbrido	3 min	15 min
PSO	2 min	7 min

Os resultados sugerem que encontrar um índice de desempenho adequado que contemple estabilidade e robustez é mais crítico do que a escolha do método de otimização. Além disso, um conjunto de soluções pode ser gerado com as diferentes funções objetivos e os métodos de otimização, no qual o projetista pode escolher a mais viável.

7.2.4 Projeto de Controladores Usando Problemas Multiobjetivo

Nesta seção, são apresentados os resultados obtidos com os métodos evolucionários multiobjetivo usando as diferentes combinações de índices de desempenho e robustez. Os índices são combinados num

problema multiobjetivo de tal forma a considerar no mínimo requisitos de estabilidade e robustez.

Os resultados apresentam o modo dominante para a solução ótima obtida da fronteira de Pareto que garante um amortecimento mínimo de 5% para o sistema nominal e é a mais robusta possível. As mesmas perturbações da análise mono-objetivo são simuladas para avaliar a robustez dos controladores. Dois controladores são instalados nas unidades geradoras das barras 3 e 4 do sistema da Figura 21.

Os resultados obtidos com a combinação dos índices de desempenho e robustez avaliados, utilizando-se o método de otimização o NSGA_II e o MOPSO, são apresentados nas Tabelas 9 e 10.

Tabela 9 – Autovalores Dominantes para Múltiplos Cenários - Método NSGA_II

Função Objetivo	P1	P2	P3	P4
F_{06}	$-0.76 \pm 11.47i$ $\zeta_j = 6.66\%$	$-0.37 \pm 5.83i$ $\zeta_j = 6.43\%$	$-0.74 \pm 11.47i$ $\zeta_j = 6.51\%$	$-0.34 \pm 6.09i$ $\zeta_j = 5.58\%$
F_{16}	$-0.49 \pm 5.62i$ $\zeta_j = 8.73\%$	$-0.38 \pm 5.41i$ $\zeta_j = 7.14\%$	$-0.60 \pm 5.62i$ $\zeta_j = 10.72\%$	$-0.39 \pm 5.62i$ $\zeta_j = 7.08\%$
F_{26}	$-0.87 \pm 12.89i$ $\zeta_j = 6.77\%$	$-0.33 \pm 5.64i$ $\zeta_j = 5.98\%$	$-0.85 \pm 12.90i$ $\zeta_j = 6.63\%$	$-0.74 \pm 13.15i$ $\zeta_j = 5.64\%$
F_{36}	$-0.75 \pm 11.43i$ $\zeta_j = 6.55\%$	$-0.37 \pm 5.84i$ $\zeta_j = 6.43\%$	$-0.73 \pm 11.44i$ $\zeta_j = 6.41\%$	$-0.34 \pm 6.09i$ $\zeta_j = 5.57\%$
F_{07}	$-0.71 \pm 12.05i$ $\zeta_j = 5.92\%$	$-0.71 \pm 12.01i$ $\zeta_j = 5.92\%$	$-0.69 \pm 12.02i$ $\zeta_j = 5.76\%$	$-0.62 \pm 12.29i$ $\zeta_j = 5.07\%$
F_{17}	$-0.72 \pm 9.52i$ $\zeta_j = 7.54\%$	$-1.07 \pm 13.76i$ $\zeta_j = 7.77\%$	$-0.71 \pm 9.54i$ $\zeta_j = 7.42\%$	$-0.94 \pm 14.11i$ $\zeta_j = 6.69\%$
F_{27}	$-0.52 \pm 5.77i$ $\zeta_j = 8.98\%$	$-0.38 \pm 5.55i$ $\zeta_j = 6.87\%$	$-1.51 \pm 15.45i$ $\zeta_j = 9.74\%$	$-0.40 \pm 5.77i$ $\zeta_j = 6.91\%$
F_{37}	$-0.63 \pm 9.71i$ $\zeta_j = 6.51\%$	$-0.34 \pm 5.80i$ $\zeta_j = 5.93\%$	$-0.62 \pm 9.68i$ $\zeta_j = 6.41\%$	$-0.55 \pm 9.89i$ $\zeta_j = 5.60\%$

De acordo com as Tabelas 9 e 10, as soluções obtidas com os problemas multiobjetivo, solucionadas pelos métodos MOPSO e NSGA_II, apresentaram maior robustez que as soluções obtidas com os problemas mono-objetivos. Isso ocorreu porque essas funções combinam requisitos de estabilidade e robustez, os quais são resolvidos de forma simultânea no projeto dos controladores.

Os resultados com o método NSGA_II foram obtidos com população de 20 a 100 indivíduos e entre 300 e 1000 gerações. Já os

Tabela 10 – Autovalores Dominantes para Múltiplos Cenários - Método MOPSO

Função Objetivo	P1	P2	P3	P4
F_{06}	$-0.59 \pm 10.42i$ $\zeta_j = 5.67\%$	$-0.62 \pm 10.36i$ $\zeta_j = 6.05\%$	$-0.58 \pm 10.44i$ $\zeta_j = 5.55\%$	$-0.60 \pm 10.41i$ $\zeta_j = 5.78\%$
F_{16}	$-0.71 \pm 11.48i$ $\zeta_j = 6.22\%$	$-0.35 \pm 5.57i$ $\zeta_j = 6.36\%$	$-0.70 \pm 11.51i$ $\zeta_j = 6.11\%$	$-0.35 \pm 5.80i$ $\zeta_j = 6.04\%$
F_{26}	$-1.29 \pm 18.14i$ $\zeta_j = 7.09\%$	$-1.30 \pm 18.01i$ $\zeta_j = 7.20\%$	$-1.29 \pm 18.16i$ $\zeta_j = 7.10\%$	$-1.28 \pm 18.13i$ $\zeta_j = 7.09\%$
F_{36}	$-0.76 \pm 10.90i$ $\zeta_j = 6.96\%$	$-0.35 \pm 5.64i$ $\zeta_j = 6.29\%$	$-0.74 \pm 10.92i$ $\zeta_j = 6.83\%$	$-0.34 \pm 5.88i$ $\zeta_j = 5.79\%$
F_{07}	$-1.00 \pm 15.08i$ $\zeta_j = 6.64\%$	$-0.99 \pm 15.04i$ $\zeta_j = 6.57\%$	$-0.98 \pm 15.10i$ $\zeta_j = 6.49\%$	$-0.85 \pm 15.46i$ $\zeta_j = 5.51\%$
F_{17}	$-0.64 \pm 9.99i$ $\zeta_j = 6.39\%$	$-0.34 \pm 5.66i$ $\zeta_j = 6.05\%$	$-0.63 \pm 10.02i$ $\zeta_j = 6.27\%$	$-0.30 \pm 5.88i$ $\zeta_j = 5.16\%$
F_{27}	$-1.28 \pm 18.59i$ $\zeta_j = 6.87\%$	$-1.32 \pm 18.54i$ $\zeta_j = 7.12\%$	$-1.26 \pm 18.61i$ $\zeta_j = 6.76\%$	$-1.29 \pm 18.59i$ $\zeta_j = 6.96\%$
F_{37}	$-0.95 \pm 15.31i$ $\zeta_j = 6.19\%$	$-0.93 \pm 15.28i$ $\zeta_j = 6.12\%$	$-1.39 \pm 12.56i$ $\zeta_j = 11.04\%$	$-0.93 \pm 15.33i$ $\zeta_j = 6.05\%$

resultados com o MOPSO foram obtidos com população de 50 a 200 indivíduos e entre 500 e 1500 gerações.

Os parâmetros dos controladores são mostrados na Tabela 11, onde ESP_3 e ESP_4 indicam os estabilizadores de Salto Segredo (barra 3) e Itaipu (barra 4), respectivamente.

7.2.4.1 Avaliação das Soluções

A utilização de um conjunto de requisitos de desempenho e robustez gera um conjunto de soluções ótimas capazes de atender a diversos requisitos de desempenho. Embora a solução de problemas com múltiplos objetivos seja um problema mais difícil de resolver, quando os objetivos são de naturezas distintas, os métodos de otimização encontraram resultados adequados para os problemas formulados.

Nos métodos de otimização aplicados a problemas multiobjetivo, não encontrou-se dificuldade para a obtenção de soluções satisfatórias, independente da condição inicial fixa ou aleatória atribuída. Porém, esses métodos de otimização apresentaram maior esforço computacional. Isso ocorreu porque esses métodos utilizam a fronteira de Pareto para

Tabela 11 – Controladores obtidos com NSGA.II e MOPSO

<i>Controladores Obtidos com NSGA.II</i>		
Função Objetivo	ESP_3	ESP_4
F_{06}	$k_{11} = \frac{185.2s^2+5172s+36100}{s^2+55.71s+775.8}$	$k_{22} = \frac{501.9s^2+1650s+1486}{s^2+20.28s+102.8}$
F_{36}	$k_{11} = \frac{183s^2+5203s+36990}{s^2+56.27s+791.5}$	$k_{22} = \frac{457.1s^2+1642s+1474}{s^2+20.3s+103}$
F_{17}	$k_{11} = \frac{469.8s^2+8842s+41610}{s^2+55.57s+772.1}$	$k_{22} = \frac{284.7s^2+196.8s+33.99}{s^2+13.82s+47.76}$
F_{37}	$k_{11} = \frac{35.07s^2+114.1s+92.79}{s^2+1.927s+0.927}$	$k_{22} = \frac{205.7s^2+190s+44.3}{s^2+18.56s+86.11}$
<i>Controladores Obtidos com MOPSO</i>		
Função Objetivo	ESP_3	ESP_4
F_{06}	$k_{11} = \frac{347s^2+5301s+20250}{s^2+41.82s+437.2}$	$k_{22} = \frac{604s^2+3659s+5542}{s^2+28.71s+206.1}$
F_{36}	$k_{11} = \frac{357.2s^2+4401s+13550}{s^2+41.53s+431.1}$	$k_{22} = \frac{759.5s^2+4471s+6580}{s^2+28.31s+200.4}$
F_{07}	$k_{11} = \frac{919.4s^2+19730s+105900}{s^2+74.55s+1389}$	$k_{22} = \frac{998.1s^2+1505s+567.4}{s^2+26.83s+179.9}$
F_{17}	$k_{11} = \frac{452.6s^2+5080s+14250}{s^2+43.51s+473.3}$	$k_{22} = \frac{541.4s^2+3409s+5367}{s^2+25.09s+157.3}$

a seleção de soluções não dominadas, técnicas de procura baseadas em probabilidade, estratégias evolucionárias e programação evolucionária.

As soluções encontradas com os problemas e métodos multiobjetivo apresentaram melhor desempenho e robustez se comparadas com as soluções obtidas de problemas mono-objetivo, pois requisitos de estabilidade e robustez foram tratados de forma simultânea no projeto.

7.2.5 Análise das Soluções de Pareto

A análise das Soluções de Pareto visa validar o critério de escolha das soluções não dominadas da fronteira de Pareto através da análise da sensibilidade das soluções frente a perturbações genéricas no sistema em malha fechada e através da análise de robustez das soluções frente a mudanças na topologia do sistema.

Para a realização dos estudos com as soluções da fronteira de Pareto, três soluções da função objetivo F_{27} , cujos modos dominantes são apresentados na Tabela 12 e duas soluções das funções objetivo F_{06} e F_{37} , são selecionadas. As soluções selecionadas foram obtidas usando o método MOPSO.

As soluções não dominadas da fronteira de Pareto para a função F_{27} (combinando F_2 e F_7) são apresentadas na Figura 26, onde três

soluções são selecionadas: F_{2min} a melhor solução para a função objetivo $F_2(\mathbf{K}^*)$, a qual apresenta maior amortecimento; F_{7min} a melhor solução para a função objetivo $F_7(\mathbf{K}^*)$, a qual apresenta a maior robustez; e F_{optm} a melhor solução definida na seção 6.2.4.

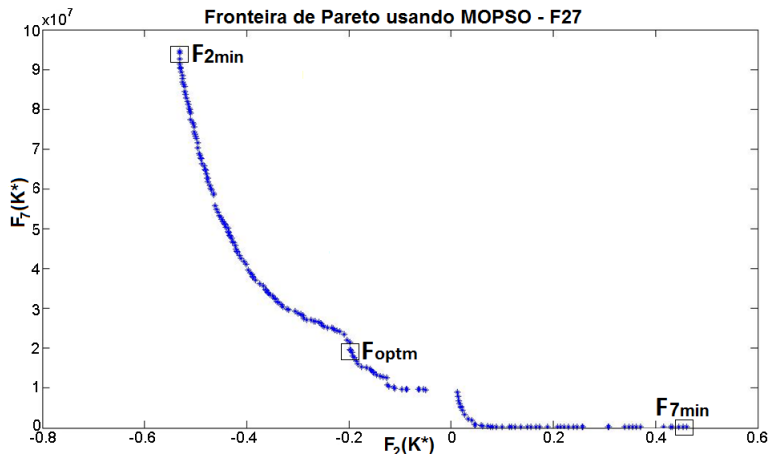


Figura 26 – Fronteira de Pareto - F_{27}

Na Figura 26, observa-se na curva da fronteira de Pareto que a solução que garante o maior amortecimento para o sistema F_{2min} é a solução com a maior sensibilidade dos autovalores, enquanto que a solução que garante a menor sensibilidade dos autovalores F_{7min} é a solução com menor amortecimento, dentre as soluções da fronteira de Pareto.

Tabela 12 – Modos Dominantes para Três Soluções de Pareto

Pontos Selecionados	MOPSO - F_{27}		
	Autovalores	f (Hz)	ζ (%)
F_{2min}	$-0.78 \pm 5.52i$	0.87	14.06
F_{7min}	$0.66 \pm 5.38i$	0.85	-12.18
F_{optm}	$-0.37 \pm 5.19i$	0.82	7.11

7.2.5.1 Análise da Sensibilidade

Nesta análise, várias perturbações aleatórias $\Delta \mathbf{A}_{mf}$ na matriz de estados do sistema em malha fechada são geradas, tal que $\|\Delta \mathbf{A}_{mf}\| \leq 1$. Os autovalores do sistema, considerando as três soluções selecionadas da Tabela 12 e as mesmas perturbações $\Delta \mathbf{A}_{mf}$, são apresentados nas Figuras 27 a 29.

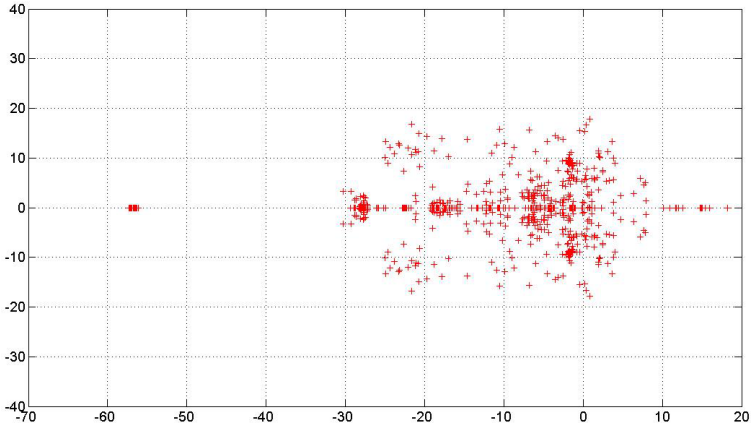


Figura 27 – $F_{27} - F_{2min}$

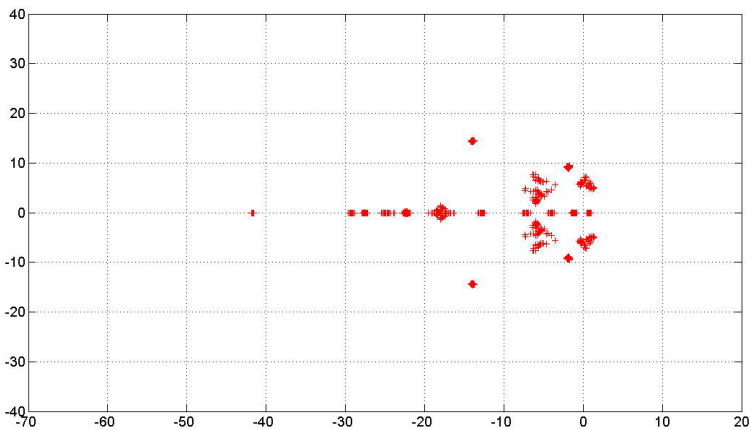
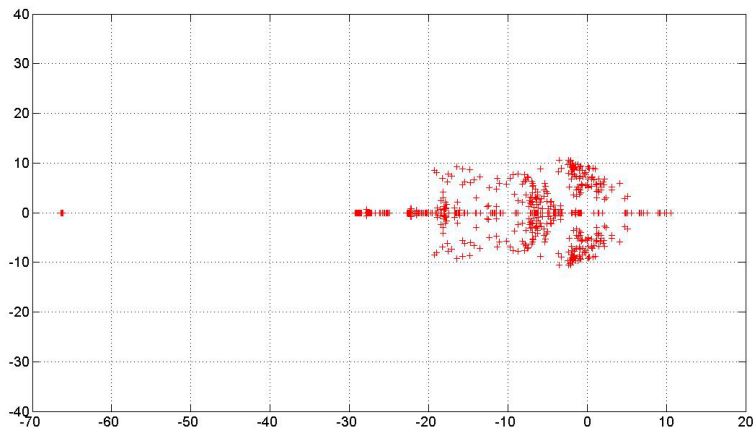


Figura 28 – $F_{27} - F_{7min}$

Figura 29 – $F_{27} - F_{optm}$

Para a função multiobjetivo F_{27} , a melhor solução para F_2 (F_{2min}), tem-se o maior fator de amortecimento do sistema nominal, como mostra a Tabela 12. Porém, os autovalores são mais sensíveis as perturbações na matriz de estado, como mostra a alta dispersão dos autovalores frente a pequenas perturbações na Figura 27.

A melhor solução para F_7 (F_{7min}) é a menos sensível, como confirmado pela baixa dispersão dos autovalores frente às pequenas perturbações na Figura 28. No entanto, o modo dominante para o sistema nominal, mostrado na Tabela 12, é instável.

A solução ótima F_{optm} apresenta um fator de amortecimento satisfatório, conforme Tabela 12, e os autovalores apresentam sensibilidade inferior aos autovalores com F_{2min} , conforme indicado pela baixa dispersão dos autovalores da Figura 29, gerando melhores características de robustez.

Uma vez que as perturbações na matriz \mathbf{A}_{mf} foram geradas aleatoriamente, matrizes que não correspondem a pontos de operação viáveis são também geradas, conduzindo o sistema para soluções instáveis na Figura 29. Entretanto, a baixa sensibilidade dos autovalores para perturbações aleatórias confirma que os índices de robustez, incluídos nas funções objetivos conduzem o processo de otimização para soluções mais robustas.

Embora um compromisso entre robustez e desempenho é inevitável, o método é capaz de gerar soluções práticas a dar flexibilidade

ao projetista para selecionar a solução mais adequada para atender aos requisitos do sistema.

7.2.5.2 Análise da Robustez

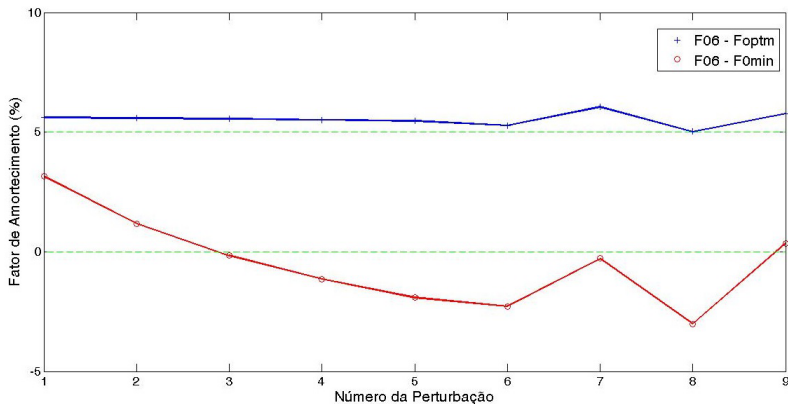
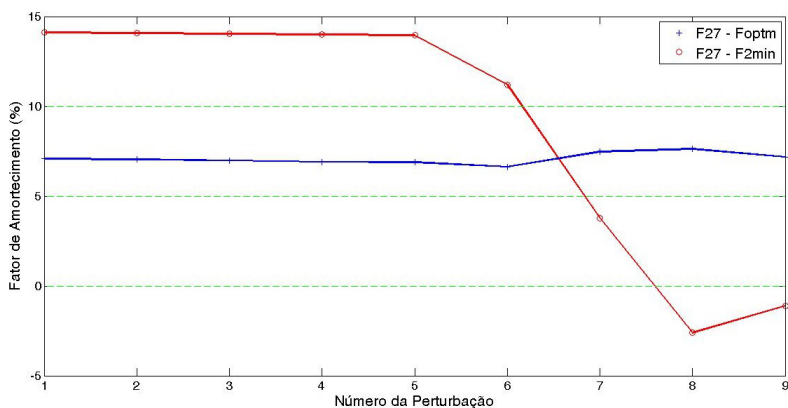
Nesse estudo, várias mudanças na carga, geração ou topológicas são realizadas ao sistema em malha fechada e desempenho das soluções não dominadas da fronteira de Pareto é avaliado. As soluções não dominadas da fronteira de Pareto que apresentaram maior fator de amortecimento para o sistema são comparadas com as soluções obtidas do critério de seleção proposto. As funções objetivos F_{06} , F_{27} e F_{37} são consideradas nessa análise e as perturbações são listadas na Tabela 13.

Tabela 13 – Condições de Operação

Condição	Descrição
P1	Variação de 10% da carga na barra 3
P2	Variação de 20% da carga na barra 3
P3	Variação de 30% da carga na barra 3
P4	Variação de 40% da carga na barra 3
P5	Variação de 50% da carga na barra 3
P6	Reatância da linha 5-1 é reduzida a metade
P7	Reatância da linha 5-1 é dobrada
P8	Retirada da linha 5-1
P9	Aumento de 10% na geração da barra 3

O fator de amortecimento dos modos dominantes do sistema, considerando as nove perturbações, é apresentado nas Figuras 30 a 32.

Para a função multiobjetivo F_{06} , os resultados da Figura 30 confirmam que a solução ótima é obtida de um ponto entre a solução com maior amortecimento (F_{0min}) e a solução com maior robustez (F_{6min}). A solução ótima obtida da fronteira de Pareto manteve o fator de amortecimento do sistema em patamares mais elevados diante das perturbações simuladas, enquanto que a solução que apresentou o maior fator de amortecimento para a condição nominal de operação, dependendo da perturbação, apresentou resultados inferiores e até mesmo instáveis. Um conclusão similar pode ser definida para as funções F_{27} e F_{37} , através das Figuras 31 e 32.

Figura 30 – F_{06} - F_{0min} and F_{optm} Figura 31 – F_{27} - F_{2min} and F_{optm}

7.2.6 Avaliação do Desempenho e Robustez dos Controladores

A avaliação do desempenho dos controladores e robustez também é realizada através de simulação no tempo, com o objetivo de avaliar o comportamento do sistema elétrico de potência real e suas não linearidades.

Um curto-circuito é aplicado na barra 5 por 50ms e eliminado após 50ms através da abertura da linha 5-1, a qual é religada após

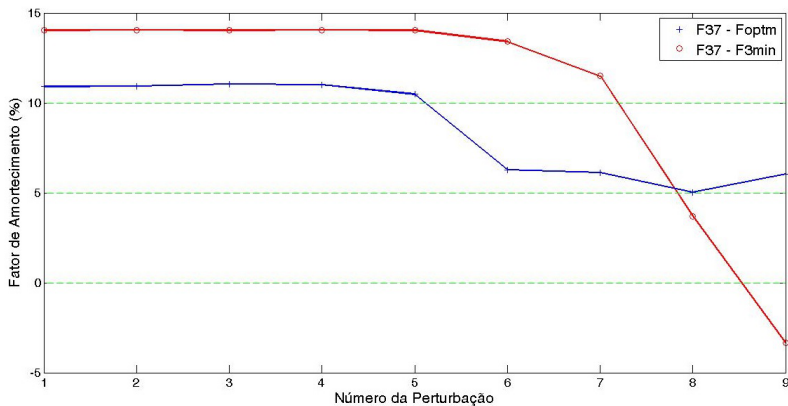


Figura 32 – $F_{37} - F_{3min}$ and F_{optm}

outros 50ms. O ângulo na máquina de Itaipu para quatro funções objetivo, solucionadas pelo MOPSO é apresentado na Figura 33.

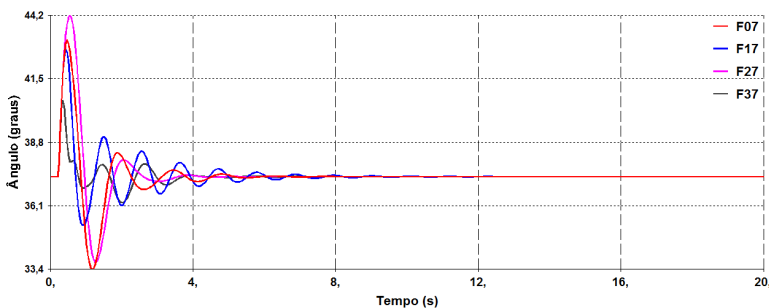


Figura 33 – Ângulo na Barra de Itaipu - MOPSO

A robustez dos controladores é avaliada através de uma variação na topologia do sistema. A reatância da linha 5-1 é dobrada e o mesmo curto-circuito na barra 5 é simulado. Os resultados para quatro funções objetivo, solucionadas pelo método NSGA-II, são apresentadas na Figura 34.

Os resultados das Figuras 33 e 34, confirmam as propriedades de amortecimento e robustez dos controladores. Os diferentes modos dominantes obtidos nas Tabelas 9 e 10, com as diferentes funções ob-

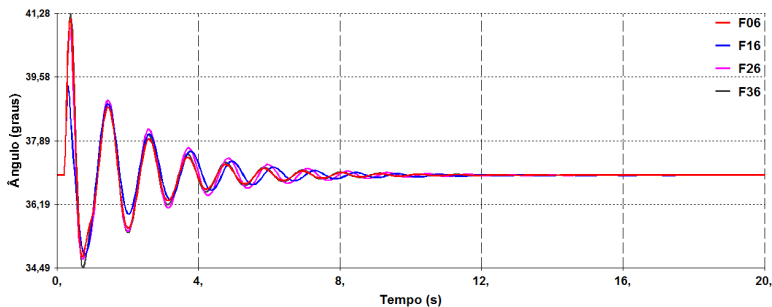


Figura 34 – Ângulo na Barra de Itaipu - NSGA-II

jetivos, ilustram as diferenças na resposta temporal do sistema para as perturbações simuladas.

A metodologia proposta para a solução de problemas multiobjetivo combinando índices de estabilidade e robustez pode ser, portanto, considerada adequada para o projeto de controladores para sistemas elétricos de potência.

7.2.7 Consideração do Esforço do Controle

Nesta seção, além dos requisitos de estabilidade e robustez, a minimização da norma H_2 é utilizada para reduzir o esforço na saída do controle frente a perturbações na entrada do sistema. Problemas com três funções objetivos são formulados cujas soluções não dominadas, para um determinado problema, são ilustradas pela fronteira de Pareto da Figura 35.

Neste estudo, a solução obtida com a função objetivo definida com três objetivos é comparada com as soluções obtidas da combinação de dois objetivos, bem como com a solução de um problema mono-objetivo. As funções consideradas são: a abscissa espectral no plano w F_1 ; a sensibilidade dos autovalores F_7 e a minimização da norma H_2 F_9 . No problema mono-objetivo é considerado somente a função objetivo F_1 , que visa o amortecimento mínimo do sistema. Na combinação de dois objetivos é utilizada a função F_{17} , que visa o amortecimento mínimo e a robustez. O problema com três objetivos utiliza a função F_{179} e inclui a norma H_2 para reduzir o esforço dos controladores. Todas funções objetivo formuladas são solucionadas pelo MOPSO.

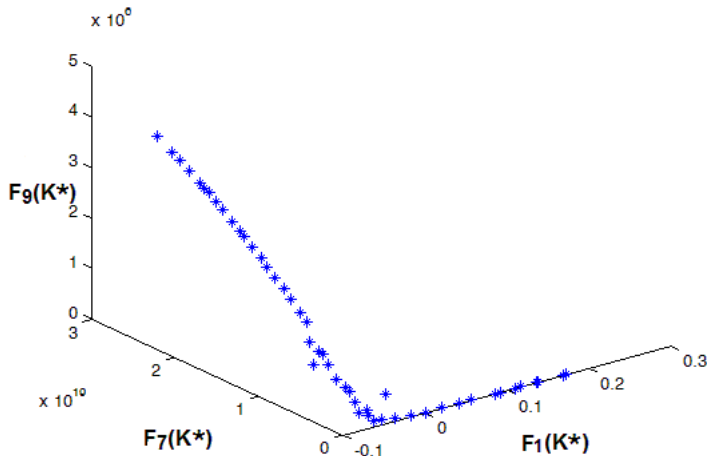


Figura 35 – Fronteira de Pareto com Três Funções Objetivo

7.2.7.1 Análise Linear

Os modos dominantes do sistema em malha fechada para diferentes combinações entre as funções objetivos avaliadas são apresentados, conforme Tabela 14.

Tabela 14 – Autovalores Dominantes com dois ESP - Método MOPSO

Função Objetivo	Autovalor	Frequência (Hz)	Amortecimento (%)
F_1	$-0.69 \pm 5.55i$	0.88	11.07
F_{17}	$-0.37 \pm 5.86i$	0.93	6.38
F_{179}	$-0.35 \pm 5.86i$	0.93	5.95

Os resultados foram obtidos com populações de 50 a 100 indivíduos e 500 a 1000 gerações. De acordo com os resultados, o fator de amortecimento do sistema foi sendo reduzido a medida que mais requisitos de robustez foram incluídos.

7.2.7.2 Análise Não Linear

As três soluções utilizadas na análise linear são também avaliadas através da simulação no tempo.

A robustez dos controladores é avaliada através da mesma mudança na topologia do sistema, onde a reatância da linha 5-1 tem seu valor dobrado e o mesmo curto-circuito é aplicado na barra 5. O ângulo na barra de Itaipu e a saída do ESP de Itaipú são ilustrados nas Figuras 36 e 37.

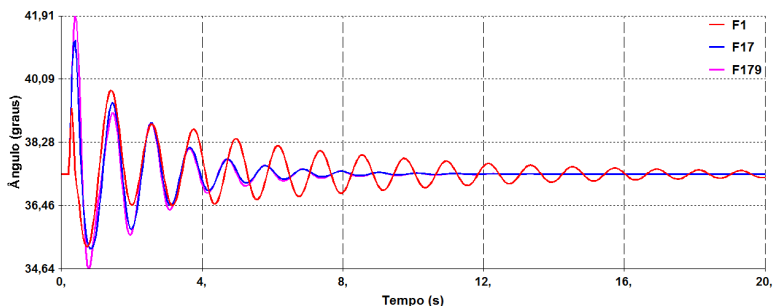


Figura 36 – Ângulo na Barra de Itaipu - MOPSO

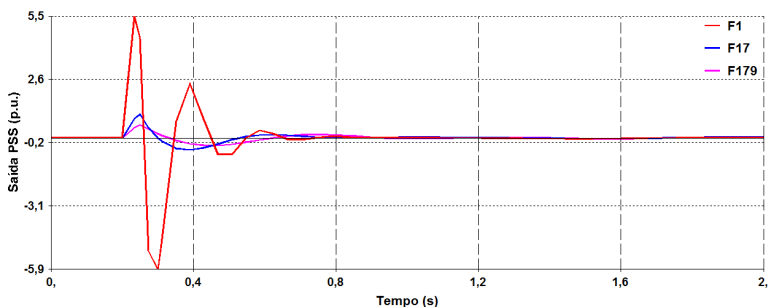


Figura 37 – Saída do ESP de Itaipu - MOPSO

As simulações confirmam as propriedades de amortecimento mínimo e robustez. Além disso, a inclusão da norma H_2 reduziu significativamente o esforço do controle do ESP de Itaipu.

7.3 Sistema New England

O sistema New England é utilizado para avaliar o desempenho das duas diferentes estruturas de controle e o pseudoespectro. Neste es-

tudo são utilizadas somente funções pseudoespectrais, onde a robustez é modelada como uma restrição através do σ_{min} .

Para as simulações com o sistema New England, o limite dos parâmetros dos controladores foi alterado, com o objetivo de diminuir o esforço computacional e tornar o processo de convergência mais rápido, uma vez que as funções pseudoespectrais exigem mais tempo para convergir do que as demais funções objetivos avaliadas. Os limites dos parâmetros dos controladores, para esta análise, são apresentados na Tabela 15.

Tabela 15 – Limites dos Parâmetros dos Controladores [5]

Parâmetro	Mínimo	Máximo
k_i	0.01	100
α_i	0.01	20
w_i	1.2	13

7.3.1 Descrição do Sistema

O sistema New England é composto por 39 barras e 10 geradores síncronos, sendo um representado por um barramento infinito. Os geradores são representados por um modelo subtransitário de quinta ordem e os reguladores de tensão por um modelo de primeira ordem. O modelo dos reguladores foram alterados do modelo original do sistema obtido em [111] para representarem o comportamento de reguladores modernos.

O sistema New England, cujo diagrama é ilustrado na Figura 38, é bastante conhecido e já foi utilizado em diversos estudos. Os dados completos do sistema podem ser obtidos em [111]. O ganho dos reguladores foi ajustado com valor igual a 100 e a constante de tempo de 0.05s, sendo representado por uma função de primeira ordem. Os reguladores de todas as 9 máquinas possuem os mesmos parâmetros.

7.3.2 Desempenho em Malha Aberta

Através da análise modal realizada no PacDyn [106] verificou-se que o sistema apresenta 6 modos dominantes, sendo 3 instáveis e 3 pouco amortecidos.

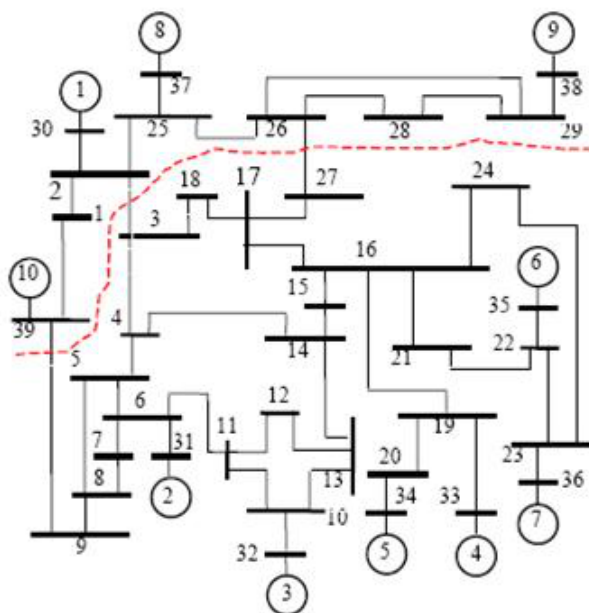


Figura 38 – Sistema New England

O modo 1 corresponde a um modo inter-área com as máquinas das barras 38, 30 e 37 oscilando contra o resto do sistema. As áreas envolvidas são claramente separadas através da linha pontilhada em vermelho na Figura 38. O modo 2 corresponde a um modo local com oscilação entre as máquinas das barras 31 e 32 contra as demais máquinas situadas no lado inferior da linha pontilhada da Figura 38. O modo 3 corresponde a uma oscilação de todos os geradores do sistema contra a barra 39 (barra infinita). O modo 4 corresponde a uma oscilação entre as máquinas das barras 30 e 37 contra o resto do sistema. O modo 5 corresponde a uma oscilação local entre a máquina da barra 31 contra a máquina da barra 32. O modo 6 corresponde a uma oscilação local entre a máquina da barra 34 contra as máquinas das barras 35 e 36. As Figuras 39 a 44, apresentam os mode-shapes de cada um dos modos de oscilação.

Na escala à direita, das figuras, estão representadas as unidades de geração associadas as respectivas barras do sistema. Os seis modos dominantes do sistema são apresentados na Tabela 16.

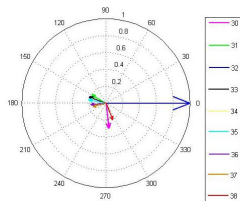


Figura 39 – Mode Shape para Modo 1

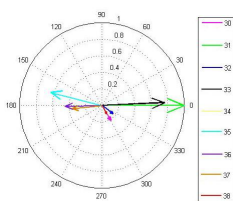


Figura 40 – Mode Shape para Modo 2

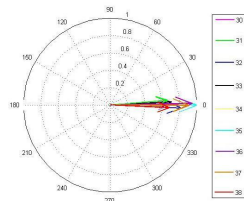


Figura 41 – Mode Shape para Modo 3

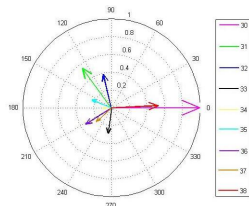


Figura 42 – Mode Shape para Modo 4

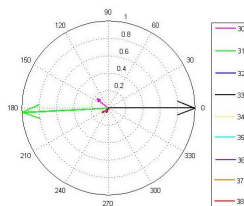


Figura 43 – Mode Shape para Modo 5

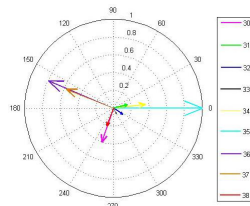


Figura 44 – Mode Shape para Modo 6

Para o modo menos amortecido (modo 1) também realizou-se uma análise dos índices de controlabilidade e observabilidade no PacDyn [106]. A barra 38 foi a que apresentou o maior índice de controlabilidade, seguido das barras 32, 31, 35 e 36 respectivamente. Já os sinais de velocidade mais observáveis são identificados na barra 38, seguido das barras 30, 34, 32 e 37. A barra 38, foi a barra que apresentou o maior fator de participação para o modo dominante avaliado.

7.3.3 Estrutura Descentralizada e Quase-Descentralizada

No sistema New England, são projetados seis controladores, considerando a estrutura de controle descentralizada e a quase-descentralizada. Os controladores são adicionados nas unidades de geração associadas as barras 30, 31, 32, 35, 37 e 38. A localização dos controladores foi definida através da combinação dos índices de controlabilidade e observabilidade (resíduos) do sistema. Uma comparação do desempenho dessas duas estruturas de controle é realizada nesta seção.

Para a estrutura de controle quase-descentralizada, os sinais remotos mais observáveis do sistema são utilizados nas unidades de geração

Tabela 16 – Autovalores Dominante em Malha Aberta

Modo	Autovalor	Frequência (Hz)	Amortecimento (%)
1	$0.59 \pm 6.72i$	1.07	-8.74
2	$0.05 \pm 6.46i$	1.02	-0.81
3	$0.02 \pm 3.65i$	0.58	-0.67
4	$-0.16 \pm 7.05i$	1.12	2.30
5	$-0.20 \pm 7.11i$	1.13	2.81
6	$-0.32 \pm 6.99i$	1.11	4.70

com os maiores índices de controlabilidade. Para a estrutura de controle descentralizada, somente sinais locais são utilizados. O tempo de atraso de transporte do sinal remoto considerado no projeto dos controladores é de $100ms$.

Neste estudo é considerando somente as funções psedoespectrais mono-objetivo e são solucionadas utilizando o método de otimização NSGA-II. Os modos eletromecânicos dominantes para as funções objetivo avaliadas são apresentados na Tabela 17.

Tabela 17 – Modos Dominantes com seis ESP

Função Objetivo	Descentralizado			Quase-decentralizado		
	Autovalores	f (Hz)	ζ (%)	Autovalores	f (Hz)	ζ (%)
F_3	$-0.63 \pm 10.10i$	1.60	6.25	$-0.60 \pm 8.18i$	1.30	7.38
F_4	$-0.46 \pm 6.79i$	1.08	6.81	$-0.46 \pm 6.39i$	1.01	7.32
F_5	$-0.38 \pm 6.55i$	1.04	5.85	$-0.40 \pm 6.72i$	1.06	6.02

Os resultados foram obtidos com populações de 50 a 100 indivíduos e 500 a 1000 gerações.

Com o objetivo de avaliar a robustez dos controladores, a linha 14-4 é retirada, alterando-se assim a topologia do sistema. Os modos eletromecânicos dominantes para essa condição de operação são apresentados na Tabela 18.

Resultados satisfatórios são obtidos para ambas estruturas de controle, conforme mostrado nas Tabelas 17 e 18.

Para o sistema linearizado, a estrutura quase-descentralizada apresenta um fator de amortecimento um pouco superior ao da estrutura descentralizada, considerando a condição nominal de operação.

Tabela 18 – Modos Dominantes com seis ESP, após Mudança Topológica

Função Objetivo	Descentralizado			Quase-decentralizado		
	Autovalores	f (Hz)	ζ (%)	Autovalores	f (Hz)	ζ (%)
F_3	$-0.65 \pm 10.08i$	1.60	6.48	$-0.41 \pm 7.01i$	1.11	5.91
F_4	$-0.35 \pm 6.75i$	1.07	5.25	$-0.38 \pm 7.07i$	1.12	5.43
F_5	$-0.35 \pm 6.60i$	1.05	5.41	$-0.29 \pm 6.92i$	1.10	4.25

Isso ocorre porque sinais remotos, com maior observabilidade são considerados no processo de otimização. Diante de uma perturbação, a estrutura quase-descentralizada apresenta fator de amortecimento hora melhor hora pior que a estrutura descentralizada, dependendo da função objetivo. Isso ocorre porque hora são obtidas soluções locais próximas do ótimo global e hora distantes.

Para os dois estudos, considerando o ponto de operação nominal e o caso com a mudança na topologia do sistema, observa-se que não há uma significativa melhora no amortecimento do sistema com a estrutura quase-descentralizada, em relação a descentralizada.

7.3.3.1 Simulação no Tempo

Com o objetivo de avaliar os resultados obtidos da análise linear, são realizadas simulações reais no sistema, considerando os controladores obtidos para as duas estruturas de controle.

Um curto-circuito na barra 14 do sistema é simulado, o qual é eliminado após 50ms, através da abertura da linha 14-4, cujo o religamento ocorre após outros 50ms. O ângulo dos rotores das máquinas 38, 30 e 32 são apresentados nas Figuras 45 a Figura 47, respectivamente.

Mesmo considerando as não linearidades do sistema, resultados equivalentes ao da análise linear são obtidos. Soluções satisfatórias são obtidas com a estrutura descentralizada e quase-descentralizada. A inclusão do atraso de sinal no projeto dos controladores não causou dificuldade no processo de convergência, porém não obteve-se uma significativa melhora no amortecimento do sistema com a estrutura de controle quase-descentralizada.

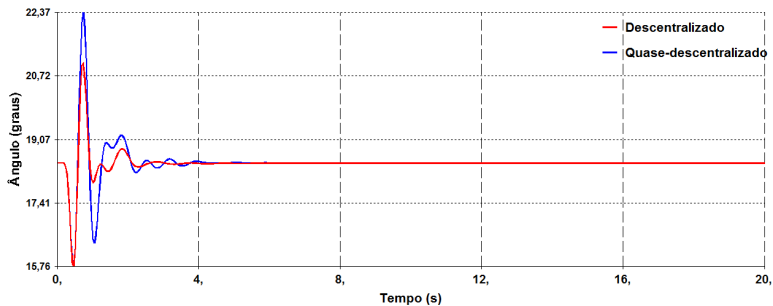


Figura 45 – Ângulo do Gerador 38 - F3

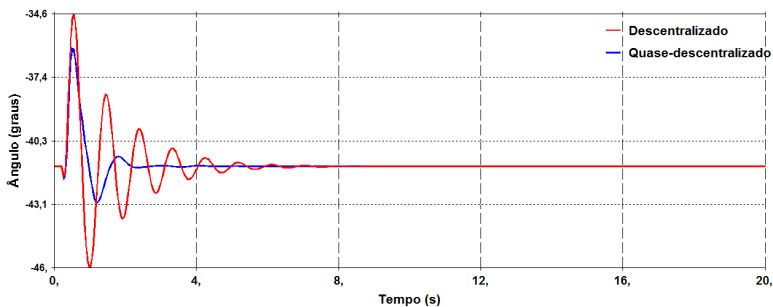


Figura 46 – Ângulo do Gerador 30 - F4

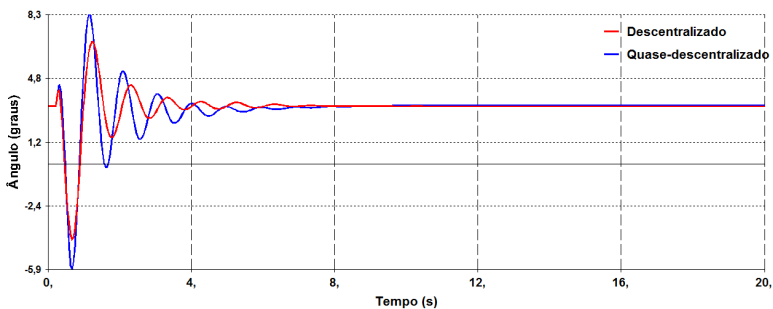


Figura 47 – Ângulo do Gerador 32 - F5

Os resultados sugerem que estudos adicionais são necessários na implementação dessa estrutura de controle, visando a melhoria do amortecimento do sistema.

7.3.3.2 Perda do Sinal Remoto

A robustez dos controladores da estrutura quase-descentralizada também é avaliada considerando a perda do sinal remoto.

A mesma falta é aplicada na barra 14 do sistema, com abertura e religamento da linha 14-4, quando o sinal remoto é retirado. O ângulo do rotor da máquina 38 é apresentado na Figura 48 para as três funções objetivos avaliadas.

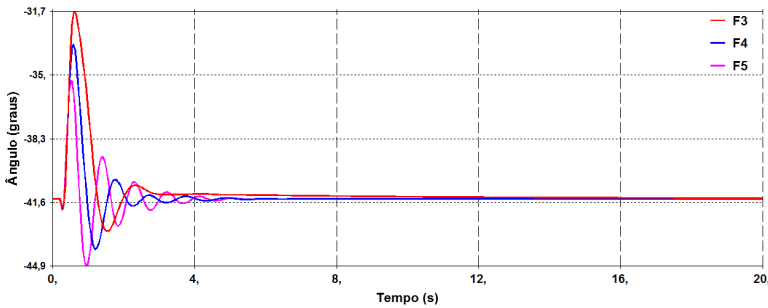


Figura 48 – Ângulo da barra 30 para a perda do sinal remoto

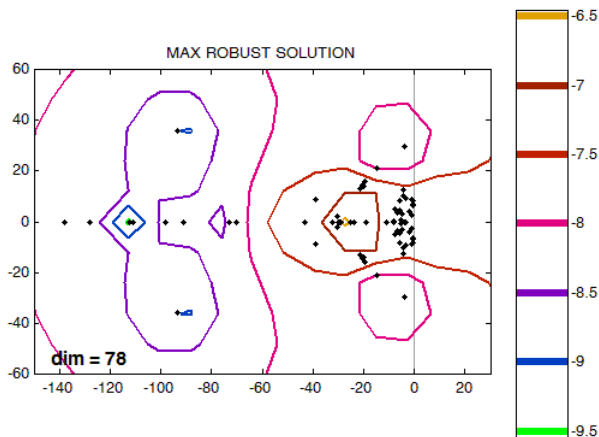
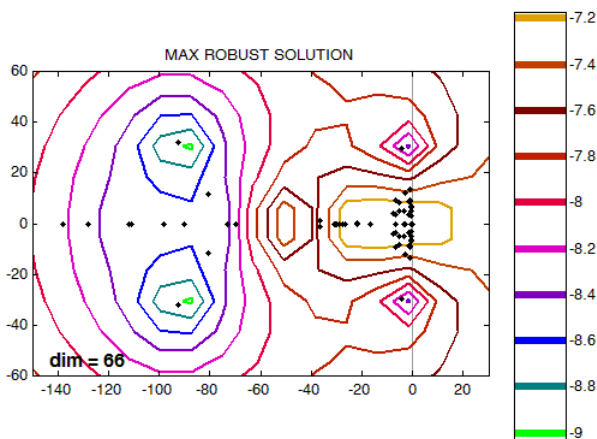
Soluções adequadas são obtidas com a estrutura de controle quase-descentralizada, mesmo com a perda do sinal remoto do sistema.

7.3.4 Análise em Função do Pseudoespectro

O pseudoespectro é uma medida de robustez, já que, através do pseudoespectro, o locus dos autovalores do sistema para pequenas perturbações, em torno de um ponto de equilíbrio é gerado. Esse estudo visa mostrar os resultados das funções pseudoespectrais mono-objetivo, considerando a estrutura de controle descentralizada, utilizando-se o Eigtool [109] para a plotagem do pseudoespectro.

O pseudoespectro, para o sistema em malha fechada, com os controladores projetados pelas três funções pseudoespectrais mono-objetivo, usando o método NSGA-II para solução, são mostrados nas Figuras 49 a 51.

As Figuras 49 a 51 mostram os autovalores do sistema em malha fechada em função de ϵ . As curvas do pseudoespectro são plotadas para $\epsilon = 10^{pow}$, onde pow é dado pelo valor da barra a direita das figuras.

Figura 49 – Pseudoespectro para F_3 Figura 50 – Pseudoespectro para F_4

O valor de ϵ que garante estabilidade para perturbações $\|\Delta \mathbf{A}_{mf}\| < \epsilon$, considerando o índice F_3 , é igual a $10e^{-8.5}$, com F_4 a condição suficiente que garante a estabilidade do sistema é para $\epsilon < 10e^{-8.4}$ e para F_5 a condição é $\epsilon < 10e^{-8.0}$. Teoricamente, esses valores são relativamente pequenos porém, a estabilidade é garantida de acordo com o pseudoespectro, pois nenhum autovalor pode se deslocar para o lado direito do semiplano complexo. Por outro lado,

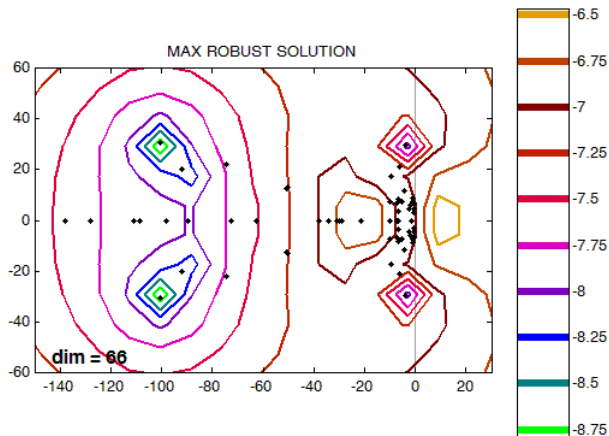


Figura 51 – Pseudoespectro para F_5

perturbações com norma superior ao valor de ϵ encontrado no pseudoespectro, também podem corresponder a um sistema estável, pois os autovalores podem se deslocar para diferentes posições dentro do pseudoespectro, no semiplano esquerdo ou apresentarem baixa sensibilidade a perturbação.

Com o objetivo de avaliar a robustez dos resultados e o conservadorismo do pseudoespectro, quando aplicado a sistemas elétricos de potência, a linha 14-4 é retirada do sistema. O ângulo do gerador 38, para esse caso perturbado, quando simulado um curto-circuito na barra 14, eliminado após 50ms é apresentado na Figura 52.

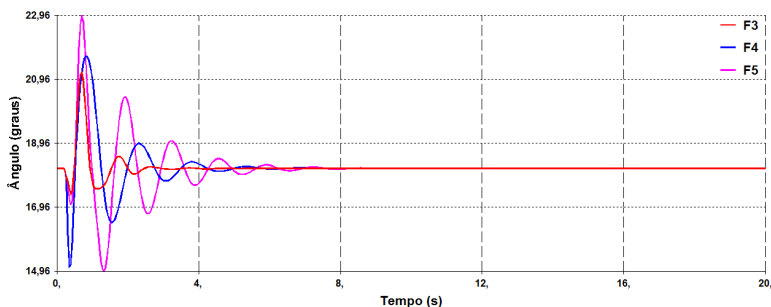


Figura 52 – Variação Angular no gerador da barra 38

A resposta no tempo, para o distúrbio simulado, mostra que as funções pseudoespectrais garantem bom desempenho para o sistema, considerando o novo ponto de operação.

A mudança topológica, através da retirada da linha 14-4, representa uma perturbação cuja norma $\|\Delta \mathbf{A}_{mf}\| = 26.92$, que deveria ser equivalente a $\epsilon = 26.92$. Se comparado com os resultados do pseudoespectro fica evidente a existência de um conservadorismo nos resultados com o pseudoespectro.

Para pequenos distúrbios na matriz de estados do sistema, a estabilidade é garantida. Para grandes distúrbios cuja $\|\Delta \mathbf{A}_{mf}\| > \epsilon$ o sistema ainda pode apresentar resultados satisfatórios. Uma vez que os autovalores podem apresentar baixa sensibilidade a perturbações ou se deslocarem para pontos do lado esquerdo do plano complexo, mesmo que a curva do pseudoespectro extrapole o eixo imaginário.

7.4 Sistema New England New York

Nesta seção é realizado um estudo no sistema New England New York utilizando-se os índices de desempenho propostos e métodos de otimização. Os resultados são apresentados apenas para as funções com múltiplos objetivos, pois o objetivo aqui é avaliar a aplicação da metodologia a um sistema de maior porte.

7.4.1 Descrição do Sistema

O sistema New England New York tem 160 estados e é composto por 68 barras, 16 geradores e 33 cargas não lineares, representadas por modelo de corrente constante [4]. O sistema é dividido em cinco áreas, os geradores G53 a G61 são associados ao sistema New England, os geradores G62 a G65 são associados ao sistema New York e os geradores G66 a G68 representam três áreas equivalentes conectadas entre os dois sistemas. A estrutura física do sistema é ilustrada na Figura 53. Os geradores síncronos são representados por um modelo de quinta ordem e os reguladores automáticos de tensão por um modelo de primeira ordem, com ganho igual a 200 e constante de tempo de 0,05s.

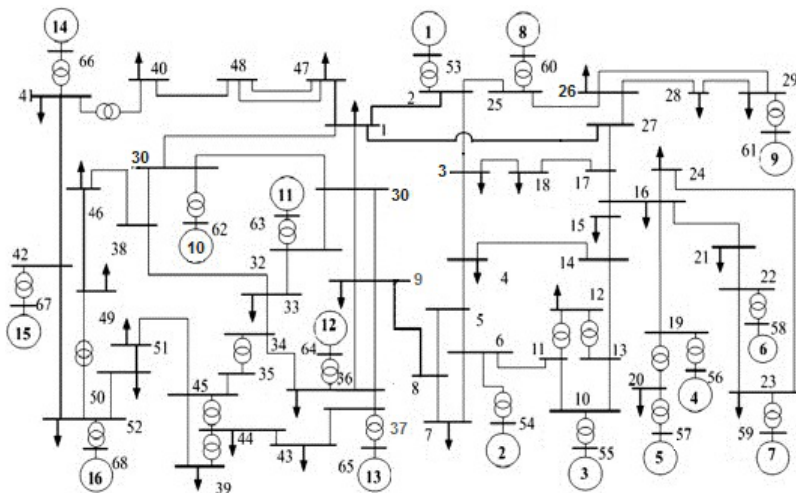


Figura 53 – Sistema New England New York [4]

7.4.2 Desempenho em Malha Aberta

Através da análise modal realizada no PacDyn [106] verificou-se que o sistema apresenta 15 modos dominantes, sendo 9 instáveis e 6 pouco amortecidos.

O modo 1 corresponde a oscilações entre a máquina da barra 61 oscilando contra as máquinas das barras 54 e 55. O modo 2 corresponde a oscilações entre as máquinas das barras 58, 57, 62 contra as máquinas das barras 61, 54, 65. O modo 3 corresponde a um modo de oscilação local entre as máquinas das barras 63 e 62. O modo 4 é um modo local com oscilação entre as máquinas das barras 55 e 54. O modo 5 corresponde a oscilações entre as máquinas das barras 62, 60, 53 e as 61, 54, 58, 55. O modo 6 corresponde as oscilações entre as máquinas das barras 57, 58, 59, 56 e 54, 61, 55, 53. O modo 7 corresponde a oscilações entre as máquinas das barras 59, 57 e 56, 58. O modo 8 refere-se as oscilações entre as máquinas das barras 62, 61, 58 e 60, 53. O modo 9 oscilações entre as máquinas das barras 59, 56 e 58, 57, 60. O modo 10 todos os geradores apresentam a fase aproximada. O modo 11 é um modo inter-área com oscilação entre as máquinas da barra 68 e 66. O modo 12 corresponde a oscilações entre as máquinas das barras 57, 56 e 58, 59. O modo 13 corresponde a oscilações das máquinas 67, 66, 68 contra o resto do sistema. O modo 14 é um modo local com oscilação

entre as máquinas da barra 60 contra 53. O modo 15 corresponde a oscilações entre a máquina da barra 67 contra 66, 68. As Figuras 54 a 59, apresentam alguns dos modos de oscilação.

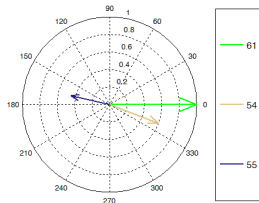


Figura 54 – Mode Shape para Modo 1

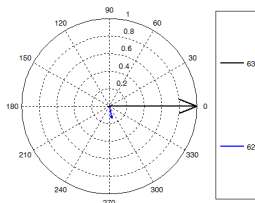


Figura 55 – Mode Shape para Modo 3

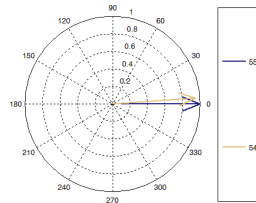


Figura 56 – Mode Shape para Modo 4

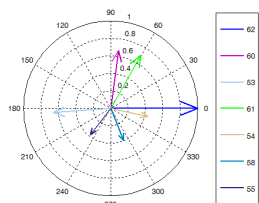


Figura 57 – Mode Shape para Modo 5

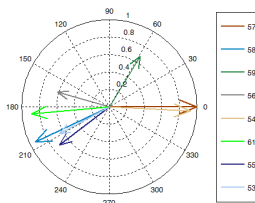


Figura 58 – Mode Shape para Modo 6

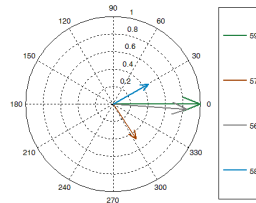


Figura 59 – Mode Shape para Modo 7

Na escala à direita, das figuras, estão representadas as unidades de geração associadas as respectivas barras do sistema. Os 15 modos dominantes do sistema são apresentados na Tabela 19.

Para o modo menos amortecido (modo 1) também realizou-se uma análise dos índices de controlabilidade, observabilidade, fator de participação e resíduos no PacDyn [106]. Com isso, definiu-se a sequência das unidades de geração, associadas as respectivas barras do sistema, para adição dos controladores, a qual foi definida pela seguinte ordem: máquinas 61, 54, 55, 60, 53, 58, 57, 59, 56, 62, 64, 65, 63, 66, 68, 67.

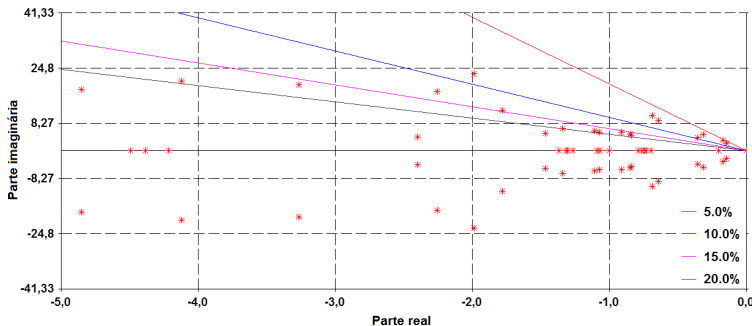
7.4.3 Análise do Desempenho e Robustez dos Controladores

Quatorze ESP com sinal de entrada da velocidade do rotor de cada máquina foram projetados. Os autovalores em malha fechada

Tabela 19 – Modos Dominantes em Malha Aberta

Modo	Autovalor	Frequência (Hz)	Amortecimento ζ (%)
1	$0.69 \pm 7.83i$	1.24	-8.83
2	$0.53 \pm 7.57i$	1.20	-7.06
3	$0.85 \pm 12.46i$	1.98	-6.81
4	$0.54 \pm 8.54i$	1.36	-6.30
5	$0.29 \pm 8.39i$	1.33	-3.48
6	$0.24 \pm 7.80i$	1.24	-3.08
7	$0.23 \pm 10.10i$	1.60	-2.35
8	$0.11 \pm 8.79i$	1.40	-1.34
9	$0.01 \pm 10.05i$	1.60	-0.17
10	$-0.05 \pm 4.54i$	0.72	1.27
11	$-0.04 \pm 3.44i$	0.54	1.30
12	$-0.11 \pm 8.44i$	1.34	1.38
13	$-0.03 \pm 2.42i$	0.38	1.39
14	$-0.29 \pm 10.19i$	1.62	2.84
15	$-0.18 \pm 5.05i$	0.80	3.64

para a função objetivo F_{16} solucionada pelo MOPSO, são mostrados na Figura 60.

Figura 60 – Autovalores em Malha Fechada com F_{16} - MOPSO

A simulação de um curto-circuito na barra 9 por 50ms, eliminado através da abertura da linha 8-9, a qual é religada após outros 50ms é realizado. Na Figura 61, o ângulo do gerador G_{13} da barra

65 é apresentado para algumas funções multiobjetivo solucionadas pelo método NSGA-II.

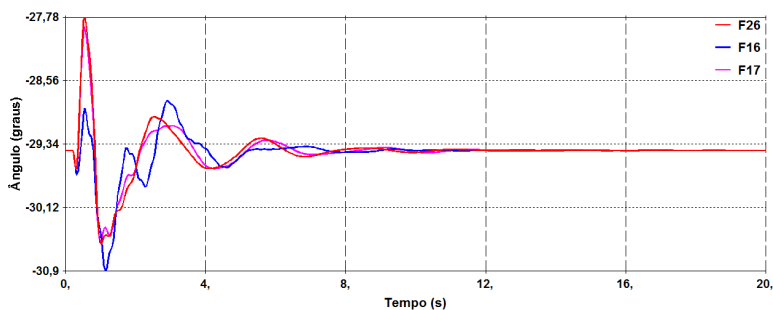


Figura 61 – Ângulo do Gerador G13 - NSGA-II

A robustez dos controladores é avaliada através de uma variação na topologia do sistema. Perda de geração, perda de uma linha e a perda de até mesmo um ESP por vez. Os resultados são resumidos na Tabela 20, a qual apresenta os modos dominantes do sistema em malha fechada. Esses resultados foram obtidos usando a função objetivo F_{17} e o método de otimização MOPSO.

Tabela 20 – Modos Dominantes com Quatorze ESP

Caso	Autovalor	f (Hz)	ζ (%)
Sistema Nominal	$-0.58 \pm 9.97i$	1.58	5.86
Retirada da Linha 9-30	$-0.58 \pm 9.97i$	1.58	5.86
Retirada da Linha 1-2	$-0.10 \pm 2.18i$	0.34	5.01
Retirada da Linha 8-9	$-0.11 \pm 2.24i$	0.35	5.29
Perda de 25% da geração do gerador G1	$-0.58 \pm 9.97i$	1.58	5.88
Perda do ESP do Gerador G1	$-0.53 \pm 9.99i$	1.59	5.38
Perda do ESP do Gerador G15	$-0.58 \pm 9.97i$	1.58	5.86

A estabilidade do sistema com amortecimento superior a 5%, é mantida com a remoção das três linhas mais críticas [2, 4] do sistema. A perda de 25% da geração do gerador G1, associado a barra 53, ilustra a robustez para mudanças na geração do sistema.

O projeto coordenado de ESP deve conduzir a alta dependência dos modos de oscilação inter-área para cada ESP particular. Testes com a remoção de um ESP por vez foram realizados para avaliar essa dependência. Os modos inter-área são estáveis para a perda de qualquer

ESP projetado para o sistema, conforme ilustrado pela perda do ESP do gerador G1 e do ESP do gerador G15 na Tabela 20, no entanto, em alguns casos, modos locais apresentaram fator de amortecimento negativo.

Os autovalores do sistema, em malha fechada, com os controladores obtidos com a função objetivo F_{16} , solucionada pelo método MOPSO, são mostrados na Figura 62. Esses resultados foram gerados através de uma mudança na topologia do sistema, onde a linha 8-9 foi removida.

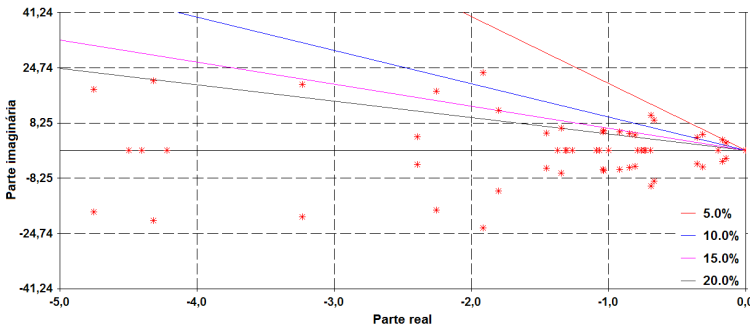


Figura 62 – Autovalores Perturbados em Malha Fechada com F_{16} - MOPSO

Os autovalores mostram uma pequena sensibilidade a perturbação mantendo um amortecimento adequado.

A simulação do mesmo curto-circuito na barra 9 é realizada para o sistema com variação na topologia, correspondendo a perda da linha 8-9, com o objetivo de ilustrar o desempenho dos controladores considerando as não linearidades do sistema real. O desempenho dos controladores projetados pelo NSGA-II, para diferentes índices de desempenho e robustez é apresentado na Figura 63.

Esses resultados confirmam que a combinação de índices de desempenho e robustez e métodos de otimização podem gerar um conjunto de soluções robustas para os sistemas elétricos de potência.

7.5 Comparações com Outros Métodos de Projeto de Controle Robusto

Nesta seção, algumas comparações são realizadas com duas metodologias para o projeto de controle robusto em sistemas de potência:

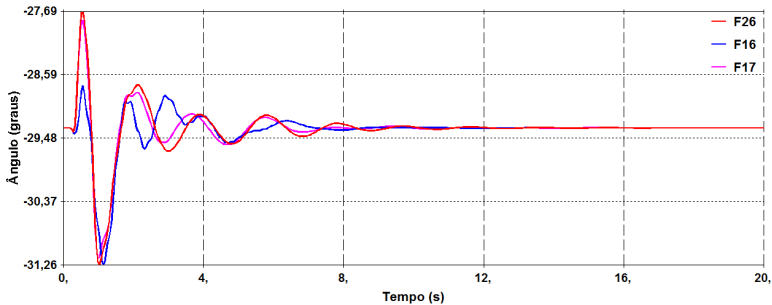


Figura 63 – G13 rotor angle - NSGA_II

o projeto baseado na operação de múltiplos cenários e os métodos baseados em inequações de matrizes. O objetivo é mostrar que a solução por métodos paramétricos é uma alternativa de projeto, que pode fornecer soluções para problemas ainda não resolvidos por outras metodologias.

7.5.1 O Projeto Considerando Múltiplos Cenários

O projeto baseado em múltiplos cenários de operação inclui várias condições de operação dos sistemas elétricos no projeto de controladores robustos [42, 84]. O método de projeto é baseado na localização adequada dos autovalores dominantes do sistema em malha fechada para todas as condições de operação consideradas. Mínimos quadrados não linear [84], programação cônica [42] ou otimização usando algoritmos genéticos [5, 112] tem sido usado como métodos de solução. Essas metodologias são eficientes, especialmente, se um número limitado de cenários críticos pode ser claramente identificado. Do contrário, a dimensão do problema deve aumentar ou pontos de operação críticos podem não ser identificados e incluídos no conjunto dos pontos de operação.

Nos métodos paramétricos, o objetivo é considerar todas as perturbações possíveis $\Delta \mathbf{A}_{mf}$ da matriz \mathbf{A}_{mf} em malha fechada. E obter um conjunto de soluções práticas viáveis que atendam aos mais diversos cenários de operação.

7.5.2 Projeto Baseado em Inequação de Matrizes

O projeto baseado em Inequações de matrizes apresenta certas limitações, conforme já apresentadas no capítulo 3. Nesta seção, exemplos do problema da dimensão e do tempo computacional são ilustrados e um estudo comparativo com os métodos de projeto paramétrico é apresentado.

7.5.2.1 Problema da Dimensão

Para o sistema equivalente Sul-Sudeste do Brazil, com 29 variáveis de estados e 2 controladores, o número de variáveis de Lyapunov é 435, mais 4 entradas da matriz dos controladores \mathbf{K} , considerando o projeto por realimentação estática de saídas. Para o Sistema New England New York, com 160 variáveis de estado e 14 controladores, o número de variáveis de Lyapunov salta para 12880, mais 196 entradas da matriz dos controladores \mathbf{K} . Esse fato do aumento do número de variáveis do sistema dificulta o processo de convergência, principalmente quando grandes plantas são consideradas. Uma alternativa é reduzir a ordem do sistema mas não existe garantia que o desempenho dos controladores seja mantido com a redução de ordem do sistema, na presença de dinâmicas não modeladas, quando simulado no sistema real.

No método de projeto paramétrico, um sistema de 29 estados mais 2 controladores de segunda ordem torna-se um sistema com 33 estados. Além disto, como as matrizes do sistema de potência são fixas, apenas 3 variáveis, por controlador, são otimizadas no processo de solução.

7.5.2.2 Tempo Computacional

A alta dimensão do problema associado as LMIs leva a um tempo computacional bem superior a otimização paramétrica. O tempo computacional para o método de projeto proposto é apresentado na Tabela 21. Esses resultados foram obtidos com a função objetivo F_{07} com um processador Intel(R) Core(TM) i5-2410M CPU @ 2.30GHz. O MOPSO apresenta maior tempo computacional que o NSGA_II para obtenção de soluções satisfatórias. Os resultados para o projeto baseado em LMIs foram obtidos de [11].

Uma vez que os sistemas em [11] tem dimensões diferentes dos sistemas testes utilizados nesse trabalho, um polinômio de segunda ordem $f(n) = 0.068538n^2 + 0.10526n + 1$, onde n é o número de variáveis de estado, foi definido de acordo com os dados disponíveis e usado para estimar os resultados com as LMIs para cada dimensão de cada sistema teste. Isso é de certa forma otimista, uma vez que a solução de LMIs com controle fixo é um problema do tipo NP hard.

Tabela 21 – Tempo Computacional para NSGA-II, MOPSO and LMI

	Sul-Sudeste 29 estados	New England 54 estados	N. England-N. York 160 estados
NSGA-II	6 min	18 min	86 min
MOPSO	12 min	30 min	103 min
LMIs	62 min	207 min	642.7 min

7.6 Conclusões

Diversas conclusões foram obtidas através dos resultados expostos nesta tese. Nesta seção, é apresentado um resumo das principais conclusões deste capítulo.

Três sistemas testes foram aplicados neste estudo: o sistema equivalente Sul-Sudeste do Brasil, com 29 estados; o sistema New England, com 54 estados e o sistema New England New york, com 160 estados.

- *Sistema Equivalente Sul-Sudeste do Brasil*

No sistema equivalente Sul-Sudeste do Brasil foram projetados dois controladores, associados as unidades geradoras de Itaipu e Salto Segredo. Testes considerando diversas perturbações neste sistema foram avaliadas, considerando diferentes soluções obtidas com diferentes funções mono e multi objetivo e métodos de otimização. Resultados adequados foram obtidos na maioria dos casos, sendo que os melhores resultados foram obtidos com funções que combinam múltiplos objetivos, onde requisitos de estabilidade e robustez foram considerados e resolvidos simultaneamente.

Este sistema também foi utilizado para comprovar o critério de escolha da solução ótima de Pareto, onde ficou comprovado o aumento da robustez do sistema para as soluções selecionadas por este critério.

A inclusão de problemas com três objetivos também foi avaliada. Neste caso, considerou-se uma função relacionada a estabilidade do sistema e duas relacionadas a robustez, sendo que uma delas visava reduzir o esforço na saída dos controladores, o que de fato ocorreu.

- *Sistema New England*

O sistema New England foi utilizado para avaliar as duas diferentes estruturas de controle propostas e o pseudoespectro dos autovalores. Neste sistema foram projetados seis controladores associados as unidades geradoras com os maiores índices de controlabilidade e observabilidade.

A estrutura quase-descentralizada, que considera a inclusão de atrasos de sinais na modelagem, não apresentou problemas no processo de convergência. Porém, essa estrutura não melhorou o fator de amortecimento do sistema quando comparada com a estrutura descentralizada.

No estudo com o sistema New England somente as funções pseudoespectrais mono-objetivo foram consideradas e, em função disto, o pseudoespectro dos autovalores do sistema, em malha fechada, foi avaliado.

As funções pseudoespectrais apresentaram elevado tempo computacional, quando comparado com as demais funções objetivo, porque consideram o pseudoespectro como restrição. Além disso, os resultados com o pseudoespectro foram conservadores porque a sensibilidade dos autovalores diante de cada perturbação específica não é levado em consideração. Assim, soluções satisfatórias foram obtidas mesmo com perturbações com valores de norma superior aos limites do pseudoespectro, onde os autovalores foram pouco sensíveis a essas perturbações.

- *Sistema New England New York*

Este sistema foi utilizado com o objetivo de avaliar a metodologia proposta quando aplicada a um sistema com grande número de estados. Neste sistema, foram projetados quatorze controladores associados as unidades geradoras com maior controlabilidade e observabilidade.

Estudos considerando a retirada das linhas mais críticas do sistema, bem como a remoção de um controlador por vez foram

realizadas. Resultados adequados foram obtidos nestes estudos e nenhum modo inter-área apresentou fator de amortecimento negativo.

O tempo computacional para os estudos realizados com os três sistemas testes também foi avaliado e comparado com resultados obtidos da literatura de métodos de projeto solucionados por LMIs. Uma vez que as LMIs apresentam um número de variáveis de otimização bem superior ao número de variáveis dos métodos de projeto paramétricos, os resultados mostram que, mesmo com os métodos de otimização que exigem maior esforço computacional o tempo computacional para a obtenção de soluções satisfatórias é inferior aos obtidos pelas LMIs.

8 CONCLUSÕES

O projeto de controladores utilizando otimização paramétrica, combinando conceitos de estabilidade e amortecimento mínimo com os conceitos do pseudospectro e valor singular de matrizes, mostrou-se adequado, sendo uma alternativa viável para o projeto de controladores robustos de baixa ordem por realimentação de saídas.

A combinação dos índices de desempenho e robustez, solucionados simultaneamente, considerando o projeto de múltiplos controladores ao mesmo tempo, possibilitou a coordenação entre as fontes de amortecimento e o atendimento dos diversos requisitos de projeto.

A vantagem da otimização paramétrica é a facilidade de lidar com as restrições estruturais e sistemas com grande número de estados. Problemas restritos ou irrestritos, assim como a não suavidade e não convexidade, podem ser facilmente solucionados por diversos métodos de otimização. Além disto, no projeto utilizando otimização paramétrica, um conjunto de soluções viáveis é obtido a cada simulação, utilizando as diferentes funções objetivos e métodos de otimização, possibilitando ao projetista escolher a mais adequada.

As principais conclusões desta tese são sumarizadas nos seguintes itens principais:

- *Índices de Desempenho e Robustez*

Os requisitos de desempenho dos controladores, implementados através dos índices de desempenho e robustez, asseguraram um desempenho adequado do sistema.

A estabilidade do sistema foi obtida para os índices de desempenho avaliados, embora com diferentes taxas de amortecimento, alguns mais amortecidos que outros. Esses resultados variam de acordo com cada índice de desempenho e o método de otimização escolhido. Além disso, a robustez dos controladores também foi verificada, considerando diferentes cenários de operação e até mesmo através da retirada de controladores e linhas críticas.

A formulação multiobjetivo mostrou-se satisfatória pois requisitos de estabilidade, amortecimento mínimo, robustez e coordenação entre as fontes de amortecimentos foram atendidos, simultaneamente. Os melhores resultados desta tese foram obtidos desta formulação.

Os resultados obtidos com o pseudoespectro são conservadores para avaliar a robustez dos sistemas. Soluções, com bom desempenho, foram obtidas com perturbações superiores aos limites definidos pelo pseudoespectro.

A inclusão da minimização da norma H_2 nos problemas multiobjetivos mostrou-se um índice eficiente para a busca de controladores ótimos que minimizem a energia de saída do sistema diante de perturbações, reduzindo o esforço dos controladores.

- *Métodos de Otimização*

Os métodos de otimização utilizados neste trabalho, apresentaram desempenho satisfatório quando aplicados a problemas de natureza não suave e não convexa. Até mesmo simples métodos de busca direta, mostraram-se capazes de solucionar problemas desse tipo, apresentando resultados equivalentes aos métodos de otimização desenvolvidos especificamente para problemas dessa natureza.

Métodos de otimização baseados na estimativa de derivadas apresentaram extrema dependência das condições iniciais para a obtenção de resultados satisfatórios, enquanto que, nos métodos heurísticos isso não ocorreu. O problema dos métodos heurísticos é o esforço computacional que aumenta, principalmente com os métodos MOPSO e NSGA_II, onde o conceito da fronteira de Pareto é incluído. Mesmo assim, é vantajoso a utilização desses métodos, pois não há necessidade de variar-se as condições iniciais até obter-se uma solução viável.

Os métodos não apresentaram garantia de convergência global. Soluções locais ou próximas das soluções globais foram obtidas, dependendo do método de otimização, índice de desempenho e condição inicial atribuída.

O critério de Pareto para a seleção de soluções não dominadas mostrou-se uma ferramenta eficiente, visto que, para problemas com múltiplos objetivos, a solução com melhor desempenho e robustez não foi a que apresentou maior fator de amortecimento e sim aquela que apresentou melhores propriedades de robustez para um amortecimento mínimo definido. Esse critério de seleção é muito importante para a melhoria da robustez dos sistemas.

- *Estruturas de Controle*

A inclusão da modelagem dos atrasos durante o processo de solução não trouxe grandes dificuldades na obtenção de soluções satisfatórias porém, os resultados com a estrutura quase-descentralizada não melhoram significativamente o amortecimento do sistema quando comparado com a estrutura descentralizada.

A perda do sinal remoto poderia vir a degradar o desempenho do controle quase-descentralizado, porém isso não ocorreu porque o sinal remoto foi considerado no processo de solução. Logo, a estrutura quase-descentralizada com a perda do sinal remoto apresentou desempenho equivalente ao da estrutura descentralizada.

- *Comparações com Outros Métodos*

O projeto simultâneo, considerando diversos requisitos de desempenho e robustez, assim como requisitos estruturais é facilmente resolvido utilizando-se a otimização paramétrica. Além disso, caso não seja encontrada uma solução viável, o projetista pode alterar a condição inicial ou algum parâmetro do método de otimização e repetir a simulação até encontrar uma solução adequada.

Nos métodos baseados em LMIs, os quais frequentemente falham para convergir ou não encontram soluções viáveis em determinados casos, não existe a possibilidade de repetir a simulação em busca de uma solução adequada. Além disso, o esforço computacional é ainda menor, utilizando-se a otimização paramétrica. Logo, os métodos de projeto paramétricos são uma boa escolha para o projeto de controladores.

Os resultados indicam que o projeto de controladores utilizando otimização paramétrica, incluindo requisitos de robustez deve ser considerado uma ferramenta em potencial para o ajuste de estabilizadores dos sistemas de potência e outros dispositivos de amortecimento de oscilações.

8.1 Trabalhos Futuros

Embora essa tese atenda a vários requisitos mínimos de controle, vários tópicos importantes não foram investigados. Questões como a

consideração de perturbações estruturadas, onde somente os elementos que variam na matriz são considerados na modelagem dos sistemas para o projeto de controladores e esquemas de controle para estrutura quase-descentralizada, não foram explorados e são sugestões para a continuidade do trabalho. As principais sugestões de trabalhos são descritas a seguir:

- *Desenvolvimento de um Algoritmo mais Rápido para o Cálculo do Pseudoespectro.*

A simulação computacional das funções pseudoespectrais apresentam um esforço computacional superior às demais funções objetivo. Isso ocorre porque uma restrição é imposta à função objetivo. Logo, a cada iteração um algoritmo para a solução das funções pseudoespectrais é utilizado. Esse algoritmo é baseado na comparação da parte real e da parte imaginária de cada autovalor para a determinação do menor valor singular. Alternativas poderiam ser pesquisadas no sentido de calcular o menor valor singular de forma mais rápida e eficiente.

- *Desenvolvimento de Novos Índices de Desempenho e Robustez.*

Assim como o pseudoespectro considera o menor valor singular como restrição, as funções objetivos também poderiam considerar, em sua formulação, restrições como a norma H_∞ e a norma H_2 . Índices que produzam uma resposta temporal rápida para os sistemas elétricos também poderiam ser desenvolvidos, com o objetivo de reduzir rapidamente o impacto das oscilações. Índices que consideram a perda de sinais também podem ajudar na melhoria do desempenho dos controladores projetados com mais de um sinal de entrada, de forma que com a perda de um sinal o desempenho do sistema seja assegurado.

- *Implementação de uma Estrutura de Controle Quase-descentralizada Genérica.*

Neste trabalho procurou-se implementar a estrutura de controle quase-descentralizada para avaliar a inclusão de sinais com atraso de transporte no projeto dos controladores. Uma estrutura simples foi implementada, a qual não melhorou, significativamente, o amortecimento do sistema. Como proposta de trabalho futuro, uma estrutura genérica, que aumente o amortecimento do sistema pode ser pesquisada e implementada. Uma alternativa é realizar o projeto de dois controladores, sendo um com sinal de entrada

local e um com sinal de entrada remoto. Ao final a soma dos sinais de saída de cada um dos controladores representa a saída do controle quase-descentralizado.

- *Expansão da Metodologia Proposta.*

Como proposta a metodologia pode ser expandida para:

1. Projeto de estruturas de controle centralizado e hierárquico;
2. Projeto considerando múltiplos cenários de operação;
3. Projeto considerando diferentes sinais de entrada;
4. Projeto considerando a estrutura das perturbações como critério para melhorar a robustez;
5. Projeto aplicado ao controle de dispositivos FACTS e outras fontes de geração de energia;

- *Melhoria da Interface da Plataforma de Simulação.*

Esta proposta visa tornar a plataforma de simulação uma toolbox para o projeto de controladores utilizando otimização paramétrica.

9 DADOS DOS SISTEMAS TESTES UTILIZADOS

Neste apêndice são apresentados os dados dinâmicos e estáticos dos sistemas testes avaliados.

9.1 Sistema Equivalente Sul-Sudeste do Brasil

Os dados dinâmicos dos geradores do sistema equivalente Sul-Sudeste do Brasil e dos reguladores de tensão são apresentados na Figura 64. A condição de carregamento do sistema é a mesma utilizada em [41] e os dados das barras e linhas são apresentados na Figura 65.

9.1.1 Dados do Sistema

```

TITU
  /// TEST SYSTEM #3 (NELSON MARTINS SYSTEM)
  /// Paper "COMPUTING DOMINANT POLES OF VERY HIGH ORDER TRANSFER
  /// FUNCTIONS" (Reference #17)
DSYS
# N = Network File: A = ANAREDE Formatted File
# H = ANAREDE History File
# P = PACDYN Formatted File (DEFAULT)
# P = Network printout | T = Initial conditions test | V = Voltstab analysis
#(freq) (base) (no) N P T V
60.000 1000.0 0008 H Y Y N
DGEN
#(#1)noRM(Base) (-HH-) (-X'd) (-X'q) (-Xd-) (-Xq-) (-Ra-) (T'd0) (T'q0) (Xp-) (-Sat-) (-D-)
#(#1)no (-X'd) (-X'q) (T"d0) (T"q0) (-Xl-) (-A-) (-B-) (-C-) (-Xt-)
1 0 41900.0 4.500 0.300 0.000 0.850 0.7000.0000 5.000 0.0000.000 0.000
2 0 0.200 0.200 0.053 0.123
3 0 41400.0 4.500 0.300 0.000 0.850 0.7000.0000 5.000 0.0000.000 0.000
4 0 0.200 0.200 0.053 0.123
5 0 41944.0 4.500 0.300 0.000 0.880 0.6900.0000 5.000 0.0000.000 0.000
6 0 0.200 0.200 0.060 0.090
7 0 46633.0 5.070 0.300 0.000 0.900 0.6800.0000 7.600 0.0000.000 0.000
8 0 0.240 0.270 0.090 0.190
9 0R46000.0 5.000 0.300 0.000 1.000 0.7000.0000 8.000 0.0000.000 0.000
10 0 0.250 0.250 0.090 0.200
-999
DAVR
#bus no(-Ka-) (-Ta-) (-Kf-) (-Tf-) (-Tn-) (-Td-) (-Ke-) (-Te-) (Vsat) (Vsmx) (Vmax) (Vc)M
1 0 30.00 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.00 0.00 0.00 0.00 13
2 0 30.00 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.00 0.00 0.00 0.00 23
3 0 30.00 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.00 0.00 0.00 0.00 33
4 0 30.00 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.00 0.00 0.00 0.00 43
7 0 30.00 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.00 0.00 0.00 0.00 73
-999

```

Figura 64 – Dados dos geradores e reguladores do sistema

```

(=====
( DADOS DE BARRA DO SISTEMA
(=====
DBAR
(No) O TB( nome )G( V) ( A) ( Pg) ( Qg) ( Qn) ( Qm) ( Bc) ( Pl) ( Ql) ( Sh) (A)(Vf)
1 1 FOZ AREIA 103024.51658.-412.-999999999. 2405.-467.179.2 11030
2 1 S Santiago 103027.21332.-200.-999999999. 692.3-184.149.1 11030
3 1 S Segredo 102926.63080.-447.-999999999. 1032.-235.114.2 11029
4 1 ITAIPU 103948.56500.1958.-999999999. 62.6 24.3 36.8 11039
5 EARRA5 98821.2 845.8 -9.2 33. 1 988
6 EARRA6 98821.4 -4.9 79.82142. 1 989
7 2 EQUIV SE 966 0.-3164952.3-999999999 2884.-196. 42. 1 966
9999
(
(=====
( DADOS DE LINHA DO SISTEMA
(=====
DLIN
(De) O (Pa)NcEP ( R% ) ( Y% ) (Mvar) (Tap) (Tmn) (Tmx) (Phs) ( Bc) (Cn) (Ce)Ns
1 3 1 .3 3.8
2 3 1 .5 7.6
4 6 1 .29 7.34
5 1 1 1.9 24.5
5 2 1 1.5 22.5
6 5 1 3.9
6 7 1 .4 5.7
9999

```

Figura 65 – Dados das barras e linhas do sistema

9.2 Sistema New England

Os dados dinâmicos dos geradores do sistema New England e dos reguladores de tensão são apresentados nas Figuras 66 e 67, respectivamente. A condição de carregamento do sistema é a mesma utilizada em [111] e os dados das barras e linhas são apresentados nas Figuras 68 e 69, respectivamente.

9.2.1 Dados do Sistema

```

DGEN
# (#1) noRM (Base) (-HH-) (-X'd) (-X'q) (-Xd-) (-Xq-) (-Ra-) (T'd0) (T'q0) (Xp-) (-Sat-) (-D-)
# (#1) no (-X"d) (-X"q) (T"d0) (T"q0) (-Xl-) (-A--) (-B--) (-C--) (-Xt-)
30 0 4 100.0 42. 0.031 0.028 0.1 0.069 0.0 10.2 1.5 4.0
30 0 0.025 0.05 0.035 0.012
31 0 4 100.0 30.2 0.069 0.060 0.295 0.282 0.0 6.56 1.5 9.75
31 0 0.050 0.05 0.035 0.035
32 0 4 100.0 35.8 0.053 0.050 0.249 0.237 0.0 5.7 1.5 10.0
32 0 0.045 0.05 0.035 0.030
33 0 4 100.0 28.6 0.043 0.040 0.262 0.258 0.0 5.69 1.5 10.0
33 0 0.035 0.05 0.035 0.029
34 0 4 100.0 26. 0.066 0.060 0.33 0.31 0.0 5.4 0.44 3.0
34 0 0.050 0.05 0.035 0.027
35 0 4 100.0 34.8 0.050 0.045 0.254 0.241 0.0 7.3 0.4 10.0
35 0 0.040 0.05 0.035 0.022
36 0 4 100.0 26.4 0.049 0.045 0.295 0.292 0.0 5.66 1.5 8.0
36 0 0.040 0.05 0.035 0.032
37 0 4 100.0 24.3 0.057 0.050 0.290 0.280 0.0 6.7 0.41 9.0
37 0 0.045 0.05 0.035 0.028
38 0 4 100.0 34.5 0.057 0.050 0.210 0.205 0.0 4.79 1.96 14.0
38 0 0.045 0.05 0.035 0.029
39
# 39 0 31000.050.000 0.060 0.080 0.200 0.1900.0010 7.000 0.7000.030 0.00010.00
-999

```

Figura 66 – Dados dos geradores do sistema

```

DAVR
#bus no(-Ka-) (-Ta-) (-Kf-) (-Tf-) (-Tn-) (-Td-) (-Ke-) (-Te-) (Vsat) (Vsmx) (Vmax) (Vc)M
# Sistema Modificado com novo modelo de regulador
30 0 100.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 0.00 0.00 303
31 0 100.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 0.00 0.00 313
32 0 100.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 0.00 0.00 323
33 0 100.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 0.00 0.00 333
34 0 100.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 0.00 0.00 343
35 0 100.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 0.00 0.00 353
36 0 100.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 0.00 0.00 363
37 0 100.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 0.00 0.00 373
38 0 100.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 0.00 0.00 383
-999

```

Figura 67 – Dados dos reguladores do sistema

DBAR

(Num)	OETGb(nome)Gl (V) (A) (Pgr) (Qgr) (Qn) (Qm) (Bc) (Pl) (Ql) (Sh)Are(Vf)
1	L	BARRA-001	1048-9.5 11000
2	L	BARRA-002	1049-6.9 11000
3	L	BARRA-003	1031-9.8 322. 2.4 11000
4	L	BARRA-004	1004-11. 500. 184. 11000
5	L	BARRA-005	1005-9.4 11000
6	L	BARRA-006	1007-8.7 11000
7	L	BARRA-007	997-11. 233.8 84. 11000
8	L	BARRA-008	996-11. 522. 176. 11000
9	L	BARRA-009	1028-11. 11000
10	L	BARRA-010	1017-6.3 11000
11	L	BARRA-011	1013-7.1 11000
12	L	BARRA-012	1000-7.1 8.5 88. 11000
13	L	BARRA-013	1014 -7. 11000
14	L	BARRA-014	1012-8.7 11000
15	L	BARRA-015	1016-9.1 320. 153. 11000
16	L	BARRA-016	1032-7.7 329.4 32.3 11000
17	L	BARRA-017	1034-8.7 11000
18	L	BARRA-018	1031-9.5 158. 30. 11000
19	L	BARRA-019	1050 -3. 11000
20	L	BARRA-020	991-4.5 680. 103. 11000
21	L	BARRA-021	1032-5.3 274. 115. 11000
22	L	BARRA-022	1050-.82 11000
23	L	BARRA-023	1045 -1. 247.5 84.6 11000
24	L	BARRA-024	1038-7.6 308.6-92.2 11000
25	L	BARRA-025	1058-5.5 224. 47.2 11000
26	L	BARRA-026	1052-6.8 139. 17. 11000
27	L	BARRA-027	1038-8.8 281. 75.5 11000
28	L	BARRA-028	1051-3.3 206. 27.6 11000
29	L	BARRA-029	1050-.54 283.5 26.9 11000
30	L1	BARRA-030	1048-4.5 250.146.3-999999999 11000
31	L1	BARRA-031	982.115573.2207.1-999999999 9.2 4.6 11000
32	L1	BARRA-032	9831.73 650.205.3-999999999 11000
33	L1	BARRA-033	9972.17 632.108.6-999999999 11000
34	L1	BARRA-034	1012.734 508.166.5-999999999 11000
35	L1	BARRA-035	10494.14 650.209.3-999999999 11000
36	L1	BARRA-036	10646.83 560.102.1-999999999 11000
37	L1	BARRA-037	10281.24 540.4102-999999999 11000
38	L1	BARRA-038	10276.52 830.23.02-999999999 11000
39	L2	BARRA-039	1030-11.1000.87.43-999999999 1104. 250. 11000

9999

Figura 68 – Dados das barras do sistema

```

DLIN
(De )d O d(Pa )NcEP ( R% ) ( X% ) (Mvar) (Tap) (Tmn) (Tmx) (Phs) (Bc ) (Cn) (Ce)Ns
1      2 1      .35 4.11 69.87
1      39 1     .1  2.5  75.
2      3 1     .13 1.51 25.72
2      25 1    .7  .86  14.6
2      30 1    1.81      1.025
3      4 1     .13 2.13 22.14
3      18 1    .11 1.33 21.38
4      5 1     .08 1.28 13.42
4      14 1    .08 1.29 13.82
5      6 1     .02 .26  4.34
5      8 1     .08 1.12 14.76
6      7 1     .06 .92  11.3
6      11 1    .07 .82  13.89
6      31 1    2.5      1.07
7      8 1     .04 .46  7.8
8      9 1     .23 3.63 38.04
9      39 1    .1  2.5  120.
10     11 1    .04 .43  7.29
10     13 1    .04 .43  7.29
10     32 1    2.      1.07
12     11 1    .16 4.35      1.006
12     13 1    .16 4.35      1.006
13     14 1    .09 1.01 17.23
14     15 1    .18 2.17 36.6
15     16 1    .09 .94  17.1
16     17 1    .07 .89  13.42
16     19 1    .16 1.95 30.4
16     21 1    .08 1.35 25.48
16     24 1    .03 .59  6.8
17     18 1    .07 .82  13.19
17     27 1    .13 1.73 32.16
19     20 1    .07 1.38      1.06
19     33 1    .07 1.42      1.07
20     34 1    .09 1.8      1.009
21     22 1    .08 1.4 25.65
22     23 1    .06 .96  18.46
22     35 1    1.43      1.025
23     24 1    .22 3.5  36.1
23     36 1    .05 2.72      1.
25     26 1    .32 3.23 51.3
25     37 1    .06 2.32      1.025
26     27 1    .14 1.47 23.96
26     28 1    .43 4.74 78.02
26     29 1    .57 6.25 102.9
28     29 1    .14 1.51 24.9
29     38 1    .08 1.56      1.025
9999

```

Figura 69 – Dados das linhas do sistema

9.3 Sistema New England New York

Os dados dinâmicos dos geradores do sistema New England New York e dos reguladores de tensão são apresentados nas Figuras 70 e 71. A condição de carregamento do sistema é a mesma utilizada em [4] e os dados das linhas e barras são apresentados nas Figuras 72, 73 74, respectivamente.

9.3.1 Dados do Sistema

```

DGEN
# Modelo sem X''q - MODELO VALIDO PARA ANATEM
# (#1)noRM(Base) (-HH-) (-X'd) (-X'q) (-Xd-) (-Xq-) (-Ra-) (T'd0) (T'q0) (Xp-) (-Sat-) (-D-)
# (#1)no (-X''d) (-X''q) (T''d0) (T''q0) (-Xl-) (-A--) (-B--) (-C--) (-Xt-
53 0 5 100.0 42. 0.031 0.028 0.1 0.069 0.0 10.2 1.5
53 0 0.025 0.05 0.035 0.012
54 0 5 100.0 30.2 0.069 0.060 0.295 0.282 0.0 6.56 1.5
54 0 0.050 0.05 0.035 0.035
55 0 5 100.0 35.8 0.053 0.050 0.249 0.237 0.0 5.7 1.5
55 0 0.045 0.05 0.035 0.030
56 0 5 100.0 28.6 0.043 0.040 0.262 0.258 0.0 5.69 1.5
56 0 0.035 0.05 0.035 0.029
57 0 5 100.0 26. 0.066 0.060 0.33 0.31 0.0 5.4 0.44
57 0 0.050 0.05 0.035 0.027
58 0 5 100.0 34.8 0.050 0.045 0.254 0.241 0.0 7.3 0.4
58 0 0.040 0.05 0.035 0.022
59 0 5 100.0 26.4 0.049 0.045 0.295 0.292 0.0 5.66 1.5
59 0 0.040 0.05 0.035 0.032
60 0 5 100.0 24.3 0.057 0.050 0.290 0.280 0.0 6.7 0.41
60 0 0.045 0.05 0.035 0.028
61 0 5 100.0 34.5 0.057 0.050 0.210 0.205 0.0 4.79 1.96
61 0 0.045 0.05 0.035 0.029
62 0 5 100.0 31. 0.045 0.045 0.169 0.115 0.0 9.37 1.5
62 0 0.040 0.05 0.035 0.019
63 0 5 100.0 28.2 0.018 0.015 0.128 0.123 0.0 4.1 1.5
63 0 0.012 0.05 0.035 0.010
64 0 5 100.0 92.3 0.031 0.028 0.101 0.095 0.0 7.4 1.5
64 0 0.025 0.05 0.035 0.022
65 0 5 200.0 248. 0.005 0.005 0.029 0.028 0.0 5.9 1.5
65 0 0.004 0.05 0.035 0.003
66 0 5 100.0 300. 0.002 0.002 0.018 0.017 0.0 4.1 1.5
66 0 0.002 0.05 0.035 0.001
67 0 5 100.0 300. 0.002 0.002 0.018 0.017 0.0 4.1 1.5
67 0 0.002 0.05 0.035 0.001
68 0 5 200.0 225. 0.007 0.006 0.035 0.033 0.0 7.8 1.5
68 0 0.005 0.05 0.035 0.004
-999

```

Figura 70 – Dados dos geradores do sistema


```

DAVR
#
#bus no (-Ka-) (-Ta-) (-Kf-) (-Tf-) (-Tn-) (-Td-) (-Ke-) (-Te-) (Vsat) (Vsmx) (Vmax) (Vo)M
# Sistema Modificado com regulador em todas as máquinas
53 200.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 -05.0 05.00 533
54 200.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 -05.0 05.00 543
55 200.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 -05.0 05.00 553
56 200.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 -05.0 05.00 563
57 200.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 -05.0 05.00 573
58 200.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 -05.0 05.00 583
59 200.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 -05.0 05.00 593
60 200.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 -05.0 05.00 603
61 200.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 -05.0 05.00 613
62 200.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 -05.0 05.00 623
63 200.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 -05.0 05.00 633
64 200.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 -05.0 05.00 643
65 200.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 -05.0 05.00 653
66 200.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 -05.0 05.00 663
67 200.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 -05.0 05.00 673
68 200.0 0.050 0.00 0.000 0.000 0.000 0.00 0.000 0.00 -05.0 05.00 683
-999

```

Figura 71 – Dados dos reguladores do sistema

```

DLIN
(De) O (Pa)NcEP ( R% ) ( X% ) (Mvar) (Tap) (Tmn) (Tmx) (Phs) ( Bc) (Cn) (Ce)Ns
1 2 1 .35 4.11 69.87
1 30 1 .08 0.74 48.00
2 3 1 .13 1.51 25.72
2 25 1 .70 0.86 14.60
2 53 1 1.81 1.025
3 4 1 .13 2.13 22.14
3 18 1 .11 1.33 21.38
4 5 1 .08 1.28 13.42
4 14 1 .08 1.29 13.82
5 6 1 .02 0.26 4.34
5 8 1 .08 1.12 14.76
6 7 1 .06 0.92 11.30
6 11 1 .07 0.82 13.89
6 54 1 2.50 1.070
7 8 1 .04 0.46 7.8
8 9 1 .23 3.63 38.04
9 30 1 .19 1.83 29.00
10 11 1 .04 0.43 7.290
10 13 1 .04 0.43 7.290
10 55 1 2.00 1.070
12 11 1 .16 4.35 1.060
12 13 1 .16 4.35 1.060
13 14 1 .09 1.01 17.23
14 15 1 .18 2.17 36.60
15 16 1 .09 0.94 17.10
16 17 1 .07 0.89 13.42
16 19 1 .16 1.95 30.40
16 21 1 .08 1.35 25.48
16 24 1 .03 0.59 6.80

```

Figura 72 – Dados das linhas do sistema

17	18	1	.07	0.82	13.19
17	27	1	.13	1.73	32.16
19	20	1	.07	1.38	1.060
19	56	1	.07	1.42	1.070
20	57	1	.09	1.80	1.009
21	22	2	.08	1.40	25.65
22	23	1	.06	0.96	18.46
22	58	1		1.43	1.025
23	24	1	.22	3.50	36.10
23	59	1	.05	2.72	
25	26	1	.32	3.23	53.10
25	60	1	.06	2.32	1.025
26	27	1	.14	1.47	23.96
26	28	1	.43	4.74	78.02
26	29	1	.57	6.25	102.9
28	29	1	.14	1.51	24.90
29	61	1	.08	1.56	1.025
9	30	2	.19	1.83	29.00
9	36	1	.22	1.96	34.00
9	36	2	.22	1.96	34.00
36	37	1	.05	0.45	32.00
34	36	1	.33	1.11	145.0
35	34	1	.01	0.74	0.946
33	34	1	.11	1.57	20.20
32	33	1	.08	0.99	16.80
30	31	1	.13	1.87	33.33
30	32	1	.24	2.88	48.80
1	31	1	.16	1.63	25.00
31	38	1	.11	1.47	24.70
33	38	1	.36	4.44	69.30
38	46	1	.22	2.84	43.00
46	49	2	.18	2.74	27.00
1	47	1	.13	1.88	131.0
47	48	1	.25	2.68	40.00
47	48	2	.25	2.68	40.00
48	40	1	.20	2.20	128.0
35	45	1	.07	1.75	139.0
37	43	1	.05	2.76	
43	44	1	.01	0.11	
44	45	1	.25	7.30	
39	44	1		4.11	
39	45	1		8.39	
45	51	1	.04	1.05	72.00
50	52	1	.12	2.88	206.0
50	51	1	.09	2.21	162.0
49	52	1	.76	11.4	116.0
52	42	1	.40	6.00	225.0
42	41	1	.40	6.00	225.0
41	40	1	.60	8.40	315.0
31	62	1		2.60	1.040
32	63	1		1.30	1.040
36	64	1		0.75	1.040
37	65	1		0.33	1.040
41	66	1		0.15	1.000
42	67	1		0.15	1.000
52	68	1		0.30	1.000
1	27	1	3.2	32.0	41.00

9999

Figura 73 – Dados das linhas do sistema

DBAR														
(No)	O	TB	(nome)	G (V)	(A)	(Pg)	(Qg)	(Qn)	(Qm)	(Bc)	(Pl)	(Ql)	(Sh)	(A (Vf)
01				1000	0.0						252.7118.5			11000
02				1000	0.0									11000
03				1000	0.0						322.0	2.0		11000
04				1000	0.0						500.0184.0			11000
05				1000	0.0									11000
06				1000	0.0									11000
07				1000	0.0						234.0	84.0		11000
08				1000	0.0						522.0177.0			11000
09				1000	0.0						104.0125.0			11000
10				1000	0.0									11000
11				1000	0.0									11000
12				1000	0.0						9.0	88.0		11000
13				1000	0.0									11000
14				1000	0.0									11000
15				1000	0.0						320.0153.0			11000
16				1000	0.0						329.0	32.0		11000
17				1000	0.0									11000
18				1000	0.0						158.0	30.0		11000
19				1000	0.0									11000
20				1000	0.0						680.0103.0			11000
21				1000	0.0						274.0115.0			11000
22				1000	0.0									11000
23				1000	0.0						248	85		11000
24				1000	0.0						309	-92		11000
25				1000	0.0						224	47		11000
26				1000	0.0						139	17		11000
27				1000	0.0						281	76		11000
28				1000	0.0						206	28		11000
29				1000	0.0						284	27		11000
30				1000	0.0									11000
31				1000	0.0									11000
32				1000	0.0									11000
33				1000	0.0						112	0		11000
34				1000	0.0									11000
35				1000	0.0									11000
36				1000	0.0						102-19.4			11000
37				1000	0.0						6000	300		11000
38				1000	0.0									11000
39				1000	0.0						267	12.6		11000
40				1000	0.0						65.6323.53			11000
41				1000	0.0						1000	250		11000
42				1000	0.0						1150	250		11000
43				1000	0.0									11000
44				1000	0.0						267.5	4.84		11000
45				1000	0.0						208	21		11000
46				1000	0.0						150.7	28.5		11000
47				1000	0.0						203.132.59			11000
48				1000	0.0						241.2	2.2		11000
49				1000	0.0						164	29		11000
50				1000	0.0						100	-147		11000
51				1000	0.0						337	-122		11000
52				1000	0.0						2470.	123		11000
53	1			1045-0.0	250						-99999999			11000
54	1			980-0.0	545						-99999999			11000
55	1			983-0.0	650						-99999999			11000
56	1			997-0.0	632						-99999999			11000
57	1			1011-0.0	505						-99999999			11000
58	1			1050-0.0	700						-99999999			11000

Figura 74 – Dados das barras do sistema

REFERÊNCIAS

- [1] KUNDUR, P. *Power System Stability and Control*. [S.l.]: McGraw-Hill, 1994. 1196 p.
- [2] PAL, B. C.; CHAUDHURI, B. *Robust Control in Power Systems*. [S.l.]: Springer, 2005. 190 p.
- [3] DOTTA, D. *Controle Hierárquico Usando Sinais de Medição Fasorial Sincronizada*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2009.
- [4] ROGERS, G. *Power System Oscillations*. [S.l.]: Kluwer Academic Publishers, 2000. 328 p.
- [5] BOMFIM, A. L. B.; TARANTO, G. N.; FALCAO, D. M. Simultaneous tuning of power system damping controllers using genetic algorithms. *IEEE Transactions on Power System*, v. 15, n. 1, p. 163–169, February 2000.
- [6] BURKE, J. V.; LEWIS, A. S.; OVERTON, M. L. Robust stability and a criss-cross algorithm for pseudospectra. *IMA Journal of Numerical Analysis*, v. 23, p. 359–375, 2003.
- [7] AYRES, H. M. *Aplicação do Controlador UPFC para Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas em Sistemas Elétricos de Potência*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Estadual de Campinas - UNICAMP, Campinas, SP, 2005.
- [8] CHILALI, M.; GAHINET, P. H_∞ design with pole placement constraints: An LMI approach. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 41, n. 3, p. 358–367, March 1996.
- [9] SHIAU, J.; TARANTO, G.; CHOW, J.; BOUKARIM, G. Power swing damping controller design using an iterative linear matrix inequality algorithm. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, v. 7, n. 3, p. 371–381, May 1999.
- [10] BOUKARIM, G. E.; WANG, S.; CHOW, J. H.; TARANTO, G. N.; MARTINS, N. A comparison of classical, robust and decentralized control designs for multiple power system stabilizers. *IEEE Transactions on Power System*, v. 15, n. 4, p. 1287–1292, November 2000.

- [11] RAMOS, R. A.; ALBERTO, L. F. C.; BRETAS, N. G. A new methodology for the coordinated design of robust decentralized power system damping controllers. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 19, n. 1, p. 444–454, February 2004.
- [12] OLIVEIRA, R. V.; KUIAVA, R.; RAMOS, R. A.; BRETAS, N. G. Automatic tuning method for the design of supplementary damping controllers for flexible alternating current transmission system devices. *IET - Generation Transmission & Distribution*, v. 3, n. 10, p. 919–929, October 2009.
- [13] SIMÕES, A. M.; SAVELLI, D. C.; PELLANDA, P. C.; MARTINS, N.; APKARIAN, P. Robust design of a TCSC oscillation damping controller in a weak 500-kV interconnection considering multiple power flow scenarios and external disturbances. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 24, n. 1, p. 226–236, February 2009.
- [14] APKARIAN, P.; NOLL, D. Nonsmooth H_∞ synthesis. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 51, n. 1, p. 71 – 86, January 2006.
- [15] VANANTWERP, J. G.; BRAATZ, R. D. A tutorial on linear and bilinear matrix inequalities. *Journal of Process Control*, n. 10, p. 363–385, 2000.
- [16] BURKE, V. J.; HENRION, D.; LEWIS, A. S.; OVERTON, M. L. Stabilization via nonsmooth, nonconvex optimization. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 51, n. 11, p. 1760–1769, November 2006.
- [17] KUNDUR, P.; PASERBA, J.; AJJARAPU, V.; ANDERSSON, G.; BOSE, A.; CANIZARES, C.; HATZIARGYRIOU, N.; HILL, D.; STANKOVIC, A.; TAYLOR, C.; CUTSEM, T. V.; VITTAL, V. Definition and classification of power system stability IEEE/CIGRE joint task force on stability terms and definitions. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 19, n. 3, p. 1387–1401, August 2004.
- [18] ZANCHIN, V. T.; BAZANELLA, A. S. Robust output feedback design with application to power systems. *Decision and Control. Proceedings 42nd IEEE Conference on*, v. 4, p. 3870–3875, December 2003.

- [19] ESCALANTE, S. L. *Projeto de Estabilizadores de Sistemas de Potência Utilizando Sinais Remotos via Algoritmos Genéticos*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2011.
- [20] WAGNER, C. F. Damper winding for water wheel generators. *American Institutions of Electrical Engineers*, v. 50, p. 140–151, 1931.
- [21] HUANG, Y.; XU, Z. HVDC supplementary controller based on synchronized phasor measurement units. *IEEE PES Power Systems Conference and Exposition*, p. 668–672, October 2004.
- [22] SAMUELSSON, O. Load modulation for damping of electromechanical oscillations. *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, v. 1, p. 241–246, February 2001.
- [23] KAMWA, I.; GRONDIN, R.; ASBER, D.; GINGRAS, J.; TRUDEL, G. Large-scale active-load modulation for angle stability improvement. *IEEE Transactions on Power System*, v. 14, n. 2, p. 582–590, May 1999.
- [24] PENNA, H. E. *Controle Descentralizado Ótimo para o Projeto e Coordenação de Sinais Estabilizadores de Sistemas de Potência*. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, 1992.
- [25] KUNDUR, P.; KLEIN, M.; ROGERS, G. J.; ZYWNO, M. S. Application of power system stabilizers for enhancement of overall system stability. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 4, p. 614–625, 1989.
- [26] CHAUDHRURI, B.; MAJUMDER, R.; PAL, B. C. Wide-area measurement-based stabilizing control of power system considering signal transmission delay. *IEEE Transactions on Power System*, v. 19, n. 4, p. 1971–1979, November 2004.
- [27] OKOU, F. A.; DESSAINT, L. A.; AKHRIF, Q. Large power system stability enhancement using wide-area signals based hierarchical controller. *Proceedings IEEE General Meeting*, 2004.
- [28] ZHANG, Y.; BOSE, A. Design of wide-area damping controllers for interarea oscillations. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 23, n. 3, p. 1136–1143, August 2008.

- [29] DOTTA, D.; SILVA, A. S.; DECKER, I. C. Wide-area measurements-based two-level control design considering signal delay. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 24, n. 1, p. 208–216, February 2009.
- [30] CHOW, J. H.; SANCHEZ-GASCA, J. J.; REN, H.; WANG, S. Power system damping controller design using multiple input signals. *IEEE Control System Magazine*, v. 20, n. 4, p. 82–90, August 2000.
- [31] YANG, T. C.; DING, Z. T.; YU, H. Research into quasi-decentralized control. *Proceedings of the 3th World Congress on Intelligent Control and Automation*, p. 2893–2898, June 2000.
- [32] DOTTA, D.; SILVA, A. S.; DECKER, I. C. Design of power system controllers by nonsmooth, nonconvex optimization. *IEEE PES General Meeting*, July 2009. ISSN 1944-9925.
- [33] SIMÕES-COSTA, A. J. A.; FREITAS, F. D.; SILVA, A. S. Design of decentralized controllers for large power systems considering sparsity. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 12, n. 1, p. 144–152, February 1997.
- [34] SAXENA, A.; GUPTA, V. A hybrid particle swarm optimization approach for design power system stabilizer. *IACSIT International Journal of Engineering and Technology*, v. 2, n. 6, p. 524–528, 2010.
- [35] SEBAA, K.; BOUDOUR, M. Robust power system stabilizers design using multi-objective genetic algorithms. *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, p. 1–7, June 2007.
- [36] MARINI, R. L. V. *Uso de medição fasorial sincronizada visando a melhoria da estabilidade de sistemas elétricos de potência*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2005.
- [37] WU, H.; HEYDT, G. T. Design of delayed-input wide area power system stabilizer using gain scheduling method. *IEEE PES General Meeting*, p. 1704–1709, July 2003.
- [38] WU, H.; KONSTANTINOS, S. T.; HEYDT, G. T. Evaluation of time delay effects to wide-area power system stabilizer design. *IEEE Transaction on Power Systems*, v. 19, n. 4, p. 1935–1941, November 2004.

- [39] HU, Z.; MILANOVIC, J. V. The effectiveness of wam based adaptive supervisory controller for global stabilization of power systems. *IEEE Power Tech 2007 Conference*, p. 1652–1659, July 2007.
- [40] SAUER, P. W.; PAI, M. A. *Power Systems Dynamic and Stability*. [S.l.]: Prentice Hall, 1998. 357 p.
- [41] MARTINS, N.; LIMA, L. T. G. Eigenvalue and frequency domain analysis of small-signal electromechanical stability problems. *IEEE/PES Symposium on Applications of Eigenanalysis and Frequency Domain Methods*, p. 17–33, 1989.
- [42] JABR, R. A.; PAL, B. C.; MARTINS, N. A sequential conic programming approach for the coordinated and robust design of power system stabilizers. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 25, n. 3, p. 1627–1637, August 2010.
- [43] DILL, G. K.; SILVA, A. S. Robust design of power system controllers based on optimization of pseudospectral functions. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 28, n. 2, May 2013.
- [44] BOLLINGER, K. E.; WINSOR, R.; CAMPBELL, A. Frequency response methods for tuning stabilizers to damp out tie-line power oscillations: theory and field-test results. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 1979.
- [45] LARSEN, E. V.; SWANN, D. A. Applying power system stabilizers, parts I, II and III. *IEEE Transactions on Power Applications and Systems*, PAS-100, n. 6, p. 3017–3046, June 1981.
- [46] GIBBARD, M. J. Coordination of multi-machine stabilizer gain settings for a specified level of system damping performance. *IEE Proceedings Conference on Generation, Transmission and Distribution*, v. 129, n. 2, p. 45–48, 1982.
- [47] MARTINS, N. Impact of interactions among power systems controls. *CIGRE Special Publication*, Technical Brochure 166, 2000.
- [48] BURKE, J. V.; HERION, D.; LEWIS, A. S.; OVERTON, M. L. HIFOO - a matlab package for fixed-order controller design and hinf optimization. In *5th IFAC Symposium on Robust Control Design*, 2006.

- [49] NOCEDAL, J.; WRIGHT, S. J. *Numerical Optimization*. [S.l.]: Springer Series in Operations Research, 1999. 634 p.
- [50] WHIDBORNE, J. F.; POSTLETHWAITE, I.; GU, W. D. A mixed optimization approach to multiobjective computer-aided control system design. *In: Proceedings of the Computer-Aided Control System Design*, 1996.
- [51] BOYD, S.; GHAOVI, L. E.; FERON, E.; BALAKRISHNAN, V. Linear matrix inequalities in system and control theory. *SIAM Studies in Applied Mathematics*, v. 15, p. 1–205, 1994.
- [52] AVELAR, J. R. C. *Estabilização Simultânea por Controladores de Ordem Pré-fixada: Solução Baseada no Método das Projeções Alternadas*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Instituto Militar de Engenharia - IME, Rio de Janeiro, 2007.
- [53] GEROMEL, J. C. *Methods and Techniques for Decentralized Control Systems: Analysis and Design*. [S.l.]: Cooperativa Libraria Universitaria del Politecnico di Milano, 1987.
- [54] FREITAS, F. D.; SILVA, A. S.; SIMÕES-COSTA, A. J. A. Coordinated setting of stabilizers for synchronous generators and FACTS devices in power system. *In CIGRÉ Symposium on Power Electronics in Electric Power Systems*, 1995.
- [55] TOKER, O.; OSBAY, H. On the np-hardness of solving bilinear matrix inequalities and simultaneous stabilization with static output feedback. *Proceedings of the American Control Conference, IEEE press*, 1995.
- [56] SEFTON, J.; GLOVER, K. Pole/zero cancellations in the general H_∞ problem with reference to a two block design. *Systems and Control Letters*, v. 14, p. 295–306, 1990.
- [57] GAHINET, P.; APKARIAN, P. A linear matrix inequality approach to H_∞ control. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, v. 4, n. 4, p. 421–448, 1994.
- [58] ZHANG, P.; COONICK, A. H. Coordinated synthesis of PSS parameters in multi-machine power systems using the method of inequalities applied to genetic algorithms. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 15, n. 2, p. 811–816, 2000.

- [59] ZHANG, Y.; CHEN, G. P.; MALIK, O. P.; HOPE, G. S. An artificial neural network based adaptive power system stabilizers. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 8, n. 1, p. 71–77, 1993.
- [60] CHATURVEDI, D. K.; SATSANGI, P. S.; KARLA, P. K. Performance of a generalized neuron-based PSS in a multi-machine power system. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 19, n. 3, p. 625–632, 2004.
- [61] HOSSEINZADEH, N.; KALAM, A. A direct adaptive fuzzy power system stabilizer. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 14, n. 4, p. 1564–1571, 1999.
- [62] HINRICHSSEN, D.; PRITCHARD, A. J. A fuzzy logic based power system stabilizer with learning ability. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 11, n. 4, p. 721–727, 1996.
- [63] BURKE, J. V.; LEWIS, A. S.; OVERTON, M. L. A nonsmooth, nonconvex optimization approach to robust stabilization by static output feedback and low-order controllers. In *Proceedings IFAC Symposium on Robust Control Design*, June 2003.
- [64] PELLANDA, P. C.; APKARIAN, P.; MARTINS, N. Tuning structurally constrained stabilizers for large power systems via nonsmooth multi-directional search. *Proceedings of the XII Latin-America Congress on Automatic Control*, p. 425–430, 2006.
- [65] APKARIAN, P. Non-smooth μ -synthesis. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, v. 21, n. 8, p. 1493–1508, 2011.
- [66] APKARIAN, P.; RAVANBOD-HOSSEINI, L.; NOLL, D. Time domain constrained H_∞ synthesis. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 2010.
- [67] CHEN, H.; BAI, H.; LIU, M.; GOU, Z. Wide-area robust H_∞ control with pole placement for damping inter-area oscillations. *IEEE PES General Meeting*, p. 2101–2108, October 2006.
- [68] DILL, G. K.; SILVA, A. S. Design of robust power system controllers using parametric optimization. *XII Symposium of Specialists in Electric Operational and Expansion Planning*, May 2012.

- [69] NADUVATHUPARAMBIL, B.; VALENTI, M.; FELIACHI, A. Communication delays in wide area measurement systems. *In: Proceedings of the Thirty-Fourth Southeastern Symposium on System Theory*, 2002.
- [70] SMITH, O. J. M. Closer control of loops with dead time. *Chemical Engineering Progress*, v. 53, n. 5, p. 217–219, 1957.
- [71] SMITH, O. J. M. *Feedback Control Systems*. [S.l.]: McGraw-Hill Book Company, 1958.
- [72] BAI, E. W.; CHYUNG, D. H. Improving delay estimation using the Padé approximation. *In: Proceedings of the 30th IEEE Conference in Decision and Control*, v. 2, p. 2028–2029, 1991.
- [73] VAJTA, M. Some remarks on padé approximations. *3rd TEMPUS INTCOM Symposium*, September 2000.
- [74] SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. *Multivariable Feedback Control Analysis and Design*. [S.l.]: John Wiley e Sons, 2001. 572 p.
- [75] CHEN, C. T. *Linear System Theory and Design*. [S.l.]: Oxford University Press, 1998. 352 p.
- [76] PAL, B. C. *Robust Damping Control of Inter-area Oscillations in Power Systems with Super-Conductiong Magnetic Energy Storage Devices*. Tese (PhD Thesis in Electrical Engineering) — Imperial College of Science Technology and Medicine, 1999.
- [77] KHALEGHI, M.; FARSANGI, M. M.; NEZAMABADI-POUR, H.; LEE, K. Y. Pareto-optimal design of damping controllers using modified artificial immune algorithm. *IEEE Transactions on Energy and Conservation*, v. 41, n. 240-250, p. 639–644, July 2010.
- [78] OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. [S.l.]: Pearson - Prentice Hall, 2005. 788 p.
- [79] ONS. *Procedimentos de Rede - Sub módulo 23.2*. [S.l.]: www.ons.org.br, 2000.
- [80] FALEIROS, A.; YOUNEYAMA, T. *Teoria Matemática de Sistemas*. [S.l.]: Arte & Ciência, 2002. 296 p.

- [81] TREFETHEN, L. N.; EMBREE, M. *Spectra and Pseudospectra: The Behavior of Nonnormal Matrices and Operators*. [S.l.]: Princeton University Press, 2005. 624 p.
- [82] BURKE, J. V.; LEWIS, A. S.; OVERTON, M. L. Optimization and pseudospectra with applications to robust stability. *SIAM Society for Industrial and Applied Mathematics*, v. 25, n. 1, p. 80–104, 2003.
- [83] STOJIC, M. J. Analytic tests for relative stability and strict aperiodicity. *IEEE Transactions on Education*, v. 41, n. 4, p. 333–336, November 1998.
- [84] FERRAZ, J. C. R.; MARTINS, N.; TARANTO, G. N. Coordinated stabilizer tuning in large power systems considering multiple operating conditions. *Power Engineering Society General Meeting*, p. 1–8, June 2007.
- [85] CHACHUAT, B. C. *Nonlinear and Dynamic Optimization*. [S.l.]: École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2006. 214 p.
- [86] BENNER, P.; MEHRMANN, V.; XU, H. A note on the numerical solution of a complex Hamiltonian and skew-Hamiltonian eigenvalue problems. *Electronic Transactions on Numerical Analysis*, v. 8, p. 115–126, 1999.
- [87] DILL, G. K.; SILVA, A. S. Power system stabilizer design using optimization and pseudospectra. *IEEE Power Tech*, 2011.
- [88] MENEZES, J. C. Y.; DILL, G. K.; SILVA, A. S. Power systems stabilizers design using multi-scenarios. *IEEE Power Tech*, 2013.
- [89] BURKE, J. V.; LEWIS, A. S.; OVERTON, M. L. A robust gradient sampling algorithm for nonsmooth, nonconvex optimization. *SIAM Society for Industrial and Applied Mathematics*, v. 15, n. 3, p. 751–779, 2005.
- [90] LEE, K. Y.; EL-SHARKAWI, M. A. *Modern Heuristic Optimization Techniques: Theory and Applications on Power Systems*. [S.l.]: Wiley - IEEE Press, 2008. 616 p.
- [91] COELLO, C. A. C.; PULIDO, G. T.; LECHUGA, M. S. Handling multiple objectives with particle swarm optimization. *IEEE - Transactions on Evolutionary Computation*, v. 8, n. 3, p. 256–279, June 2004.

- [92] PANDA, S. Multi-objective non-dominated shorting genetic algorithm-II for excitation and TCSC-based controller design. *Journal of Electrical Engineering*, v. 60, n. 2, p. 86–93, 2009.
- [93] KELLEY, C. T. *Iterative Methods for Optimization*. [S.l.]: Society for Industrial and Applied Mathematics, 1999. 177 p.
- [94] LEWIS, A. S.; OVERTON, M. L. Nonsmooth optimization via BFGS. *SIAM Society for Industrial and Applied Mathematics*, 2008.
- [95] KENNEDY, J.; EBERHAT, R. C. Particle swarm optimization. *Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks*, IV, p. 1942–1948, 1995.
- [96] URDANETA, A. J.; BACALAO, N. J.; FEIJOO, B.; FLORES, L.; DIAZ, R. Tuning of power system stabilizers using optimization techniques. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 6, n. 1, p. 127–134, February 1991.
- [97] PANDA, S.; ARDIL, C. Robust coordinated design of multiple power system stabilizers using particle swarm optimization technique. *International Journal of Electrical and Electronics Engineering*, v. 1, p. 41–48, 2008.
- [98] HOOKE, R.; JEEVES, T. A. Direct search solution of numerical and statistical problems. *Journal of the Association for Computing Machinery*, v. 8, p. 212–219, 1961.
- [99] GOLDBERG, D. E. *Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine-Learning*. [S.l.]: Addison Wesley, 1988. 432 p.
- [100] SAXENA, A.; GUPTA, V. Multi objective optimization with vector evaluated genetic algorithms. *Genetic Algorithms and their Applications: Proceedings of the First International Conference on Genetic Algorithms*, p. 93–100, 1985.
- [101] HAJELA, P.; LIN, C. Y. *Genetic Search Strategies in Multicriterion Optimal Design*. [S.l.]: Structural Optimization, 1992.
- [102] HORN, J.; NAFPLIOTIS, N.; GOLDBERG, D. N. A niched pareto genetic algorithm for multiobjective optimization. *IEEE World Congress on Computation Intelligence*, p. 82–87, June 1994.

- [103] KNOWLES, J.; CORNE, D. On metrics for comparing nondominated sets. *Congress on Evolutionary Computation*, v. 1, 1999.
- [104] SESHADRI, A. Multi-objective optimization using evolutionary algorithms (MOEA). *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, p. 1–20, 2002.
- [105] TARANTO, G. N.; FALCÃO, D. M. Robust decentralised control design using genetic algorithms in power system damping control. *IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution*, v. 145, p. 1–6, 1998.
- [106] CEPTEL. *PacDyn User's Manual*. [S.l.]: <http://www.pacdyn.cepel.br/>, 2002.
- [107] CEPTEL. *Anatem: Análise de Transitórios Eletromecânicos - Manual do Usuário*. [S.l.]: <http://www.cepel.br/>, 2005.
- [108] CEPTEL. *Anarede: Programa de Análise de Redes - Manual do Usuário*. [S.l.]: <http://www.cepel.br/>, 2004.
- [109] EIGTOOL. *EigTool: A Graphical Tool for Nonsymmetric Eigenproblems*. [S.l.]: Available at <http://www.comlab.ox.ac.uk/pseudospectra/eigtool/>.
- [110] HANSELMAN, D.; LITTLEFIELD, B. *Matlab 6 - Curso Completo*. [S.l.]: Prentice Hall, 2003. 676 p.
- [111] PAI, M. A. *Energy Functions Analysis for Power System Stability*. [S.l.]: Boston Kluwer Academic Publishers, 1989. 256 p.
- [112] ABDEL-MAGID, Y. L.; ABIDO, M. A. Optimal multiobjective design of robust power system stabilizers using genetic algorithms. *IEEE Transactions on Power System*, v. 18, n. 3, p. 1125–1132, August 2003.