MARCELO FAVORETTO CASTOLDI

Algoritmo Híbrido para Projeto de Controladores de Amortecimento de
Sistemas Elétricos de Potência Utilizando Algoritmos Genéticos e Gradiente
Descendente

Tese apresentada à Escola de Engenharia de São
Carlos da Universidade de São Paulo para
obtenção do título de Doutor em Ciências,
Programa de Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Sistemas Elétricos de
Potência

Orientador: Prof. Dr. Rodrigo Andrade Ramos

Co-orientador: Prof. Dr. Newton Geraldo Bretas

São Carlos

2011

AUTORIZO A REPRODUÇÃO E DIVULGAÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTES
TRABALHOS, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO,
PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

**Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP**

- C354a Castoldi, Marcelo Favoretto
 Algoritmo híbrido para projeto de controladores de
 amortecimento de sistemas elétricos de potência
 utilizando algoritmos genéticos e gradiente descendente /
 Marcelo Favoretto Castoldi ; orientador Rodrigo Andrade
 Ramos, co-orientador Newton Geraldo Bretas. -- São
 Carlos, 2010.
- Tese (Doutorado-Programa de Pós-Graduação em
 Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas
 Elétricos de Potência) -- Escola de Engenharia de São
 Carlos da Universidade de São Paulo, 2010.
1. Algoritmos genéticos. 2. Gradiente descendente.
 3. FACTS. 4. Sistemas elétricos de potência.
 5. Estabilidade angular. 1. Título.

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato(a): Engenheiro **MARCELO FAVORETTO CASTOLDI**.

Tese defendida e julgada em 11/02/2011 perante a Comissão Julgadora:

Prof. Dr. **RODRIGO ANDRADE RAMOS** – (Orientador)
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP) APROVADO

Prof. Titular **NEWTON GERALDO BRETAS**
(Escola de Engenharia de São Carlos/USP) APROVADO

Prof. Dr. **EDUARDO DO VALLE SIMÕES**
(Instituto de Ciências Matemática e de Computação/USP) APROVADO

Prof. Dr. **LUIZ CARLOS PEREIRA DA SILVA**
(Universidade Estadual de Campinas/UNICAMP) APROVADO

Prof. Dr. **ROMEU REGINATTO**
(Universidade Estadual do Oeste do Paraná/UNIOESTE) Aprovado

Prof. Titular **DENIS VINICIUS COURY**
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

Prof. Associado **PAULO CÉSAR LIMA SEGANTINE**
Presidente da Comissão da Pós-Graduação da EESC

DEDICATÓRIA

Dedico esta obra à minha família.

AGRADECIMENTOS

A Deus, por sempre estar presente na minha vida, guiando meus passos e por me dar força e principalmente saúde durante toda esta etapa da minha vida.

Ao meu pai Ricardo, à minha mãe Roseli, à minha irmã Andréia pelo apoio e incentivo sempre presentes.

Ao prof. Rodrigo Ramos, pela orientação incrível dispensada na execução deste trabalho e pela contribuição significativa no meu crescimento científico e intelectual.

Aos professores do LACO, prof. Newton Bretas, prof. Luís Fernando e prof. João Bosco, pela amizade e disposição de ajudar sempre que necessitei.

Aos meus amigos do LACO, Moussa, Guilherme, Salim, Karen, Carol, Madaleine, Daniel, Tati, Raphael, Edwin, Edson, Leandro, Rafael, Maranhão, Carlisson, Elmer e Saulo pela amizade e momentos compartilhados. Um agradecimento especial aos amigos Danilo e Roman pela ajuda direta dada, contribuindo de maneira significativa para a conclusão deste trabalho e também à minha grande amiga Camila, pelo carinho e incentivo quando precisei.

Aos amigos Pedrão, Fabin, Duzaum e Sérgio pelas divertidas conversas e pela grande amizade construída.

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo pelo apoio financeiro para realização desta pesquisa.

Ao departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de São Paulo, campus de São Carlos, pela oportunidade a mim concedida.

Aos meus cachorros Marie, Fido, Tigrinho e Lilica por toda alegria trazida à minha vida.

A todas as pessoas que direta ou indiretamente contribuíram para a realização desta obra.

RESUMO

CASTOLDI, M. F., Algoritmo Híbrido para Projeto de Controladores de Amortecimento de Sistemas Elétricos de Potência Utilizando Algoritmos Genéticos e Gradiente Descendente. São Carlos, 2011, 172p. Tese de Doutorado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo.

Os sistemas elétricos de potência são frequentemente submetidos a perturbações causadas, por exemplo, por um aumento súbito de carga ou por um curto-circuito em uma linha de transmissão. Estas perturbações podem gerar oscilações eletromecânicas no sistema, uma vez que a velocidade dos geradores oscila. Para reduzir tais oscilações, controladores de sistema de potência são utilizados sendo, os mais comuns, controladores do tipo PSS (*Power System Stabilizer*). Porém, em alguns sistemas, somente o emprego de PSSs não é suficiente para garantir um nível mínimo satisfatório de amortecimento, sendo necessário recorrer a outros tipos de controladores. Desta forma, controladores do tipo FACTS (*Flexible Alternating Current Transmission System*), principalmente o TCSC (*Thyristor Controlled Series Capacitor*) se tornaram uma alternativa atraente no auxílio ao amortecimento dos sistemas de potência. O controle do TCSC é feito por um controlador POD (*Power Oscillation Damper*) que é empregado como controle suplementar do dispositivo. No entanto, apenas o emprego dos controladores não garante um bom amortecimento, fazendo-se necessária uma boa sintonia dos mesmos. A sintonia destes controladores é, na maioria das vezes, feita de forma manual, ou seja, usando o método de tentativa e erro, podendo demandar um tempo relativamente elevado, mesmo que feita por um engenheiro experiente. Para evitar que o projetista dispense tempo procurando uma sintonia adequada para os controladores, métodos automáticos de sintonia vêm sendo estudados. Tais métodos têm como principal vantagem a sintonia dos controladores considerando vários pontos de operação do sistema simultaneamente, fazendo com que o controlador seja robusto para variações em seu ponto de operação nominal. Os métodos automáticos de sintonia utilizam métodos de otimização local ou métodos de otimização global. Os métodos de busca local têm a rapidez como principal vantagem, porém podem não convergir para um valor satisfatório de amortecimento estipulado pelo projetista. Os métodos de busca global, em grande parte das vezes, convergem para um valor de amortecimento solicitado pelo projetista, porém em um tempo elevado.

Este trabalho propõe um método de sintonia dos controladores utilizando uma estrutura híbrida, ou seja, algoritmos de busca global juntamente com algoritmos de busca local. Primeiramente uma busca global é feita pelo algoritmo até que um critério de parada, definido pelo projetista, seja alcançado (geralmente um valor de amortecimento mínimo para o sistema). Assim, os parâmetros dos controladores sintonizados pela busca global serão entrada de um método de busca local. O algoritmo de busca local tende a refinar a sintonia dos controladores aumentando, assim, o amortecimento do sistema até um valor especificado pelo projetista. Neste trabalho a busca global é realizada por um algoritmo genético enquanto que a busca local é feita por um algoritmo baseado no gradiente descendente da função objetivo (neste caso o amortecimento). As principais vantagens do algoritmo proposto são a diminuição do tempo de sintonia e o esforço computacional, se comparado a métodos de busca global, verificadas nos resultados do trabalho.

Palavras – chave: Algoritmos Genéticos, Gradiente Descendente, FACTS, Sistemas Elétricos de Potência, Estabilidade Angular.

ABSTRACT

CASTOLDI, M. F., Hybrid Algorithm for Damping Controller Design in Electric Power Systems via Genetic Algorithms and Gradient Descent. Sao Carlos, 2011, 172p.
Ph.D. Thesis – Engineering School of Sao Carlos, University of Sao Paulo.

Electric Power Systems are constantly subjected to perturbations, which can be caused for several different reasons, e.g., due to a sudden load increase or a short circuit in a transmission line. These perturbations can induce electromechanical oscillations in the power system, since the angular speed of the generators oscillates. To reduce such oscillations, power system controllers are used, and the most common ones are the PSSs (Power System Stabilizers). In some systems, however, the usage of PSSs is not sufficient to guarantee a satisfactory level for the minimum damping, being necessary the usage of other types of controllers. Hence, FACTS (Flexible Alternating Current Transmission System) controllers, specially the TCSC (Thyristor Controlled Series Capacitor), became an attractive alternative to enhance the damping of electric power systems. The TCSC control action is performed by a POD (Power Oscillation Damper) controller, which is a supplementary control function of the device. However, it is not only the usage of such controllers that guarantees a sufficient damping, but also a good tuning of their parameters. The tuning of such controllers is ordinarily performed manually, using a trial-and-error method, which can last for a long time, even for experienced engineers. To facilitate the designers work in the tuning of the controllers parameters, automatic tuning methods are being studied. Such methods have the main advantage of considering several operating points of the system simultaneously, yielding a robust controller regarding variations in its nominal operating point. The aforementioned automatic tuning methods use local optimization methods or global optimization methods. The local optimization methods have the speed as the main advantage, but they can have convergence issues in the search for the minimum satisfactory damping threshold desired by the designer. The global optimization methods, on the other hand, ordinarily converge for the desired minimum damping threshold, but with large convergence times.

This work proposes a controller tuning method using a hybrid structure, i.e., global search methods with local search methods. Initially, a global search is performed by the algorithm until a stop criteria is met, as defined by the designer (usually a minimum damping for the system). Thus, the controller parameters tuned by the global search method are the

input values of a local search method. The local search algorithm actually refines the controllers tuning, increasing the system damping to the value defined by the designer. In this work the global search is performed by a genetic algorithm while the local search is performed by an algorithm based in the gradient descent of objective function (damping in this case). The greatest advantages of the proposed algorithm are the possible decrease in computational time and effort, when compared to global search methods, verified in the work results.

Keywords: Genetic Algorithm, Gradient Descent, FACTS, Electric Power Systems, Angular Stability.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1. (a) Sistema composto por duas máquinas síncronas com inclusão de compensador paralelo; (b) diagrama fasorial.....	38
Figura 2.2. Curva de capacidade para o sistema de potência com a inclusão do compensador em paralelo.	39
Figura 2.3. (a) Sistema composto por duas máquinas síncronas com inclusão do controlador série; (b) diagrama fasorial.....	40
Figura 2.4. Curva de capacidade para o sistema de potência com a inclusão do compensador série.	41
Figura 2.5. Modelo básico do TCSC.	42
Figura 2.6. Faixa de variação da reatância equivalente do TCSC em função do ângulo de disparo.....	44
Figura 2.7. Estrutura básica de operação do TCSC.....	45
Figura 2.8. Modelo simplificado do TCSC.	45
Figura 2.9. Modelo em diagrama de blocos do TCSC.	46
Figura 2.10. Modelo de um TCSC com a inclusão do controlador suplementar.	47
Figura 3.1. Aspectos construtivos básicos de uma máquina de pólos salientes.	50
Figura 3.2. Diagrama de blocos do regulador IEEE ST1.....	57
Figura 3.3. Diagrama de blocos do regulador IEEE ST1 simplificado.	58
Figura 3.4. Representação de um modelo multimáquinas.....	59
Figura 3.5. Relação entre os referenciais.....	64
Figura 4.1. Estrutura do controlador do tipo avanço-atraso utilizado por um PSS.	67
Figura 4.2. Estrutura dos controladores de sistema de potência utilizados neste trabalho.....	68
Figura 5.1. Exemplo de aplicação do operador de cruzamento em um ponto.....	88
Figura 5.2. Exemplo da aplicação do operador de mutação.....	89
Figura 5.3. Exemplo de cromossomo utilizado.	91
Figura 5.4. Exemplo de cruzamento utilizado.....	92

Figura 5.5. Mutação utilizada.	92
Figura 5.6. Algoritmo final proposto no trabalho.	94
Figura 6.1. Diagrama unifilar do sistema teste New England/New York.....	96
Figura 6.2. Algoritmos utilizados e comparados no trabalho.	101
Figura 6.3. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação sem3130_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados manualmente (caso 1).....	104
Figura 6.4. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem3130_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados manualmente (caso 1).	105
Figura 6.5. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem3130_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados manualmente (caso 1).....	105
Figura 6.6. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem3130_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados manualmente (caso 1).....	106
Figura 6.7. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação sem2324_10n, considerando a inserção dos controladores sintonizados manualmente (caso 1).	106
Figura 6.8. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem2324_10n, considerando a inserção dos controladores sintonizados manualmente (caso 1).	107
Figura 6.9. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem2324_10n, considerando a inserção dos controladores sintonizados manualmente (caso 1).....	107
Figura 6.10. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem2324_10n, considerando a inserção dos controladores sintonizados manualmente (caso 1).....	108
Figura 6.11. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação sem5760_base, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 1).....	110

Figura 6.12. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem5760_base, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 1).....	111
Figura 6.13. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem5760_base, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 1).	111
Figura 6.14. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem5760_base, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 1).	112
Figura 6.15. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação vcarga_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 1).....	112
Figura 6.16. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação vcarga_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 1).....	113
Figura 6.17. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação vcarga_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 1).	113
Figura 6.18. Reatância dos TCSCs no ponto de operação vcarga_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 1).	114
Figura 6.19. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação rcarga_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).	116
Figura 6.20. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação rcarga_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).	117
Figura 6.21. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação rcarga_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).	117

Figura 6.22. Reatância dos TCSCs no ponto de operação rcarga_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).	118
Figura 6.23. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação sem4539_5p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).	118
Figura 6.24. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem4539_5p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).	119
Figura 6.25. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem4539_5p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).	119
Figura 6.26. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem4539_5p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).	120
Figura 6.27. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação vcarga_base, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).	125
Figura 6.28. Frequencia dos geradores 8 e 9 no ponto de operação vcarga_base, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).	125
Figura 6.29. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação vcarga_base, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).	126
Figura 6.30. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação vcarga_base, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).	126
Figura 6.31. Reatância dos TCSCs no ponto de operação vcarga_base, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).	127

Figura 6.32. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação sem5760_5n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).....	127
Figura 6.33. Frequencia dos geradores 8 e 9 no ponto de operação sem5760_5n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).....	128
Figura 6.34. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem5760_5n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).....	128
Figura 6.35. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem5760_5n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).	129
Figura 6.36. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem5760_5n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).	129
Figura 6.37. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação sem4539_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 2).	132
Figura 6.38. Frequencia dos geradores 8 e 9 no ponto de operação sem4539_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 2).	132
Figura 6.39. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem4539_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 2).	133
Figura 6.40. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem4539_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 2).	133
Figura 6.41. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem4539_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 2).....	134

Figura 6.42. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação sem2324_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 2).	134
Figura 6.43. Frequencia dos geradores 8 e 9 no ponto de operação sem2324_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 2).	135
Figura 6.44. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem2324_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 2).	135
Figura 6.45. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem2324_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 2).	136
Figura 6.46. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem2324_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).	136
Figura 6.47. Frequencia dos geradores 1, 2, 3 e 4 no ponto de operação sem5760_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).	138
Figura 6.48. Frequencia dos geradores 5, 6, 7 e 8 no ponto de operação sem5760_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).	139
Figura 6.49. Frequencia dos geradores 9, 10, 11 e 12 no ponto de operação sem5760_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).	139
Figura 6.50. Frequencia dos geradores 13, 14, 15 e 16 no ponto de operação sem5760_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).	140
Figura 6.51. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem5760_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).	140

Figura 6.52. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem5760_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).	141
Figura 6.53. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem5760_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).	141
Figura 6.54. Frequencia dos geradores 1, 2, 3 e 4 no ponto de operação sem4539_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).....	142
Figura 6.55. Frequencia dos geradores 5, 6, 7 e 8 no ponto de operação sem4539_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).....	142
Figura 6.56. Frequencia dos geradores 9, 10, 11 e 12 no ponto de operação sem4539_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).....	143
Figura 6.57. Frequencia dos geradores 13, 14, 15 e 16 no ponto de operação sem4539_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).	143
Figura 6.58. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem4539_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).....	144
Figura 6.59. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem4539_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).	144
Figura 6.60. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem4539_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).	145
Figura 6.61. Frequencia dos geradores 1, 2, 3 e 4 no ponto de operação sem2324_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).	147

Figura 6.62. Frequencia dos geradores 5, 6, 7 e 8 no ponto de operação sem2324_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).	147
Figura 6.63. Frequencia dos geradores 9, 10, 11 e 12 no ponto de operação sem2324_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).	148
Figura 6.64. Frequencia dos geradores 13, 14, 15 e 16 no ponto de operação sem2324_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).	148
Figura 6.65. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem2324_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).	149
Figura 6.66. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem2324_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).	149
Figura 6.67. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem2324_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).	150
Figura 6.68. Frequencia dos geradores 1, 2, 3 e 4 no ponto de operação sem3130_15n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).	150
Figura 6.69. Frequencia dos geradores 5, 6, 7 e 8 no ponto de operação sem3130_15n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).	151
Figura 6.70. Frequencia dos geradores 9, 10, 11 e 12 no ponto de operação sem3130_15n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).	151
Figura 6.71. Frequencia dos geradores 13, 14, 15 e 16 no ponto de operação sem3130_15n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).	152

Figura 6.72. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem3130_15n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).	152
Figura 6.73. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem3130_15n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).	153
Figura 6.74. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem3130_15n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).....	153

LISTA DE TABELAS

Tabela 6.1. Pontos de operação utilizados no projeto.....	97
Tabela 6.2. Amortecimento (%) dos modos inter-área do sistema somente com os PSSs sintonizados manualmente.	99
Tabela 6.3. Parâmetros dos controladores sintonizados manualmente (caso 1).	102
Tabela 6.4. Amortecimento (%) dos modos inter-área do sistema após a sintonia dos controladores de forma manual (caso 1).	103
Tabela 6.5. Parâmetros dos controladores sintonizados somente pela busca global (caso 1).	109
Tabela 6.6. Amortecimento (%) dos modos inter-área do sistema após a sintonia dos controladores utilizando somente o método de busca global (caso 1).	109
Tabela 6.7. Parâmetros dos controladores sintonizados somente pela busca global do algoritmo híbrido (caso 1).	115
Tabela 6.8. Ganhos dos controladores re-sintonizados pelo método de busca local do algoritmo híbrido (caso 1).	115
Tabela 6.9. Amortecimento (%) dos modos inter-área do sistema após a sintonia dos controladores utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).	115
Tabela 6.10. Amortecimento (%) dos modos inter-área 1 e 2 e local 1 e 2 do sistema sem os PODs e sem os PSSs dos geradores 8 e 9.	121
Tabela 6.11. Parâmetros dos controladores sintonizados somente pela busca global (caso 2).	123
Tabela 6.12. Amortecimento (%) dos modos inter-área 1 e 2 e dos modos local 1 e 2 do sistema após a sintonia dos controladores utilizando somente o método de busca global (caso 1).	123
Tabela 6.13. Parâmetros dos controladores sintonizados somente pela busca global do algoritmo híbrido (caso 2).	130
Tabela 6.14. Ganhos dos controladores re-sintonizados pelo método de busca local do algoritmo híbrido (caso 2).	130

Tabela 6.15. Amortecimento (%) dos modos inter-área 1 e 2 e dos modos local 1 e 2 do sistema após a sintonia dos controladores utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).....	131
Tabela 6.16. Parâmetros dos controladores sintonizados somente pela busca global (caso 3).....	138
Tabela 6.17. Parâmetros dos controladores sintonizados somente pela busca global do algoritmo híbrido (caso 3).	145
Tabela 6.18. Ganhos dos controladores re-sintonizados pelo método de busca local do algoritmo híbrido (caso 3).	146
Tabela A.1. Dados topológicos do sistema teste New England/New York.	167
Tabela A.2. Condição de operação do caso base do sistema teste New England/New York.	169
Tabela A.3. Parâmetros dos geradores do sistema teste New England/New York.	171
Tabela A.4. Parâmetros dos controladores PSS utilizados no caso 1.....	172

LISTA DE SIGLAS

PSS	Power System Stabilizer
AVR	Automatic Voltage Regulator
LMI	Linear Matrix Inequalities
FACTS	Flexible Alternating Current Transmission System
TCSC	Thyristor Controlled Series Capacitor
SEP	Sistema Elétrico de Potência
SVC	Static Var Compensator
SSSC	Static Synchronous Series Compensator
GTO	Gate Turn off Thyristor
GCSC	GTO Controlled Series Capacitor
RCT	Reator Controlado a Tiristor
MOV	Metal Oxide Varistor
DC	Direct Current
AC	Alternating Current
AE	Algoritmo Evolutivo
AG	Algoritmo Genético
PE	Programação Evolutiva
PG	Programação Genética
EE	Estratégias Evolutivas
POD	Power Oscillation Damper
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers

LISTA DE SÍMBOLOS

X_L	reatância indutiva de uma linha de transmissão
δ	ângulo do rotor de um gerador
C_{TCSC}	capacitância do TCSC
L_{TCSC}	indutância do TCSC
α	ângulo de disparo dos tiristores do TCSC
X_{TCSC}	reatância equivalente do TCSC
$X_{L_{TCSC}}$	reatância indutiva do TCSC
$X_{C_{TCSC}}$	reatância capacitiva do TCSC
T_{TCSC}	constante de tempo do TCSC
ΔX_{TCSC}	variação da reatância equivalente do TCSC
ΔX_{ref}	variação da referência de entrada
ΔX_{sup}	variação do valor da reatância do TCSC obtido através de um controlador suplementar
θ_i	defasagem angular entre o eixo direto e a referência fixa do estator da máquina síncrona i
J	momento de inércia de uma máquina síncrona
T_a	torque acelerante de uma máquina síncrona
T_m	torque mecânico de entrada de uma máquina síncrona
T_e	torque elétrico de saída de uma máquina síncrona
δ_m	ângulo mecânico da máquina síncrona
ω_0	velocidade síncrona
δ_e	ângulo elétrico da máquina síncrona

p	número de pólos da máquina síncrona
H	constante de inércia de um gerador
S_B	potência trifásica base
ω	velocidade angular do rotor
ω_s	velocidade síncrona
I_d, I_q	correntes do estator de eixo direto e em quadratura, respectivamente
V_d, V_q	tensões no estator de eixo direto e em quadratura, respectivamente
E_{FD}	tensão de campo
E'_q	tensão transitória de eixo em quadratura da máquina
X_d	reatância síncrona
X'_d, X'_q	reatâncias transitórias de eixo direto e quadratura, respectivamente
τ'_{do}	constante de tempo transitória
T_e	constante de tempo do sistema de excitação
K_e	ganho do sistema de excitação
V_t	módulo da tensão terminal do gerador
V_{ref}	tensão de referência para a barra terminal do gerador
V_s	entrada de controle do regulador
K_{PSS}	ganho do PSS clássico
T_1, T_2	constantes de tempo do bloco avanço-atraso de fase do controlador
T_w	constante de tempo do bloco <i>washout</i> do controlador
$\Delta\omega$	desvio angular da velocidade do gerador
x	vetor de estados do sistema
μ	variação paramétrica

$\Delta \mathbf{x}$	variação dos estados com relação ao ponto de equilíbrio
$\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$	matrizes da realização de estados do sistema
λ	autovalor
$\mathbf{v}$	autovetor
$\mathbf{u}$	vetor de entradas do sistema
$\mathbf{y}$	vetor de saídas do sistema
$\mathbf{x}_c$	vetor de estados do controlador
$\mathbf{A}_c, \mathbf{B}_c, \mathbf{C}_c$	matrizes da realização de estados do controlador

SUMÁRIO

1. Introdução	28
2. Dispositivos FACTS	36
2.1. Compensadores em Paralelo	37
2.2. Compensadores em Série	40
2.2.1. Dispositivo TCSC	42
3. Modelagem de um Sistema Elétrico de Potência.....	48
3.1. Modelagem de uma Máquina Síncrona	48
3.1.1. Equações Mecânicas	50
3.1.2. Equações Elétricas	52
3.1.3. Modelo de um Eixo do Gerador Síncrono	55
3.2. Modelo do Regulador Automático de Tensão	56
3.3. Modelagem da Rede Elétrica e Construção do Modelo Multimáquinas	58
4. Análise Linear e Projeto de Controladores para Amortecimento de Sistemas Elétricos de Potência.....	67
4.1. Modelo Linearizado de um Sistema.....	69
4.2. Projeto de Controladores de Sistemas Elétricos de Potência.....	72
5. Propostas do Trabalho.....	74
5.1. Método do Gradiente	75
5.1.1. Algoritmo Proposto.....	79
5.2. Fundamentos de Algoritmos Evolutivos.....	81
5.2.1. Base Biológica	82

5.2.2. Algoritmos Evolutivos.....	85
5.2.3. Operadores Genéticos.....	87
5.2.4. Algoritmo Proposto	89
5.3. Algoritmo Híbrido Proposto.....	93
6. Resultados.....	96
6.1. Caso 1 – Sintonia de 2 PODs.....	102
6.1.1. Sintonia Manual.....	102
6.1.2. Sintonia Automática Utilizando Somente Busca Global (AG)	108
6.1.3. Sintonia Automática Utilizando o Algoritmo Híbrido	114
6.2. Caso 2 – Sintonia de 2 PODs e 2 PSSs	121
6.2.1. Sintonia Automática Utilizando Somente Busca Global (AG)	122
6.2.2. Sintonia Automática Utilizando o Algoritmo Híbrido	129
6.3. Caso 3 – Sintonia de todos os PODs e PSSs	136
6.3.1. Sintonia Automática Utilizando Somente Busca Global (AG)	137
6.3.2. Sintonia Automática Utilizando o Algoritmo Híbrido	145
7. Conclusões.....	154
8. Trabalhos Futuros	158
9. Referências Bibliográficas.....	159
Apêndice A.....	167

1. Introdução

Devido a perturbações ou variações normais diárias de carga, os sistemas de potência estão sujeitos a variações em seu ponto de operação. Na ocorrência de tais perturbações, o sistema passará por um período transitório e tentará buscar um novo ponto de equilíbrio. De acordo com [1], *“a capacidade de um sistema elétrico de potência, para uma condição de operação inicial, em recuperar um estado de operação em equilíbrio após ter sido submetido a uma perturbação, com a maioria das variáveis do sistema limitadas de modo que, praticamente, o sistema como um todo permaneça intacto”* é definida como estabilidade de sistemas de potência. Tendo em vista tal definição, derivam-se duas categorias de estabilidade: estabilidade a grandes perturbações e estabilidade a pequenas perturbações.

A primeira categoria refere-se à capacidade do sistema em encontrar uma condição de operação em equilíbrio após passar por perturbações severas, como por exemplo, desligamentos de linhas de transmissão, curtos-circuitos, descargas atmosféricas e a entrada ou saída inesperada de cargas de grande porte [1]. Neste caso, o sistema se afasta do ponto de operação original e, para garantir a estabilidade do sistema, um novo ponto de operação estável deve ser alcançado. Geralmente os métodos utilizados para análise de estabilidade a grandes perturbações envolvem a solução numérica do conjunto de equações diferenciais não-lineares que descreve o comportamento dinâmico do sistema de potência em estudo. A faixa de tempo de análise da resposta do sistema a essas perturbações é suficientemente pequena de modo que algumas dinâmicas podem ser negligenciadas durante a modelagem do sistema (tais como, as variações no fluxo magnético gerado pelo sistema de excitação das máquinas, a ação dos reguladores de velocidade e a dinâmica dos controladores de amortecimento). Desta forma, o único controle efetivo para eliminar a falha do sistema é aquele associado às operações de chaveamento (disjuntores de potência, relés, chaves seccionadoras), através da remoção da linha que originou a falta.

O alvo deste trabalho de doutorado se enquadra na segunda categoria dos estudos de estabilidade mencionados. De acordo com [2], diz-se que um sistema de potência é estável frente a uma pequena perturbação se, decorrido um determinado tempo após a ocorrência desta perturbação, o sistema atinge uma condição de operação que é idêntica ou próxima à condição de operação anterior à perturbação. A resposta do sistema a estes tipos de perturbação é usualmente caracterizada por oscilações eletromecânicas, relacionadas com os

autovalores do sistema linearizado associado à condição de operação do sistema (os quais são também conhecidos como modos de oscilação).

Tais modos de oscilação podem ser observados fisicamente no sistema como oscilações nos ângulos dos rotores das máquinas e oscilações nos fluxos de potência ativa das linhas. Em geral, as oscilações eletromecânicas podem ser de **modo local** (tipicamente entre 1 e 2 Hz), onde um gerador oscila contra o resto do sistema, ou de **modo inter-área**, onde dois ou mais grupos de geradores, localizados em áreas diferentes, oscilam uns contra os outros (geralmente com frequência inferior a 1 Hz) quando há fluxo de potência entre as áreas [3]. Além destes, outros modos de oscilação podem estar presentes no sistema, como os **modos intra-planta**, observados quando os geradores localizados num mesmo centro de geração oscilam uns contra os outros, tipicamente em uma faixa de frequência entre 2 e 3 Hz.

Os problemas da estabilidade a pequenas perturbações estão relacionados, principalmente, à incapacidade do sistema para amortecer satisfatoriamente as oscilações eletromecânicas de baixa frequência. Tais oscilações podem causar desgastes nas máquinas do sistema, restrições na capacidade de transferência de potência do sistema de transmissão e, em caso extremos, podem provocar interrupção no suprimento de energia elétrica e a perda de sincronismo dos geradores.

A área de pesquisa denominada estabilidade a pequenas perturbações envolve estudos de análise e projeto de controladores, cuja finalidade é fornecer amortecimento adequado às oscilações eletromecânicas. O projeto desses controladores pode não ser uma tarefa muito simples devido a vários aspectos relacionados às características construtivas e operativas dos sistemas de potência, sendo:

- Presença de dinâmicas de natureza não-linear na operação dos sistemas;
- Variações sucessivas nas condições de operação do sistema que ocorrem durante o dia;
- Vários geradores de um sistema de potência possuem os seus próprios controladores.

Controladores de amortecimento do tipo PSS (*Power System Stabilizer*) fornecem amortecimento às oscilações eletromecânicas, através de um sinal estabilizante adicionado ao regulador automático de tensão (*Automatic Voltage Regulator* – AVR) do gerador. Esses controladores vêm sendo muito utilizados desde o fim da década de 1960, quando foram propostos em [4]. Por muito tempo, os PSSs foram projetados por técnicas de controle

clássico (como por exemplo, compensação de fase no domínio da frequência e método do lugar das raízes) em modelos simplificados de sistemas de potência, tal como o modelo Heffron-Phillips [5]. Os procedimentos de projeto de controladores de amortecimento do tipo PSS por técnicas de controle clássico, associadas ao modelo Heffron-Phillips, são amplamente difundidos na prática devido à facilidade do uso de tais técnicas de controle e, também, pelo baixo custo de implementação (devido à estrutura de controle ser composta por dispositivos de fácil implementação em plataformas de controle digital).

Apesar das vantagens mencionadas anteriormente, projetos de controladores de amortecimento que utilizam técnicas baseadas na teoria clássica de controle e no modelo Heffron-Phillips, apresentam também algumas desvantagens, tais como:

- Inexistência de uma garantia formal de desempenho satisfatório do controlador frente às variações no ponto de operação do sistema de potência ao longo do dia (neste caso, o controlador é projetado considerando-se apenas um único ponto de operação, tendo, portanto, robustez limitada);
- O modelo de Heffron-Phillips não contém informações a respeito dos modos inter-área, pois as interações dinâmicas que ocorrem entre os geradores do sistema não estão presentes neste modelo;
- A impossibilidade de se abordar problemas associados à coordenação dos controladores na etapa de projeto, dado que as interações dinâmicas entre os geradores do sistema não estão incluídas no modelo Heffron-Phillips.

Esses problemas são tratados, atualmente, com a utilização de funções de transferência derivadas de modelos multimáquinas do sistema de potência e de um procedimento de ajuste dos parâmetros do controlador, chamado usualmente de sintonia [6] e realizado numa etapa posterior à de projeto. Ao contrário do modelo Heffron-Phillips, os modelos multimáquinas descrevem de maneira mais adequada o comportamento dinâmico do sistema em estudo. Pelo uso de tais modelos, os modos locais e inter-área de interesse podem ser tratados diretamente nas fases de projeto e de análise de desempenho do sistema em malha fechada (ou seja, com os controladores operando no sistema).

Pelas razões citadas, o uso dos modelos multimáquinas combinado com o procedimento de sintonia permite ganhos significativos na eficiência dos controladores projetados. Entretanto, a desvantagem do procedimento de sintonia é que o mesmo necessita

de elevada experiência prática por parte do projetista, além de ser um procedimento apenas empírico (não fornecendo, portanto, uma garantia formal de robustez para o sistema).

Com o avanço tecnológico, em termos de aumento da capacidade de processamento dos computadores modernos bem como o aprimoramento das áreas de teoria e engenharia de controle, tornou-se possível o desenvolvimento de técnicas de controle robusto para projeto de controladores de amortecimento para sistemas de potência. Em [7] e [8], por exemplo, é utilizado um modelo multimáquinas para o sistema de potência e posicionamento de pólos na forma de desigualdades matriciais lineares (*Linear Matrix Inequalities* – LMIs) para projetos de controladores de amortecimento. A metodologia de controle estruturado na forma de LMIs permite a inclusão de índices de desempenho mínimo para os controladores projetados, bem como o projeto simultâneo e coordenado de vários controladores para um sistema de potência.

Os controladores de amortecimento devem garantir a operação segura e confiável dos sistemas de potência de tal modo que a energia elétrica entregue ao consumidor seja de qualidade. No entanto, devido ao aumento da demanda de potência e ao baixo investimento na construção de novas unidades geradoras e linhas de transmissão, os sistemas de potência estão sendo, cada vez mais, operados em regiões próximas aos seus limites de estabilidade. Além disso, a operação dos sistemas de potência tem se mostrado bastante complexa em função do aumento das interconexões do sistema. Neste contexto, é possível que, em algumas situações, os controladores do tipo PSS não sejam eficazes para o amortecimento de alguns modos de oscilação (em especial, dos modos inter-área) [9]. Para estes casos, outras soluções devem ser estudadas e aplicadas para garantir que tais modos sejam adequadamente amortecidos.

Recentemente, uma solução que tem sido considerada para melhorar o desempenho da operação dos sistemas de potência é a utilização de dispositivos FACTS (*Flexible Alternating Current Transmission System*). Tais dispositivos são baseados em circuitos de eletrônica de potência e são instalados diretamente na linha de transmissão [10]. Além de fornecer amortecimento às oscilações eletromecânicas, os dispositivos FACTS podem aumentar a capacidade de transferência de potência ativa por uma linha de transmissão e, também, controlar diretamente o fluxo de potência em rotas específicas de transmissão. É importante salientar que esses benefícios adicionais não podem ser obtidos por meio de controladores do tipo PSS.

O TCSC (do inglês, *Thyristor Controlled Series Capacitor*) é um dos dispositivos FACTS com maiores aplicações comerciais, sendo utilizado eficientemente em sistemas de potência para fornecer amortecimento às oscilações inter-área, como visto em [11] e [12].

Uma linha de transmissão (500 KV e 1000 km de extensão) conectando os sistemas Norte e Sul brasileiro entrou em operação em 1999. Foram instalados dois TCSCs nesta linha com o intuito de amortecer o modo de oscilação do tipo inter-área presente entre os sistemas [13]. Pelo mesmo motivo, três TCSCs entraram em operação na Ásia, sendo dois na China e um na Índia [14] e [15]. Além destas aplicações, em [9] é apresentada uma investigação do potencial em amortecimento que poderia ser alcançado com o uso de dispositivos FACTS série e shunt no sistema de potência europeu, o qual apresenta vários modos inter-área.

Para garantir que o TCSC (ou qualquer outro dispositivo FACTS) seja efetivo no amortecimento de oscilações eletromecânicas, é necessária a aplicação de sinais estabilizantes, gerados por controladores suplementares, na entrada do dispositivo. Como neste trabalho são utilizados dispositivos série, mais especificamente o TCSC (instalado ao longo da linha de transmissão), seria difícil (e com custo elevado) a implementação de um controlador suplementar operando com sinal de entrada proveniente de uma unidade geradora. Portanto, os sinais utilizados como entradas do controlador suplementar devem ser medidos, preferencialmente, no local de sua instalação. Alguns exemplos de variáveis que podem ser utilizadas como entrada de controle são os fluxos de potência ativa ou reativa, a corrente na linha e a tensão na barra terminal do dispositivo.

O estudo do posicionamento do dispositivo FACTS na linha de transmissão também é fundamental, visto que o mesmo deve fornecer amortecimento satisfatório aos modos de oscilação de interesse. Duas técnicas são bastante difundidas e utilizadas pelos pesquisadores para determinar, de maneira simultânea, o sinal de entrada dos controladores suplementares e o local de instalação do dispositivo na rede: análise de resíduos [16] e análise do torque de amortecimento [17].

Atualmente ainda é prática comum empregar técnicas de controle clássico baseadas, por exemplo, na análise de resíduo da função de transferência no projeto de controladores suplementares de dispositivos FACTS (de maneira semelhante ao que ocorre com o projeto de controladores do tipo PSS). Porém, as técnicas de controle clássico apresentam um conjunto de desvantagens, como mencionado anteriormente.

O projeto simultâneo e coordenado dos controladores do tipo PSS e dispositivos FACTS evita possíveis interações adversas entre os controladores projetados e, também, permite um amortecimento adequado para os modos inter-área nos casos onde os PSSs deixam de ser uma solução efetiva. Neste trabalho, foi utilizado um sistema de potência que não possuía um amortecimento satisfatório de seus modos inter-área em alguns pontos de

operação, tornando necessária a inclusão de dois TCSCs para amortecer tais modos. Neste contexto, o principal objetivo deste trabalho é ajustar o controlador suplementar do TCSC (POD - *Power Oscillation Damper*) de forma que o sistema controlado seja robusto frente a variações em seu ponto de operação e eficiente no amortecimento tanto dos modos locais quanto de modos inter-área.

Para este fim, os controladores propostos são projetados por técnicas de controle robusto, de tal forma a atender diversos requisitos práticos do problema de amortecimento de oscilações. Para atender à exigência de que o sistema controlado deve ser robusto com relação a variações nas condições de operação, vários pontos de operação são considerados na etapa de projeto.

Atualmente, muitos são os trabalhos que utilizam modelos politópicos para sintonizar controladores de sistema de potência para uma grande faixa de operação. Porém, tais trabalhos utilizam metodologias de projeto distintas, podendo prover então soluções diferentes para um mesmo problema. Abordagens envolvendo LMIs vêm sendo as mais utilizadas para sintonia automática de controladores de sistema de potência, como por exemplo [18] [19] [20] [21] [22] [23] e [24]. No entanto, metodologias baseadas em LMIs possuem como principal dificuldade a necessidade de uma estimativa inicial dos parâmetros dos controladores. Tal condição inicial pode ser provida pelo projeto dos controladores na condição de operação nominal do sistema, geralmente feito via análise de resíduos da função da transferência. Outra desvantagem do método é que, como estes algoritmos tratam de um problema de factibilidade não convexa, nenhuma demonstração de convergência global pode ser dada, e os resultados podem mudar de acordo com os valores iniciais fornecidos para o algoritmo [25] [26]. Uma abordagem alternativa de busca local, com grande potencial de bons resultados para o problema de amortecimento em sistemas de potência é baseada em um método conhecido como método do gradiente [27] [28] [29]. Tal método consiste em encontrar a direção de descida máxima de uma dada função objetivo, dada pelo anti-gradiente. O método do gradiente tende a ser mais rápido que os métodos baseados em LMIs descritos anteriormente, mas analogamente a tais métodos, é um método de otimização local, tendo a desvantagem de não convergir para resultados satisfatórios se não inicializado com uma condição inicial promissora. Uma alternativa para tais metodologias é a utilização de algoritmos de busca global.

Métodos de busca global vêm sendo aplicados para sintonia de controladores de sistemas de potência com sucesso, sendo o principal baseado em algoritmos genéticos (AGs),

como por exemplo [30] [31] [32] [33] [34] [35] [36] [37]. O AG é um método de busca global (não necessariamente do ótimo global), diferentemente dos métodos de otimização local, tendo assim uma vantagem neste aspecto. Outra vantagem que o AG tem é de não precisar de uma estimativa inicial dos parâmetros dos controladores, pois este método gera um conjunto aleatório de parâmetros para depois recombiná-los e então achar uma melhor solução, embora uma boa condição inicial seja interessante para uma convergência mais rápida do algoritmo para uma solução satisfatória. Porém, tal metodologia demanda um alto esforço computacional se comparada aos algoritmos de busca local, podendo ficar inviável por causa do tempo que pode ser gasto para encontrar uma sintonia adequada para os controladores.

A proposta deste trabalho é mesclar o que as metodologias de busca local e global têm de melhor, provida pela construção de um algoritmo híbrido, capaz de fornecer resultados de sintonia de controladores de sistemas elétricos de potência em um menor intervalo de tempo. O primeiro estágio do algoritmo proposto é executar uma busca global de soluções, através de um AG, para sintonia de controladores de amortecimento de sistemas elétricos de potência, finalizado quando a sintonia de tais controladores fornecer um amortecimento mínimo satisfatório (escolhido pelo projetista) para o sistema. O conjunto de parâmetros encontrados pela busca global (AG) é condição inicial para o algoritmo de busca local. Dessa forma, como os parâmetros fornecidos pela busca global estão próximos da condição de amortecimento final do sistema, a utilização da busca local tende a fornecer uma solução factível mais rapidamente que o método de busca global. É importante ressaltar que as vantagens conseguidas com este método híbrido são muitas, principalmente no que diz respeito à redução de tempo de sintonia de controladores, comparados com sintonias por tentativa e erro e até mesmo com metodologias de sintonia automática encontradas na literatura.

O capítulo 2 descreve os compensadores do tipo FACTS, tanto conectados em paralelo quanto os conectados em série na linha. Uma descrição especial é feita para o TCSC que é o dispositivo FACTS utilizado neste trabalho. O capítulo 3 apresenta a modelagem de um sistema elétrico de potência, inclusive com a inserção de um TCSC no mesmo. No capítulo 4 são tratados a análise linear e o projeto de controladores para sistemas elétricos de potência. Este capítulo também exhibe metodologias de projeto de controladores de SEP (Sistemas Elétricos de Potência). O capítulo 5 apresenta de maneira concisa os métodos de otimização que foram utilizados neste trabalho, além de um algoritmo relativo à sua implementação. No final deste capítulo, o algoritmo final proposto é apresentado. O capítulo 6 apresenta os resultados da metodologia aplicada a um sistema elétrico de potência com forte presença de

modos de oscilação locais e inter-área. Para finalizar, a conclusão do trabalho e perspectivas futuras são apresentadas no Capítulo 7 e Capítulo 8, respectivamente.

2. Dispositivos FACTS

A transmissão de energia elétrica é atualmente um dos maiores problemas enfrentado pelos projetistas de sistemas de potência. As linhas de transmissão estão sujeitas a limites térmicos ou de estabilidade que restringem o nível de potência que pode ser transmitido com segurança [38]. Hoje em dia, o crescimento da demanda de potência requerida pelos consumidores e as restrições econômicas e ambientais para construção de novas linhas de transmissão e unidades geradoras, caracterizam o setor eletroenergético. Assim, os sistemas de transmissão estão, cada dia mais, operando perto de seus limites térmicos e de estabilidade. Tais limites restringem o nível de potência que pode ser transmitido com segurança por uma linha, principalmente se a mesma for muito longa [39].

É comum o emprego de compensadores série convencionais para melhorar o aproveitamento das linhas existentes. Basicamente, estes compensadores são compostos por capacitores que têm por finalidade anular a parcela indutiva da reatância das linhas, resultando em um aumento da capacidade de transferência de potência. Porém, o chaveamento mecânico dos compensadores convencionais é lento. Além disso, a compensação não atinge altos níveis devido a problemas relacionados ao fenômeno da ressonância subsíncrona [40]. Tal fenômeno ocorre quando a frequência da troca de energia do capacitor do compensador coincide com a frequência de um dos modos de oscilação torcionais do conjunto turbina-gerador. Com isso, a energia trocada entre os sistemas mecânico e elétrico sofre um sensível aumento, podendo resultar em sérios danos físicos à máquina.

Tendo em vista os avanços tecnológicos para desenvolvimento e fabricação de dispositivos semicondutores de potência, notou-se uma expansão acentuada do emprego de componentes da eletrônica de potência em sistemas de transmissão de energia elétrica (semicondutores substituem as chaves mecânicas dos compensadores convencionais). A tecnologia FACTS (*Flexible Alternating Current Transmission Systems*) agrupa um conjunto de equipamentos baseados em circuitos da eletrônica de potência que permitem maior flexibilidade de controle nos sistemas de transmissão. Por flexibilidade subentende-se um controle rápido e contínuo dos parâmetros que envolvem a dinâmica de operação do sistema. A melhora do desempenho e a confiabilidade da operação dos sistemas ao fornecer amortecimento às oscilações eletromecânicas de baixa frequência, assim como o controle do fluxo de potência foi observado com a entrada em operação dos dispositivos FACTS no mercado. Neste sentido, dispositivos FACTS têm sido empregados em linhas que interligam

grandes subsistemas de energia elétrica. Devido à existência de modos de oscilação pouco amortecidos, linhas que transferem potência entre duas áreas distantes entre si estão sujeitas a operarem em níveis bem abaixo de seus limites. Com a adição de compensadores FACTS juntamente com os compensadores convencionais, tais modos de oscilação podem ser eficazmente amortecidos e a capacidade de transferência de potência aumentada.

Os dispositivos FACTS podem modificar e controlar os parâmetros do sistema que influenciam no fluxo de potência ativa e reativa (tensão das barras terminais de uma linha, ângulo dessas barras, corrente e impedância efetiva da própria linha). O fluxo de potência do sistema é influenciado diretamente pelo posicionamento do dispositivo FACTS. De acordo com o posicionamento do dispositivo na linha, pode-se classificar tais dispositivos em quatro categorias [10]: compensadores em paralelo (*shunt*), compensadores série, compensadores combinados série-série e compensadores combinados série-paralelo. A seguir é apresentado cada um dos tipos de FACTS, de acordo com esta classificação.

2.1. Compensadores em Paralelo

Os compensadores em paralelo (*shunt*) atuam como fontes de corrente ou de tensão conectadas em derivação à linha de transmissão. Se a corrente injetada estiver em quadratura com a tensão da linha, o compensador opera como uma reatância capacitiva ou indutiva, de valor variável, conectada em paralelo com a linha, fornecendo ou consumindo potência reativa do sistema. Geralmente, os compensadores em paralelo controlam a tensão da barra ao qual se conectam. Nas situações em que cargas leves são predominantes no sistema, pode haver sobretensão da linha de transmissão, logo o compensador operaria como uma reatância indutiva variável. Com o compensador operando como uma reatância capacitiva variável, a tensão ao longo da linha pode ser mantida em valores aceitáveis nos casos de alta demanda de energia elétrica.

A Figura 2.1 a seguir mostra a configuração simplificada de um sistema que possui um compensador em derivação [38]. Considere o sistema constituído por duas máquinas síncronas interligadas por uma linha de transmissão puramente indutiva.

Figura 2.1. (a) Sistema composto por duas máquinas síncronas com inclusão de compensador paralelo; (b) diagrama fasorial.

Como mostrado pela Figura 2.1, o controlador em paralelo é representado por uma fonte de tensão alocada no meio da linha de transmissão de tal modo a controlar e manter a tensão da barra M em uma magnitude igual às tensões das barras terminais V_S e V_R , resultando em $|V_S| = |V_R| = |V_M| = |V|$. O ponto médio da linha é escolhido para o local de instalação do compensador por ser um ponto onde ocorre a maior queda de tensão ao longo da mesma.

A compensação em paralelo causa o “seccionamento” da linha de transmissão em duas partes independentes (trechos de ligação entre as barras S-M e M-R, sendo que ambos possuem reatância indutiva igual a $X_L/2$. Além disso, as tensões V_S e V_M possuem módulos iguais e uma defasagem de $\delta/2$, como ilustrado pelo diagrama fasorial. Assim, a potência ativa e reativa transmitidas do terminal V_S para o terminal V_R é dada por:

$$P = \frac{2V^2}{X_L} \sin\left(\frac{\delta}{2}\right) \quad (2.1)$$

$$Q = 4 \frac{V^2}{X_L} \left[1 - \cos\left(\frac{\delta}{2}\right) \right] \quad (2.2)$$

Se nenhuma compensação estiver presente, a potência ativa transferida é dada pela expressão:

$$P = \frac{V^2}{X_L} \sin(\delta) \quad (2.3)$$

Comparando (2.1) e (2.3) verifica-se que a compensação reativa em derivação aumenta a capacidade de transmissão de potência ativa pela linha, principalmente quando $\delta > 30^\circ$.

As curvas das potências ativa e reativa, em função do ângulo δ do sistema de potência sem a compensação shunt e com o compensador no centro da linha, são mostrada pela Figura 2.2 a seguir [39]:

Figura 2.2. Curva de capacidade para o sistema de potência com a inclusão do compensador em paralelo.

Analisando a Figura 2.2, verifica-se que o compensador em paralelo pode alargar o limite de estabilidade transitória. Tal limite refere-se ao valor máximo de potência ativa que pode ser transmitida com segurança em regime permanente sem que o sistema perca a estabilidade após a ocorrência de uma grande perturbação. Além disso, nota-se que a maior potência ativa transferida ocorre para $\delta = 180^\circ$ (duas vezes maior em relação ao máximo carregamento do sistema sem compensação). Porém, a operação do sistema neste ponto é inviável em decorrência do elevado crescimento de potência reativa suprida pelo controlador em paralelo.

O SVC (*Static Var Compensator*) é o compensador paralelo mais conhecido e utilizado no mercado. Como exemplo de aplicação pode-se citar um SVC conectado a uma linha de transmissão de 405 km operando em 400 kV que interliga os sistemas da África do Sul e Zimbábue [41]. Tal compensador é utilizado para amortecer oscilações no fluxo de potência entre estas duas áreas, com frequência aproximada de 0,5Hz. A capacidade de transferência de potência entre essas áreas aumentou em 25%.

2.2. Compensadores em Série

Os compensadores série atuam como fontes de tensão conectadas em série na linha de transmissão. Se a tensão estiver em quadratura com a corrente da linha, o controlador opera como uma reatância capacitiva ou indutiva, de valor variável, conectada em série à linha, fornecendo ou consumindo potência reativa ao sistema. Estes dispositivos podem ser utilizados para um tipo de controle cujo efeito equivalente é uma variação no valor efetivo da reatância série da linha. Assim, a capacidade de potência transmitida pela linha pode ser controlada pelo dispositivo, visto que o fluxo de potência é inversamente proporcional a reatância indutiva da linha.

Considere o sistema de potência composto por duas máquinas síncronas e um compensador série no ponto médio da linha de transmissão, como mostrado na Figura 2.3 [38].

Figura 2.3. (a) Sistema composto por duas máquinas síncronas com inclusão do controlador série; (b) diagrama fasorial.

O compensador série ideal é representado por uma fonte de tensão V_c , e se a mesma estiver em quadratura com a corrente I , o cocompensador série não irá fornecer nem absorver potência ativa, mas sim, apenas potência reativa. Dessa maneira, a fonte de tensão pode ser vista como sendo uma reatância variável indutiva ou capacitiva. O ângulo δ corresponde à diferença fasorial entre as tensões das barras S e R. As equações para os fluxos de potência ativa e reativa transmitidos pelo sistema são apresentadas a seguir:

$$P = \frac{V^2}{X_L (1-k)} \sin(\delta) \quad (2.4)$$

$$Q = \frac{2V^2 k}{X_L (1-k)^2} [1 - \cos(\delta)] \quad (2.5)$$

onde o parâmetro k pode ser definido como sendo o fator de compensação do sistema.

O parâmetro k pode variar entre $-1 \leq k < 1$, sendo que quando $k < 0$ o compensador opera como uma reatância indutiva, quando $k > 0$ o controlador opera como uma reatância capacitiva e quando $k = 0$ é como se o sistema não tivesse o dispositivo compensador. A Figura 2.4 exibe as curvas das potências ativa e reativa em função do ângulo δ sem compensação e com um compensador série no ponto central da linha de transmissão operando com 45% de compensação capacitiva. Nota-se que a compensação proporcionou um aumento significativo da capacidade de carregamento da linha desde valores pequenos de δ [39].

Figura 2.4. Curva de capacidade para o sistema de potência com a inclusão do compensador série.

A partir de uma estrutura de controle adequada, compensadores em série podem ser capazes de fornecer amortecimento às oscilações eletromecânicas de baixa frequência [10]. O TCSC (*Thyristor Controlled Series Capacitor*) é um dos principais dispositivos FACTS utilizados, na prática, para fornecer amortecimento a essas oscilações. Como é característico dos compensadores em série, o TCSC possibilita um controle bem flexível da reatância da linha, durante e após as perturbações, permitindo que o dispositivo possa atuar diretamente no amortecimento das oscilações do fluxo de potência ativa. Além do TCSC, outros compensadores série podem ser destacados, tais como o SSSC (*Static Synchronous Series Compensator*) [10] e o GCSC (*GTO- Gate Turn off Thyristor – Controlled Series Capacitor*)

[38]. Como o TCSC será o dispositivo FACTS utilizado neste trabalho, mais detalhes a respeito deste compensador serão apresentados a seguir.

2.2.1. Dispositivo TCSC

O TCSC é o principal dispositivo de compensação série no mercado. Tal equipamento pode ser entendido como uma reatância variável, controlada por tiristores, que modula a corrente que circula pela linha de transmissão. O TCSC é composto por uma capacitância de valor fixo (C_{TCSC}) e um reator controlado a tiristor ou RCT, como pode ser visto na Figura 2.5. Em paralelo com o banco de capacitores, varistores de óxido metálico (*metal oxide varistor* - MOV) são utilizados para proteger o equipamento de sobretensões, pois permitem a passagem de elevadas correntes.

Figura 2.5. Modelo básico do TCSC.

O RCT é composto por uma indutância (L_{TCSC}) conectada a uma chave bidirecional formada por dois tiristores (T_1 e T_2) associados em antiparalelo e disparados por um ângulo α medido a partir de cada inversão de polaridade da tensão no capacitor ou da corrente de linha I . A função do ângulo α é controlar o período de condução dos tiristores, ou seja, a corrente que circula pelo reator. Assim, o valor da impedância do RCT pode ser variada, alterando também a reatância do TCSC, visto que o capacitor em paralelo tem um valor fixo. Obviamente, a reatância equivalente do TCSC pode assumir características indutivas ou

capacitivas, dependendo do ângulo α . Tal reatância pode ser calculada de acordo com a equação (2.6), onde estão considerados, em módulos, os valores das reatâncias capacitiva e indutiva.

$$\mathbf{X}_{\text{TCSC}}(\alpha) = \frac{|\mathbf{X}_{\text{C}_{\text{TCSC}}} \cdot \mathbf{X}_{\text{L}_{\text{TCSC}}}(\alpha)|}{|\mathbf{X}_{\text{C}_{\text{TCSC}}} - \mathbf{X}_{\text{L}_{\text{TCSC}}}(\alpha)|} \quad (2.6)$$

A partir da equação (2.6) é possível concluir que:

$$\begin{aligned} |\mathbf{X}_{\text{C}_{\text{TCSC}}} - \mathbf{X}_{\text{L}_{\text{TCSC}}}(\alpha)| > 0 &\Rightarrow \text{Região indutiva} \\ |\mathbf{X}_{\text{C}_{\text{TCSC}}} - \mathbf{X}_{\text{L}_{\text{TCSC}}}(\alpha)| < 0 &\Rightarrow \text{Região capacitiva} \\ |\mathbf{X}_{\text{C}_{\text{TCSC}}} - \mathbf{X}_{\text{L}_{\text{TCSC}}}(\alpha)| = 0 &\Rightarrow \text{Ponto de ressonância} \end{aligned}$$

Como citado anteriormente, a reatância do TCSC é função do ângulo de disparo dos tiristores α , podendo tal ângulo trabalhar em uma faixa de operação tal que $0 \leq \alpha \leq 90^\circ$ [10]. De uma maneira simplificada, a equação da reatância equivalente do TCSC em função do ângulo de disparo α pode ser vista pela equação (2.7) [42]:

$$\mathbf{X}_{\text{TCSC}}(\alpha) = \frac{\mathbf{X}_{\text{C}_{\text{TCSC}}} \mathbf{X}_{\text{L}_{\text{TCSC}}}}{\mathbf{X}_{\text{L}_{\text{TCSC}}} + \mathbf{X}_{\text{C}_{\text{TCSC}}} \left[1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{1}{\pi} \sin(2\alpha) \right]} \quad (2.7)$$

A curva característica do valor da reatância do TCSC em função de seu ângulo de disparo, admitindo $\mathbf{X}_{\text{L}_{\text{TCSC}}} = 1\Omega$ e $\mathbf{X}_{\text{C}_{\text{TCSC}}} = -20\Omega$, é ilustrada pela Figura 2.6. O menor valor indutivo da reatância do TCSC é obtido quando $\alpha = \alpha_{\min} = 0$, calculada por:

$$\mathbf{X}_{\text{TCSC}}(\alpha_{\min}) = \frac{\mathbf{X}_{\text{C}_{\text{TCSC}}} \mathbf{X}_{\text{L}_{\text{TCSC}}}}{\mathbf{X}_{\text{L}_{\text{TCSC}}} + \mathbf{X}_{\text{C}_{\text{TCSC}}}} \quad (2.8)$$

Nesta situação, o TCSC pode ser substituído, de maneira equivalente, por uma reatância indutiva de valor pequeno e o capacitor opera na condição “*bypass*” (corrente do TCSC circula quase que totalmente pelo RCT).

Para um ângulo de disparo $\alpha = \alpha_r$, tem-se que $|\mathbf{X}_{\text{L}_{\text{TCSC}}}(\alpha_r)| = |\mathbf{X}_{\text{C}_{\text{TCSC}}}|$, fazendo com que a reatância do TCSC seja infinita (ponto de ressonância). Para prevenir tal situação, é evitada a operação próxima a este ponto, ou seja, não se trabalha com ângulos de disparo perto do ângulo α_r . Assim, os tiristores não são chaveados em uma faixa compreendida entre

$$\alpha_{\text{L}(\max)} \leq \alpha \leq \alpha_{\text{C}(\min)}.$$

Para um ângulo de disparo $\alpha = \alpha_{\max} = 90^\circ$, a expressão que rege o TCSC é:

$$X_{\text{TCSC}}(\alpha_{\max}) = X_{C_{\text{TCSC}}} \quad (2.9)$$

Para tal condição de operação, o TCSC se comporta como uma compensação série convencional, ficando o dispositivo composto apenas por sua capacitância série.

Tendo em vista todas as considerações abordadas anteriormente, se $\alpha < \alpha_r$, o TCSC opera em sua região indutiva, e se $\alpha > \alpha_r$, o compensador opera como uma reatância capacitiva.

Figura 2.6. Faixa de variação da reatância equivalente do TCSC em função do ângulo de disparo.

Modelo Dinâmico do TCSC

Para que o TCSC possa fornecer amortecimento às oscilações eletromecânicas de baixa frequência, a reatância da linha deve ser modulada em função de tais oscilações durante e após a ocorrência de perturbações. Isto pode ser feito via um sinal estabilizante produzido por um controlador suplementar adicionado à entrada do TCSC. De uma forma geral, o dispositivo tem como estrutura básica um circuito conversor que determina o ângulo de disparo α correspondente ao valor desejado da reatância do equipamento (fornecido pelo controlador suplementar). O ângulo α deve então ser aplicado ao circuito de disparo dos tiristores, de modo que o TCSC fique com a reatância solicitada. A Figura 2.7 mostra a estrutura básica de operação de um TCSC.

Figura 2.7. Estrutura básica de operação do TCSC.

Geralmente utiliza-se um modelo diferencial de primeira ordem para descrever a dinâmica do TCSC (incluindo as etapas ilustradas na Figura 2.7), para estudos de estabilidade a pequenas perturbações. Na realidade, tal modelo se refere ao bloco do “circuito conversor” (bloco com uma pequena constante de tempo), visto que o bloco “sistema de disparo” tem uma dinâmica quase que instantânea, podendo ser desprezada. Com isso, considera-se que o modelo do sistema de potência com a inclusão do TCSC seja linearizado em torno de um ponto de equilíbrio $\mathbf{X}_{TCSC}^0$ em regime permanente. Neste modelo, as etapas dos blocos “circuito conversor” e “sistema de disparo” estão representadas por um atraso de tempo T_{TCSC} , como mostrado a Figura 2.8 [39].

Figura 2.8. Modelo simplificado do TCSC.

Tendo em vista a Figura 2.8, o “ $\Delta \mathbf{X}_{TCSC}$ desejado” é a variação solicitada da reatância do dispositivo em relação ao seu valor de regime permanente, e o “ $\Delta \mathbf{X}_{TCSC}$ ” é a variação da reatância do dispositivo após passar pelo bloco de controle. A estrutura do controlador suplementar está associada com a lógica de controle adotada na etapa de projeto. O sinal de entrada para este controlador deve ser uma grandeza elétrica que reflita os modos eletromecânicos de oscilação de interesse. Desta forma, com o sinal de entrada (referência) e com o sinal do controlador suplementar, o modelo do TCSC passa a ser representado de acordo com a Figura 2.9.

Figura 2.9. Modelo em diagrama de blocos do TCSC.

O sinal resultante da soma entre os sinais provenientes da referência do sistema e do controlador suplementar é o valor final da variação da reatância do TCSC desejada (em relação ao valor de regime permanente). Como dito anteriormente, este sinal é adicionado em um bloco com uma constante de tempo de primeira ordem que representa o atraso introduzido pelo circuito conversor e o circuito de disparo do TCSC (este muito pequeno). Tendo em vista a rapidez da dinâmica de operação dos circuitos conversores e do circuito de disparo do TCSC, a constante de tempo T_{TCSC} é geralmente de pequeno valor. A partir do diagrama de blocos apresentado na Figura 2.9, obtém-se a equação diferencial de primeira ordem que rege o modelo do TCSC:

$$\Delta \dot{X}_{TCSC} = \frac{1}{T_{TCSC}} (\Delta X_{ref} - \Delta X_{sup} - \Delta X_{TCSC}) \quad (2.10)$$

onde ΔX_{TCSC} é a variação da reatância equivalente do TCSC, ΔX_{ref} é a variação da referência de entrada e ΔX_{sup} é a variação do valor de reatância obtido através de um controlador suplementar. A reatância equivalente do TCSC é utilizada como variável de estado do sistema. A estrutura básica do modelo do TCSC com a inclusão de um controlador suplementar pode ser vista na Figura 2.10 [39].

Figura 2.10. Modelo de um TCSC com a inclusão do controlador suplementar.

3. Modelagem de um Sistema Elétrico de Potência

Estudos de estabilidade a pequenas perturbações e projeto de controladores de amortecimento para sistemas elétricos de potência são realizados a partir de modelos matemáticos que representam o sistema em estudo. Devido à alta complexidade de tal modelagem, faz-se conveniente recorrer a considerações físicas e aproximações que permitam sua simplificação de acordo com os interesses da pesquisa em questão.

Este capítulo apresenta a modelagem dos componentes de um sistema elétrico (geradores síncronos, AVR's, linhas de transmissão, cargas e dispositivos FACTS), assim como as considerações e aproximações utilizadas para a obtenção dos mesmos. O modelo multimáquinas é primeiramente desenvolvido e posteriormente é apresentada a redução de tal modelo originando o modelo máquina versus barramento infinito.

3.1. Modelagem de uma Máquina Síncrona

As máquinas síncronas, essencialmente, são constituídas por um elemento estacionário, denominado estator, e um elemento rotativo, denominado rotor. Em sistemas trifásicos, o enrolamento de armadura é composto por três conjuntos de bobinas (fases a, b e c) alojadas em ranhuras distribuídas ao longo da periferia do estator, de modo que os eixos de cada fase estejam fisicamente defasados, entre si, em 120° . No rotor ficam fixadas as bobinas do enrolamento de campo. Este elemento é alimentado por uma fonte de corrente contínua, produzindo um campo magnético que se difunde no entreferro da máquina. Estando a máquina operando como um gerador síncrono, o movimento rotacional do rotor (acionado por turbina hidráulica, turbina a vapor, etc) associado ao campo magnético gerado no entreferro pelo enrolamento de campo faz induzir uma tensão, de natureza senoidal, nos terminais de saída do enrolamento de armadura. Os geradores síncronos são conectados à rede elétrica através de seus terminais de saída e, desse modo, potência elétrica é fornecida ao sistema. Esse é o princípio básico de conversão eletromecânica que ocorre nos geradores síncronos [43].

As máquinas síncronas estão divididas, basicamente, em duas categorias: máquinas de pólos lisos (também conhecida como máquina de rotor cilíndrico) e máquinas de pólos salientes. As máquinas de pólos lisos apresentam o enrolamento de campo inserido em ranhuras situadas ao longo do perímetro do rotor de tal modo que o entreferro seja uniforme.

Já nas máquinas de pólos salientes, as bobinas de campo são alojadas nas pernas polares e, como consequência, o entreferro dessas máquinas é altamente não-uniforme. Essa diferença construtiva é importante para o processo de construção dos modelos dinâmicos de cada uma dessas máquinas [39].

O tipo de máquina síncrona instalada na unidade geradora depende do tipo da força motriz utilizada pela unidade geradora (ou, equivalentemente, depende do tipo da turbina adotada – turbina a vapor ou turbina hidráulica). Em unidades termoeletricas, onde as máquinas operam em altas velocidades (por exemplo, 1800 rpm para máquinas de 4 pólos), são utilizadas máquinas síncronas de pólos lisos, para evitar as forças de atrito entre o rotor e o ar. Nas unidades hidroelétricas, onde as máquinas operam em baixa velocidade (por exemplo, 90 rpm para máquinas de 20 pólos), são utilizadas máquinas de pólos salientes [44].

Neste trabalho, as máquinas síncronas do sistema elétrico de potência serão modeladas como máquinas de pólos salientes. Na Figura 3.1, a máquina síncrona é representada por apenas dois pólos magnéticos, tendo em vista que as máquinas que apresentam um número maior de pólos podem ser modeladas por uma máquina equivalente de dois pólos. O eixo do rotor é denominado de **eixo direto (d)** e, em uma posição 90° no sentido contrário ao movimento rotacional ω está representado o **eixo em quadratura (q)**. O enrolamento de campo é representado por um conjunto de bobinas equivalente **F**. Além do enrolamento de campo, no rotor estão fixadas as bobinas referentes ao enrolamento amortecedor da máquina. Tal enrolamento tem por finalidade fornecer amortecimento às eventuais oscilações provocadas por perturbações no balanço de potência da máquina. Na Figura 3.1, os efeitos do enrolamento amortecedor são representados, de maneira equivalente, por um elemento **Q** paralelo ao eixo direto e posicionado nas cabeças polares do rotor e, por um segundo enrolamento **D**, agora em paralelo com o eixo em quadratura. A defasagem angular entre o eixo direto e a referência fixa do estator pode ser medida por um ângulo θ que varia no espaço e no tempo devido ao movimento rotacional do rotor.

Figura 3.1. Aspectos construtivos básicos de uma máquina de pólos salientes.

O processo de construção de um modelo de máquina síncrona pode ser realizado em duas etapas: na primeira as equações mecânicas são obtidas e na segunda as equações elétricas são levantadas. Tais etapas são apresentadas a seguir no decorrer do trabalho. É importante salientar que devido ao elevado número de detalhes para a elaboração e construção das equações elétricas (e também por não ser esse o enfoque principal dessa pesquisa), esse texto tem por objetivo descrever apenas os princípios físicos que regem o equacionamento elétrico de uma máquina síncrona. Para uma consulta mais detalhada a respeito de modelagem de máquinas síncronas segue como sugestões [43] e [45].

3.1.1. Equações Mecânicas

As equações mecânicas de uma máquina síncrona relacionam o balanço de potência da máquina com a variação da velocidade angular do rotor [43]. Tal relação pode ser escrita por:

$$J \cdot \ddot{\theta}(t) = T_a \quad (3.1)$$

onde, T_a é o torque acelerante da máquina e J é o momento de inércia do rotor. Para a máquina operando como gerador, $T_a = T_m - T_e$, sendo que T_m e T_e correspondem, respectivamente, ao torque mecânico de entrada (fornecido, normalmente, por turbinas térmicas ou hidráulicas) e o torque elétrico de saída (o qual é fornecido ao sistema de transmissão). Em regime permanente, ambos os torques mecânico e elétrico são iguais e a

máquina opera com aceleração nula e velocidade constante. As perturbações que ocorrem no sistema provocam um desbalanço entre os troques, resultando na aceleração ou desaceleração do rotor. Portanto, a velocidade rotacional e a posição angular da máquina síncrona são grandezas importantes para avaliar a estabilidade do sistema. A equação(3.1) apresenta um problema relacionado ao fato de que a variável θ apresenta uma variação senoidal em regime permanente. Para solucionar esse problema, é adotado um sistema de referência girante definido da seguinte maneira:

$$\delta_m(t) = \theta(t) - \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2} + \alpha \right) \quad (3.2)$$

onde, o termo $\omega_0 t + \frac{\pi}{2} + \alpha$ é a referência girante adotada e δ_m é o ângulo do eixo em quadratura com relação à referência girante. Os parâmetros ω_0 e α são, respectivamente, a velocidade síncrona e o ângulo de defasagem entre a referência fixa e a referência girante para um instante de tempo específico.

Geralmente, as equações de potência dos geradores síncronos são expressas em função do ângulo elétrico δ_e (chamado ângulo do rotor), medido pela diferença angular entre a referência girante e o eixo do campo magnético gerado pelo enrolamento de campo. Por esta razão, é interessante representar o modelo da máquina síncrona em termos de δ_e , relacionado da seguinte forma em relação à δ_m :

$$\delta_e = \frac{p}{2} \delta_m \quad (3.3)$$

onde p é o número de pólos da máquina.

Utilizando o sistema de referência girante em termos de δ_e (constante em regime permanente) obtém-se a seguinte equação do balanço de potência da máquina:

$$\frac{2J}{p} \ddot{\delta}(t) = T_m - T_e \quad (3.4)$$

A posição angular do rotor da máquina em relação à referência, girando à velocidade síncrona, será expressa de agora em diante como δ para simplificar a notação.

Na prática, o parâmetro da máquina fornecido pelos fabricantes não é o momento de inércia J , e sim um parâmetro chamado de constante de inércia, denotado por H , definido

como sendo a energia armazenada no rotor, quando o mesmo opera na velocidade síncrona, sendo matematicamente equivalente a:

$$H = \frac{1}{S_B} \left(\frac{J \cdot \omega_{0m}^2}{2} \right) \Rightarrow J = \frac{2 \cdot H \cdot S_B}{\omega_{0m}^2} \quad (3.5)$$

onde, S_B é a potência trifásica base da máquina e ω_{0m} , a velocidade síncrona do rotor que, por sua vez, relaciona-se com a velocidade síncrona elétrica pela relação $\omega_{0e} = \frac{p}{2} \omega_{0m}$. Definindo um torque base dado por $T_B = S_B / \omega_{0m}$ e substituindo em (3.5) e (3.4), obtém-se:

$$2 \cdot H \cdot \dot{\omega}_u(t) = T_{mu} - T_{eu} \quad (3.6)$$

onde, $\omega_u = \omega_e / \omega_{0e}$ é a velocidade angular elétrica, em p.u.; $T_{mu} = T_m / T_B$ é o torque mecânico, em p.u. e $T_{eu} = T_e / T_B$ é o torque elétrico em p.u. Incluindo a equação diferencial para a posição angular do rotor (ângulo do rotor), obtém-se uma representação do comportamento mecânico da máquina síncrona da seguinte maneira:

$$\dot{\delta}(t) = \omega(t) \quad (3.7)$$

$$\dot{\omega}(t) = \frac{1}{2H} (T_m - T_e) \quad (3.8)$$

As equações (3.7) e (3.8) são usualmente chamadas de equações de *swing*. Vale ressaltar que tais equações estão normalizadas, ou seja, seus parâmetros e variáveis estão expressos em p.u.

3.1.2. Equações Elétricas

Como ilustrado na Figura 3.1, a máquina síncrona pode ser representada por seis enrolamentos acoplados matematicamente:

- Circuito equivalente do rotor no qual está inserida a tensão de excitação V_F ;
- Circuitos equivalentes dos enrolamentos amortecedores (para os eixos **D** e **Q**)
- Circuito trifásico do enrolamento de armadura (fases **a**, **b** e **c**)

A tensão em qualquer um desses enrolamentos é dada pela lei de Faraday:

$$v = -ri - \dot{\lambda} \quad (3.9)$$

sendo $\mathbf{r}$ a resistência do enrolamento e $\boldsymbol{\lambda}$ o fluxo concatenado com este enrolamento. Além disso, o sinal negativo expressa o funcionamento da máquina como gerador.

Existe uma dificuldade enorme de se trabalhar com a equação (3.9), já que o fluxo concatenado varia no espaço e no tempo (depende da posição angular do rotor $\boldsymbol{\theta}$). Isso acontece porque as variáveis do enrolamento de armadura estão representadas em uma referência fixa (estator) e, devido ao movimento rotacional do rotor associado ao acoplamento magnético que existe entre os enrolamentos de armadura e de campo, estas grandezas são variantes no tempo. A ferramenta matemática denominada Transformação de Park é utilizada para resolver problemas associados ao uso da referência fixa.

Tal transformação altera o referencial do sistema da referência estática para a referência síncrona. Dessa maneira, as variáveis da máquina não ficam mais dependentes do tempo, sendo agora expressas em relação aos dois eixos girantes $\mathbf{d}$ e $\mathbf{q}$ e um terceiro eixo estático associado à componente de eixo zero. Tal mudança de referencial é dada por:

$$\mathbf{i}_{0dq} = \mathbf{P} \cdot \mathbf{i}_{abc} \quad (3.10)$$

onde,

$$\mathbf{P} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

A partir disso, aplicando-se a Transformação de Park às variáveis de tensão, corrente e fluxo nos enrolamentos equivalentes do estator obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_{0dq} \\ \mathbf{v}_{FDQ} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{0dq} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_{FDQ} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{0dq} \\ \mathbf{i}_{FDQ} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\lambda}}_{0dq} \\ \dot{\boldsymbol{\lambda}}_{FDQ} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \dot{\mathbf{P}}\mathbf{P}^{-1}\boldsymbol{\lambda}_{0dq} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_{0dq} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Nesta equação, as variáveis de tensões, correntes e fluxos estão expressas, na forma vetorial, para os circuitos $\mathbf{F}$, $\mathbf{D}$ e $\mathbf{Q}$, para os eixos girantes $\mathbf{d}$ e $\mathbf{q}$ e o eixo estacionário $\mathbf{0}$. Dessa forma, tais variáveis não são mais dependentes do ângulo $\boldsymbol{\theta}$. Além disso, $\mathbf{R}_{0dq}$ e $\mathbf{R}_{FDQ}$ são as matrizes correspondentes às resistências equivalentes e $\mathbf{n}_{0dq}$ é a tensão do neutro dos

respectivos enrolamentos. A relação entre os fluxos magnéticos e as correntes ocorre da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{0dq} \\ \lambda_{FDQ} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} L_{0dq} & L_m \\ L_m^T & L_{FDQ} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{0dq} \\ i_{FDQ} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Nesta equação, L_{0dq} e L_{FDQ} são as matrizes referentes às indutâncias próprias dos respectivos enrolamentos. A matriz L_m corresponde às indutâncias mútuas entre os enrolamentos. Escrevendo $\dot{\lambda} = L \cdot \dot{i}$, partindo da equação (3.13) e substituindo-a na equação (3.12), obtém-se, na notação matricial expandida (ordem seis), o seguinte equacionamento [43]:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_d \\ -v_F \\ v_D = 0 \\ v_q \\ v_Q = 0 \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} r + 3r_n & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r & 0 & 0 & \omega L_q & \omega k M_Q \\ 0 & 0 & r_F & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_D & 0 & 0 \\ 0 & -\omega L_d & -\omega k M_F & -\omega k M_D & r & 0 \\ 0 & 0 & k M_Q & 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_F \\ i_D \\ i_q \\ i_Q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_0 + 3L_n & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_d & k M_F & k M_D & 0 & 0 \\ 0 & k M_F & L_F & M_R & 0 & 0 \\ 0 & k M_D & M_R & L_D & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_q & k M_Q \\ 0 & 0 & 0 & 0 & k M_Q & L_Q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{i}_0 \\ \dot{i}_d \\ \dot{i}_F \\ \dot{i}_D \\ \dot{i}_q \\ \dot{i}_Q \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

As resistências e as indutâncias próprias estão representadas na diagonal principal de cada matriz. A indutância mútua entre os enrolamentos **d** e **F** é representada por M_F , assim como a indutância mútua entre os enrolamentos **d** e **D** é representada por M_D e a indutância mútua entre **q** e **Q** é representada por M_Q . Para sistemas trifásicos balanceados, a equação correspondente ao circuito do neutro pode ser desconsiderada. O parâmetro **k** é igual a $\sqrt{3/2}$.

Este conjunto de equações elétricas (3.14) juntamente com as equações mecânicas (3.7) e (3.8) fornecem uma representação em espaço de estados de 7ª ordem para o modelo de máquina síncrona. Neste modelo estão incluídas as dinâmicas dos enrolamentos de campo e amortecedor, bem como as dinâmicas que representam o comportamento mecânico da máquina síncrona. Porém, os parâmetros da máquina síncrona envolvidos neste modelo são de

difícil obtenção na prática, dificultando o trabalho com este modelo. Neste sentido, os dados usualmente disponibilizados pelos fabricantes (reatâncias e constantes de tempo) podem ser relacionados com as grandezas presentes em (3.14) resultando em um novo equacionamento para o modelo da máquina síncrona. Além disso, algumas hipóteses simplificadoras podem ser formuladas de tal modo que seja reduzida a ordem do modelo. Esse desenvolvimento não será apresentado neste trabalho, ficando como sugestões de referências para consultas a respeito desse assunto [43] e [46].

Neste trabalho foi utilizado para todos os casos estudados o modelo de um eixo do gerador síncrono. Tal modelo é apresentado e discutido na sequência.

3.1.3. Modelo de um Eixo do Gerador Síncrono

As seguintes equações descrevem o modelo de um eixo da máquina síncrona [43]:

- Equações mecânicas:

$$\dot{\delta} = \omega_s \omega - \omega_s \quad (3.15)$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{2H} [P_m - P_e] \quad (3.16)$$

- Equações elétricas:

$$\dot{E}'_q = \frac{1}{\tau_{do}} [E_{FD} - E'_q - (X_d - X'_d) I_d] \quad (3.17)$$

$$V_q = E'_q + X'_d I_d \quad (3.18)$$

$$V_d = -X'_q I_q \quad (3.19)$$

onde:

δ : ângulo do rotor;

ω : velocidade angular do rotor;

ω_s : velocidade síncrona;

H : constante de inércia da máquina;

T_m : torque mecânico de entrada do gerador;

T_e : torque elétrico fornecido pela máquina ao sistema;

I_d, I_q : correntes do estator de eixo direto e em quadratura, respectivamente;

V_d, V_q : tensões no estator de eixo direto e em quadratura, respectivamente;

E_{FD} : tensão de campo;

E'_q : tensão transitória de eixo em quadratura da máquina;

X_d : reatância síncrona;

X'_d, X'_q : reatâncias transitórias de eixo direto e quadratura, respectivamente;

τ'_{do} : constante de tempo transitória.

O efeito dos enrolamentos amortecedores é desprezado para a obtenção deste equacionamento. Esta é uma consideração conservadora para estudos de análise de estabilidade a pequenas perturbações e projeto de controladores de amortecimento, visto que o efeito provocado por estes enrolamentos é fornecer amortecimento às oscilações originadas pelo desbalanço de potência. Outra consideração importante a ser mencionada é que a potência mecânica é considerada como constante para tais estudos de estabilidade. Isso porque as variações de P_m dependem da atuação dos reguladores de velocidade que, por sua vez, apresentam constantes de tempo elevadas o suficiente para que as variações da potência mecânica sejam insignificantes durante a faixa de tempo de análise das oscilações eletromecânicas [39]. Assim, o modelo da turbina do gerador não é incluído na modelagem da máquina síncrona.

3.2. Modelo do Regulador Automático de Tensão

O sistema de excitação da máquina síncrona exerce forte influência sobre a estabilidade do sistema elétrico de potência, tornando imprescindível a sua inserção para a realização dos estudos propostos. O sistema de excitação tem como principal função manter a tensão terminal do gerador síncrono dentro de um limite pré-determinado [44].

O sistema de excitação controla a tensão terminal do gerador através do suprimento de corrente contínua ao circuito de campo do gerador síncrono. Tal sistema compara a tensão terminal do gerador com uma tensão pré-especificada e o sinal de erro da comparação é

processado e enviado para a excitatriz. A excitatriz produzirá então a corrente necessária ao ajuste da tensão terminal [44].

Existem diversos tipos de sistemas de excitação para máquinas síncronas, os quais podem ser classificados de acordo com o tipo de excitatriz utilizada. Os sistemas de excitação mais utilizados nos sistemas elétricos de potência foram divididos em três categorias [47]:

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

Este trabalho utiliza um sistema de excitação equivalente ao sistema do tipo ST1 [47], com algumas simplificações. O sistema de excitação do tipo ST1 utiliza como excitatriz um retificador controlado alimentado por um transformador, que capta a energia do barramento terminal do gerador. Na Figura 3.2 é apresentado o diagrama de blocos do sistema de excitação do tipo ST1.

Figura 3.2. Diagrama de blocos do regulador IEEE ST1.

Neste trabalho, o bloco *lead-lag* (avanço-atraso) responsável pela redução do ganho transitório e os limites de tensão do regulador são desprezados. Em [1], os autores preferem não utilizar o bloco de redução de ganho transitório, pois ele pode ser prejudicial para a estabilidade global do sistema em algumas situações (por exemplo, perda do estabilizador da unidade geradora e estabilizadores com ganhos elevados). Também é desprezado o laço de

estabilização (laço caracterizado pelo ganho K_F e pela constante de tempo T_F), pois a constante de tempo da excitatriz é muito pequena. Dessa forma, o regulador automático de tensão utilizado neste trabalho pode ser visto na Figura 3.3. Tal modelo é representado matematicamente pela equação.

Figura 3.3. Diagrama de blocos do regulador IEEE ST1 simplificado.

$$\dot{E}_{FD} = \frac{1}{T_e} \left[K_e (V_{ref} - |V_t| + V_s) - E_{FD} \right] \quad (3.20)$$

onde,

V_t : módulo da tensão terminal;

V_{ref} : tensão de referência para a barra terminal;

V_s : entrada de controle do regulador;

K_e : ganho do sistema de excitação;

T_e : constante de tempo do sistema de excitação.

3.3. Modelagem da Rede Elétrica e Construção do Modelo Multimáquinas

A Figura 3.4 mostra um sistema elétrico de potência composto por n geradores síncronos, r centros de carga e t dispositivos FACTS do tipo TCSC [39]. Cada gerador é representado por uma fonte de tensão conectada em série a rede elétrica através de sua reatância transitória de eixo direto (a qual é ilustrada nessa figura pelo seu valor em admitância y'_d). Essa representação torna-se válida ao considerar a hipótese de que as constantes de tempo do enrolamento do campo são relativamente grandes de modo que a tensão induzida pelo fluxo de campo permaneça inalterada quando a máquina é sujeita a perturbações e, também, desprezando-se o efeito dos enrolamentos amortecedores (como é o

caso do modelo de um eixo). Modelos estáticos são usados para representar as cargas e os elementos da rede de transmissão (resistências, indutâncias e capacitâncias *shunt*).

Tendo em base estas considerações, o modelo multimáquinas do sistema de potência é descrito pelas equações diferenciais de cada máquina síncrona representada pelo modelo de um eixo e por equações algébricas que expressam os fluxos de potência ativa injetada no sistema (expressões para P_{ei}) e as demais variáveis V_d , V_q , I_d e I_q , as quais são dependentes das características topológicas da rede elétrica. A topologia do sistema é representada através de uma matriz de admitâncias denominada Y_P^{bus} , que engloba os elementos de interesse da rede de transmissão (linhas, cargas, TCSCs e transformadores) e as reatâncias internas dos geradores do sistema.

Figura 3.4. Representação de um modelo multimáquinas.

As cargas são representadas por admitâncias constantes e calculadas como segue:

$$Y_{Li} = \frac{1}{Z_{Li}} = \frac{S_{Li}^*}{|V_i|^2} = \frac{P_{Li} - jQ_{Li}}{|V_i|^2} \quad (3.21)$$

onde S_{Li} e $|V_i|$ são respectivamente, a potência complexa da carga i e o módulo da tensão do barramento i , sendo tais valores correspondentes à operação em regime permanente.

Para sistematizar o procedimento de construção da matriz $\mathbf{Y}_p^{bus}$, adota-se a seguinte numeração para as barras do sistema (com referência na Figura 3.4):

- $1, 2, \dots, n$: barras internas aos geradores do sistema;
- $n+1, \dots, n+2t$: barras que conectam os terminais dos TCSCs (podendo ou não conter carga);
- $n+2t+1, \dots, n+2t+m$: o restante das barras do sistema.

A matriz $\mathbf{Y}_p^{bus}$ é quadrada e com dimensão $n+2t+m$. Ela pode ser construída a partir do seguinte procedimento:

- elementos da diagonal principal: $Y_{kk} = \sum_{i \in \Omega_{bk}} y_{ki} + y_{kk}$, onde Ω_{bk} representa as linhas de transmissão que fazem conexão com a barra k e y_{kk} são os componentes conectados diretamente à barra k , tais como, as admitâncias *shunt* e as cargas;
- demais elementos da matriz: $Y_{ki} = -y_{ki}$

De uma forma geral, a matriz $\mathbf{Y}_p^{bus}$ pode ser particionada da seguinte forma:

$$\mathbf{Y}_p^{bus} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_A & \mathbf{Y}_B \\ \mathbf{Y}_C & \mathbf{Y}_D \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

onde $\mathbf{Y}_A \in \mathbb{C}^{(n+2t) \times (n+2t)}$, $\mathbf{Y}_B \in \mathbb{C}^{(n+2t) \times m}$, $\mathbf{Y}_C \in \mathbb{C}^{m \times (n+2t)}$ e $\mathbf{Y}_D \in \mathbb{C}^{m \times m}$.

A matriz $\mathbf{Y}_A$ apresenta uma estrutura bloco diagonal:

$$\mathbf{Y}_A = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_g & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Y}_t \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

onde:

$$\mathbf{Y}_g = \begin{bmatrix} y'_{d1} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & y'_{d2} & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & y'_{dn} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$\mathbf{Y}_t = \begin{bmatrix} \sum_{i \in \Omega_{b(n+1)}} y'_{(n+1)i} & -y_{TCSC_1} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -y_{TCSC_1} & \sum_{i \in \Omega_{b(n+2)}} y'_{(n+2)i} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sum_{i \in \Omega_{b(n+3)}} y'_{(n+3)i} & -y_{TCSC_2} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -y_{TCSC_2} & \sum_{i \in \Omega_{b(n+4)}} y'_{(n+4)i} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & \sum_{i \in \Omega_{b(n+2t-1)}} y'_{(n+2t-1)i} & -y_{TCSC_t} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -y_{TCSC_t} & \sum_{i \in \Omega_{b(n+2t)}} y'_{(n+2t)i} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

A matriz $\mathbf{Y}_g$ possui ordem $\mathbf{n} \times \mathbf{n}$ e contém as admitâncias transitórias de eixo direto dos geradores. A matriz $\mathbf{Y}_t$, quadrada de dimensão $2t$, contém as admitâncias dos TCSCs e as admitâncias dos elementos localizados na vizinhança das barras terminais desses dispositivos. Devido à maneira pela qual as barras do sistema foram numeradas, as matrizes $\mathbf{Y}_B$, $\mathbf{Y}_C$ e $\mathbf{Y}_D$ são dependentes apenas dos parâmetros fixos do sistema, ou seja, as admitâncias variáveis dos TCSCs não estão incluídas em tais matrizes.

Desta forma, pode-se reduzir a matriz $\mathbf{Y}_p^{bus}$ aos $\mathbf{n}$ nós internos dos geradores do sistema. A redução da ordem da matriz $\mathbf{Y}_p^{bus}$ permite que sejam encontradas expressões analíticas, em termos das variáveis de estado do sistema, para as injeções de potência ativa de cada gerador e para as demais variáveis $\mathbf{I}_d$, $\mathbf{I}_q$, $\mathbf{V}_d$ e $\mathbf{V}_q$.

A redução da matriz $\mathbf{Y}_p^{bus}$ é feita em duas etapas. Na primeira etapa, será obtida uma matriz $\mathbf{Y}_1^{red}$ (quadrada de dimensão $\mathbf{n} + 2t$), reduzida aos nós internos dos geradores às barras terminais dos TCSCs. A partir da matriz $\mathbf{Y}_1^{red}$, é obtida uma nova matriz $\mathbf{Y}_2^{red}$, de dimensão $\mathbf{n}$, reduzida aos nós internos dos geradores. A matriz $\mathbf{Y}_1^{red}$ é utilizada para a obtenção de uma expressão analítica (em termos dos ângulos δ 's, tensões $\mathbf{E}_q'$ s e das reatâncias $\mathbf{X}_{tcsc}$'s) para o sinal de entrada do controlador suplementar que será projetado para o TCSC (sinal proveniente de uma grandeza da rede elétrica). A matriz $\mathbf{Y}_1^{red}$ é necessária para tal finalidade tendo em vista que, após a segunda etapa de redução da matriz $\mathbf{Y}_p^{bus}$, as informações (tensões complexas, corrente injetada, dentre outras) a respeito das barras que não possuem geração

(incluindo as barras de conexão dos TCSCs) são perdidas e, portanto, a topologia real da rede elétrica fica mascarada. A matriz $\mathbf{Y}_2^{\text{red}}$ é utilizada para obtenção de expressões analíticas para $\mathbf{P}_e$, $\mathbf{I}_d$, $\mathbf{I}_q$, $\mathbf{V}_d$ e $\mathbf{V}_q$. A primeira etapa de redução da matriz $\mathbf{Y}_p^{\text{bus}}$ é realizada a partir da expressão matricial (3.26):

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_A & \mathbf{Y}_B \\ \mathbf{Y}_C & \mathbf{Y}_D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1 \\ \mathbf{E}_2 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

onde $\mathbf{I}_1$ é um vetor coluna que contém as injeções de corrente dos geradores e TCSCs. Para estes últimos, o valor dos respectivos elementos é zero. Isso porque os TCSCs são elementos conectados em série com as linhas de transmissão e, portanto, não realizam injeção de corrente no sistema. O vetor $\mathbf{E}_1$ contém os fasores de tensão das barras internas dos geradores e das barras terminais dos TCSCs e em $\mathbf{E}_2$ estão contidos os fasores de tensão das outras barras do sistema.

A partir da equação (3.26) obtém-se:

$$\mathbf{I}_1 = \mathbf{Y}_A \mathbf{E}_1 + \mathbf{Y}_B \mathbf{E}_2 \quad (3.27)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{Y}_C \mathbf{E}_1 + \mathbf{Y}_D \mathbf{E}_2 \quad (3.28)$$

Isolando-se $\mathbf{E}_2$ na equação (3.28) e substituindo o mesmo em (3.27) tem-se:

$$\mathbf{I}_1 = (\mathbf{Y}_A - \mathbf{Y}_B \mathbf{Y}_D^{-1} \mathbf{Y}_C) \mathbf{E}_1 = \mathbf{Y}_1^{\text{red}} \mathbf{E}_1 \quad (3.29)$$

É importante salientar que o cálculo da inversa da matriz $\mathbf{Y}_D$ envolve apenas operações matemáticas com elementos numéricos visto que as variáveis correspondentes às reatâncias dos TCSCs estão presentes apenas na matriz $\mathbf{Y}_A$. Mesmo assim, o cálculo da inversa da matriz $\mathbf{Y}_D$ pode ser muito complexo computacionalmente se o sistema for de ordem elevada. Nestes casos, é recomendável utilizar outros métodos para a redução da matriz $\mathbf{Y}_p^{\text{bus}}$, como por exemplo, o processo de eliminação de Gauss.

Reduzindo agora a matriz $\mathbf{Y}_1^{\text{red}}$ aos nós internos dos geradores, utilizando-se um procedimento similar ao anterior, é encontrada a matriz $\mathbf{Y}_2^{\text{red}}$. Particionando-se a matriz $\mathbf{Y}_1^{\text{red}}$ em blocos tem-se:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_E & \mathbf{Y}_F \\ \mathbf{Y}_G & \mathbf{Y}_H \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{E}'_q \\ \mathbf{E}_F \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

onde $\mathbf{E}'_q$, $\mathbf{E}_F$ e $\mathbf{I}$ são vetores coluna onde estão contidas, respectivamente, as tensões de eixo em quadratura dos geradores, as tensões das barras dos TCSCs e as correntes injetadas pelos geradores à rede elétrica.

Tendo em vista a equação (3.30) obtém-se:

$$\mathbf{I} = \mathbf{Y}_E \mathbf{E}'_q + \mathbf{Y}_F \mathbf{E}_F \quad (3.31)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{Y}_G \mathbf{E}'_q + \mathbf{Y}_H \mathbf{E}_F \quad (3.32)$$

Isolando $\mathbf{E}_F$ na equação (3.32) e substituindo na equação (3.31), tem-se:

$$\mathbf{I} = (\mathbf{Y}_E - \mathbf{Y}_F \mathbf{Y}_H^{-1} \mathbf{Y}_G) \mathbf{E}'_q = \mathbf{Y}_2^{\text{red}} \mathbf{E}'_q \quad (3.33)$$

Nesta segunda redução, o cálculo da inversa da matriz $\mathbf{Y}_H$ envolve operações matemáticas com termos numéricos e simbólicos, o que dificulta a obtenção da matriz inversa desejada. No entanto, nas situações em que os TCSCs são empregados em linhas de transmissão que fazem a conexão entre grupos de geradores localizados em áreas distintas (para o amortecimento das oscilações no fluxo de potência entre as áreas), a matriz $\mathbf{Y}_H$ apresentará uma estrutura bloco diagonal pois, para estes casos, a primeira etapa de redução da matriz $\mathbf{Y}_p^{\text{bus}}$ mantém a característica de desacoplamento entre os grupos de geradores. Deste modo, o cálculo da inversa da matriz $\mathbf{Y}_H$ consiste basicamente em determinar a inversa de cada bloco diagonal, de maneira independente, cuja dimensão será dois.

Para a construção do modelo multimáquinas em espaço de estados, devem ser encontradas expressões analíticas, que representam a conexão dos geradores síncronos com a rede de transmissão, em função das variáveis de estado do sistema (equações para $\mathbf{P}_e$, $\mathbf{I}_d$, $\mathbf{I}_q$, $\mathbf{V}_d$ e $\mathbf{V}_q$). Tais expressões são dependentes das características topológicas da rede de transmissão que, por sua vez, estão representadas através da matriz $\mathbf{Y}_2^{\text{red}}$, encontrada anteriormente.

As variáveis $\mathbf{I}_d$, $\mathbf{I}_q$, $\mathbf{V}_d$ e $\mathbf{V}_q$ de cada gerador estão expressas na referência $\mathbf{d} \times \mathbf{q}$ da própria unidade geradora. Assim, o primeiro passo é representar todas as variáveis do modelo em um mesmo sistema referencial. Para tanto, é utilizado o referencial **real** $\times$ **imaginário**

devido à dificuldade em estabelecer um sistema de referencias a partir dos eixos **d** e **q** de um gerador específico do sistema. As equações (3.34)-(3.36) devem ser utilizadas para que as correntes **I_d** e **I_q** de cada gerador sejam representadas em um mesmo referencial. A Figura 3.5 mostra a relação entre as correntes do *i-ésimo* gerador nos referenciais **d×q** e **real×imaginário**. As equações de transformação para as tensões **V_d** e **V_q** são obtidas de maneira análoga.

$$\mathbf{I}_i = \mathbf{I}_{Ri} + j\mathbf{I}_{Li} \quad (3.34)$$

$$\mathbf{I}_{di} = -\mathbf{I}_{Ri} \text{sen} \delta_i + \mathbf{I}_{Li} \cos \delta_i \quad (3.35)$$

$$\mathbf{I}_{qi} = \mathbf{I}_{Ri} \cos \delta_i + \mathbf{I}_{Li} \text{sen} \delta_i \quad (3.36)$$

Figura 3.5. Relação entre os referenciais.

As equações de interconexão dos geradores síncronos com a rede elétrica podem ser obtidas através da equação (3.37) e pela expressão da potência ativa injetada na barra *i* pelo respectivo gerador dada por

$$\mathbf{I} = \mathbf{Y}_2^{\text{red}} \cdot \mathbf{E}'_q \quad (3.37)$$

$$\mathbf{P}_{ei} = \text{Re}[\mathbf{E}'_{qi} \mathbf{I}_i^*] \quad (3.38)$$

As relações fasoriais descritas abaixo são feitas no equacionamento das equações (3.37)-(3.38):

$$\mathbf{Y}_2^{\text{red}} = \mathbf{G} + j\mathbf{B} \quad (3.39)$$

$$\mathbf{I}_i = \mathbf{I}_{Ri} + j\mathbf{I}_{Li} \quad (3.40)$$

$$\mathbf{E}'_{qi} = |\mathbf{E}'_{qi}| \cos \delta_i + j |\mathbf{E}'_{qi}| \sin \delta_i \quad (3.41)$$

Substituindo (3.39)-(3.41) em (3.37)-(3.38), as equações resultantes para $\mathbf{I}_{Ri}$, $\mathbf{I}_{Ii}$ e $\mathbf{P}_{ei}$ são descritas por:

$$\mathbf{I}_{Ri} = \sum_{j=1}^n |\mathbf{E}'_{qj}| \left[G_{ij} \cos \delta_j - B_{ij} \sin \delta_{ij} \right] \quad (3.42)$$

$$\mathbf{I}_{Ii} = \sum_{j=1}^n |\mathbf{E}'_{qj}| \left[G_{ij} \sin \delta_j + B_{ij} \cos \delta_{ij} \right] \quad (3.43)$$

$$\mathbf{P}_{ei} = |\mathbf{E}'_{qi}| \sum_{j=1}^n |\mathbf{E}'_{qj}| \left[G_{ij} \cos (\delta_j - \delta_i) - B_{ij} \sin (\delta_j - \delta_i) \right] \quad (3.44)$$

Fazendo-se a substituição das equações (3.42)-(3.43) nas equações de transformação de coordenadas formuladas para $\mathbf{I}_d$, $\mathbf{I}_q$, $\mathbf{V}_d$ e $\mathbf{V}_q$, obtém-se o conjunto de equações diferenciais que descreve o modelo multimáquinas com os geradores sendo representados pelo modelo de um eixo (incluindo o modelo do TCSC descrito anteriormente neste trabalho).

Após a construção da modelagem não-linear do sistema, é preciso adotar uma referência para os ângulos. Para isso, define-se o ângulo da máquina k como referência e, assim, as variáveis de estado passam a ser representadas da seguinte maneira:

$$\delta'_i = \delta_i - \delta_k, \quad (i = 1, \dots, n) \quad (3.45)$$

e os termos derivativos:

$$\dot{\delta}'_k = 0 \quad (3.46)$$

$$\dot{\delta}'_i = \omega_s (\omega_i - \omega_k) - \omega_s, \quad (i = 1, \dots, n) \text{ e } (i \neq k) \quad (3.47)$$

Assim, as equações algébricas passam a ser representadas em termos da nova variável δ'_i . As outras equações diferenciais que compõem a modelagem do sistema, além de (3.47), são:

$$\dot{\omega}_i = \frac{1}{2H_i} \left[P_{mi} - P_{ei} - D_i (\omega_i - \omega_s) \right] \quad (3.48)$$

$$\dot{\mathbf{E}}'_{qi} = \frac{1}{\tau_{doi}} \left[\mathbf{E}_{FDi} - \mathbf{E}'_{qi} + (\mathbf{X}_{di} - \mathbf{X}'_{di}) \mathbf{I}_{di} \right] \quad (3.49)$$

$$\dot{\mathbf{E}}_{FDi} = \frac{1}{T_{ei}} \left[\mathbf{K}_{ei} (\mathbf{V}_{refi} - |\mathbf{V}_i| + \mathbf{V}_{Si}) - \mathbf{E}_{FDi} \right] \quad (3.50)$$

$$\dot{\mathbf{X}}_{\text{TCSC}_j} = \frac{1}{T_{\text{TCSC}_j}} \left(\mathbf{X}_{\text{ref}_j} - \mathbf{X}_{\text{sup}_j} - \mathbf{X}_{\text{TCSC}_j} \right) \quad (3.51)$$

com $\mathbf{i}=1,2,\dots,\mathbf{n}$, sendo $\mathbf{n}$ o número de geradores do sistema e $\mathbf{j}=1,2,\dots,\mathbf{t}$, sendo $\mathbf{t}$ o número de TCSCs instalados na rede elétrica.

4. Análise Linear e Projeto de Controladores para Amortecimento de Sistemas Elétricos de Potência

A linearização de um sistema não-linear em torno de um ponto de equilíbrio é uma técnica bastante utilizada para análise de tal sistema [48]. Essa metodologia leva em conta que perturbações ocorridas não afastam significativamente o sistema de seu ponto de operação original (desde que este ponto de operação seja estável). A partir das equações matriciais resultantes (típicas do modelo linearizado), pode-se obter informações qualitativas a respeito da estabilidade do sistema não-linear na vizinhança do ponto de operação no qual o sistema foi linearizado. Tal abordagem linearizada, geralmente, leva a procedimentos de análise e projeto mais simples que aqueles baseados em técnicas não-lineares.

Atualmente, o uso das técnicas de controle clássico é predominante em projetos de controladores no sistema de potência. Essas técnicas permitem a análise de estabilidade e projeto de controladores para os modelos linearizados do sistema. A primeira metodologia de projeto de controladores de amortecimento em sistemas de potência foi proposta em [4], sendo baseada na compensação de fase no domínio da frequência. Neste trabalho, os autores mostraram que o torque elétrico ocasionado pelo desbalanço de potência de uma máquina síncrona poderia ser decomposto em duas componentes: **torque de amortecimento**, em fase com o desvio da velocidade angular da máquina e, **torque sincronizante** em fase com o desvio angular do rotor. A estabilidade de um sistema de potência depende da existência de ambas componentes de torque para cada máquina síncrona do sistema [1].

O controlador proposto em [4] tem por objetivo produzir uma componente de torque elétrico em fase com o desvio da velocidade angular, de modo que seja fornecido torque de amortecimento ao sistema. O sinal estabilizante gerado por esse controlador é adicionado a uma entrada do regulador automático de tensão do gerador. A estrutura de tal controlador é mostrada na Figura 4.1.

Figura 4.1. Estrutura do controlador do tipo avanço-atraso utilizado por um PSS.

A estrutura deste controlador é composta por um ganho de realimentação, um bloco *washout* (cuja função é eliminar a ação de controle durante o regime permanente) e blocos de

compensação de fase, utilizados para compensar o atraso de fase que ocorre entre a aplicação da entrada V_s e o efeito produzido pela mesma no balanço de potência da máquina.

O problema do projeto de tal controlador é calcular os parâmetros dos blocos de avanço-atraso de fase, do bloco *washout* e do ganho de realimentação de tal modo que o controlador forneça uma compensação de fase adequada para uma faixa de frequência de interesse (a qual está relacionada à frequência de oscilação). O problema é agravado pelo fato do controlador ser projetado para apenas um ponto de operação (ponto no qual o sistema foi linearizado), podendo não ser tão eficaz para outros pontos. Ainda, com a expansão do setor eletroenergético, houve um incremento no número de controladores de amortecimento em operação nos sistemas que podem ter princípios de operação diferentes como, por exemplo, PSS e dispositivos FACTS, aumentando sua complexidade de operação. Assim, ao longo dos anos, várias outras técnicas baseadas na teoria de controle clássico foram desenvolvidas para o projeto de controladores de amortecimento do tipo PSS e, também, para projeto de controladores suplementares de dispositivos FACTS, quando estes são colocados no sistema para prover amortecimento de oscilações eletromecânicas.

O TCSC é o dispositivo FACTS mais utilizado para fornecer amortecimento em sistemas elétricos de potência. A estrutura de seu controlador suplementar é similar à do PSS (baseado numa rede de compensação de fase), diferenciando obviamente no sinal de entrada e no sinal de saída. Tal estrutura é adotada também para controle de TCSCs principalmente porque é bem conhecida, muito estudada e que fornece bons resultados. Desta forma, os controladores de sistemas de potência utilizados nesta pesquisa podem ser representados como na Figura 4.2.

Figura 4.2. Estrutura dos controladores de sistema de potência utilizados neste trabalho.

A rede de avanço-atraso de tais controladores pode ser projetada, por exemplo, a partir da análise de resíduos da função de transferência do sistema em malha aberta. Tal análise fornece informações a respeito do melhor local de instalação do dispositivo na rede de transmissão e da compensação de fase requerida pelo controlador para que o modo de oscilação de interesse possa ser amortecido, neste caso, modo inter-área [49] [50].

Um dos grandes problemas relacionados à técnica de controle citada anteriormente é que os índices utilizados para o projeto dos compensadores de fase podem variar em função do ponto de operação analisado e da dinâmica de eventuais controladores que estejam operando no sistema. Além disso, utilizando a metodologia clássica, um projeto coordenado e simultâneo de controladores para o sistema é impossibilitado devido ao fato de cada controlador ser projetado de forma individual. Para diminuir estes problemas, novas técnicas de controle moderno estão sendo propostas. Estas técnicas, basicamente, têm como principal característica aumentar a robustez dos controladores e garantir formalmente seu desempenho frente às variações nas condições de operação do sistema.

Nesta pesquisa de doutorado são utilizados métodos de controle que conseguem garantir certo grau de robustez aos controladores projetados. Isto se deve à abordagem de projeto utilizada, a qual considera vários pontos de operação e, desta forma, os controladores serem projetados para fornecerem um critério mínimo de exigência para cada um dos pontos de operação. Nesta pesquisa, o requisito de projeto adotado foi o de que os controladores projetados devem fornecer uma taxa de amortecimento mínimo para os modos de oscilação do sistema em malha fechada (critério de desempenho) para todos os pontos de operação analisados.

4.1. Modelo Linearizado de um Sistema

Considere um sistema de potência descrito pelo modelo multimáquinas. Uma condição de operação em regime permanente do sistema está associada a um ponto de equilíbrio de seu modelo matemático. A análise de estabilidade de um ponto de equilíbrio específico pode ser feita localmente, a partir de uma abordagem linearizada do sistema, visto que as pequenas perturbações não afastam significativamente o sistema de seu ponto de operação original. Tal abordagem linearizada permite tratar os problemas locais com maior facilidade, diminuindo consideravelmente os cálculos e obtendo uma boa exatidão numérica. O modelo multimáquinas é descrito por um conjunto de equações diferenciais não-lineares na forma de espaço de estados [48]:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \boldsymbol{\mu}), \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0 \quad (4.1)$$

onde $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de estados do sistema, $\mathbf{x}(0)$ é a condição inicial e $\boldsymbol{\mu}$ são alguns parâmetros do sistema.

Admitindo-se que $\mathbf{x}_0$ é um ponto de equilíbrio, ou seja, $\mathbf{f}(\mathbf{x}_0, \boldsymbol{\mu}) = \mathbf{0} \Rightarrow \dot{\mathbf{x}}(\mathbf{0}) = \mathbf{0}$, e definindo $\Delta \mathbf{x} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_0$, pode-se expandir $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\mu})$ em série de Taylor em torno do ponto de equilíbrio $\mathbf{x}_0$:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\mu}) \cong \mathbf{f}(\mathbf{x}_0, \boldsymbol{\mu}) + \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\mu})}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}_0} (\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) + \dots \quad (4.2)$$

Supondo que nenhuma trajetória $\mathbf{x}(\mathbf{t})$ se afasta significativamente do ponto de equilíbrio $\mathbf{x}_0$, os termos de ordem dois e superiores tornam-se desprezíveis em (4.2). Levando-se em conta este argumento e o fato de que $\mathbf{f}(\mathbf{x}_0, \boldsymbol{\mu}) = \mathbf{0}$, obtém-se que $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\mu}) \cong \mathbf{A}(\boldsymbol{\mu}) \Delta \mathbf{x}$, sendo $\mathbf{A}(\boldsymbol{\mu})$ a matriz jacobiana de $\mathbf{f}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\mu})$ calculada em $\mathbf{x}_0$. Além disso,

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = \frac{d}{dt}(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) = \dot{\mathbf{x}} - \dot{\mathbf{x}}_0 = \dot{\mathbf{x}} \quad (4.3)$$

Portanto, uma representação aproximada de (4.1) em uma vizinhança de $\mathbf{x}_0$ pode ser descrita por:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}(\mathbf{t}) = \mathbf{A}(\boldsymbol{\mu}) \Delta \mathbf{x}(\mathbf{t}) \quad (4.4)$$

onde $\mathbf{A}(\boldsymbol{\mu}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ é a matriz de estados do sistema linearizado.

Da teoria de sistemas lineares, sabe-se que a resposta do sistema descrito por (4.4) pode ser caracterizada pelos autovalores e autovetores da matriz $\mathbf{A}$.

Definição 3.1: Um número complexo $\boldsymbol{\lambda}$ é o autovalor da matriz real $\mathbf{A}(\boldsymbol{\mu}) \in \mathbb{R}^{n \times n}$ se existe um vetor não-nulo $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^n$ tal que $\mathbf{A}(\boldsymbol{\mu}) \mathbf{v} = \boldsymbol{\lambda} \mathbf{v}$ seja satisfeito [51].

Com base na definição acima e considerando que a matriz $\mathbf{A}(\boldsymbol{\mu})$ não apresenta autovalores com multiplicidade maior que um, a solução do sistema (4.4) para uma condição inicial $\mathbf{x}_0$ é dada por [52]:

$$\mathbf{x}(\mathbf{t}) = \sum_{i=1}^n \mathbf{c}_i \mathbf{v}_i e^{\lambda_i t} \quad (4.5)$$

onde $\mathbf{c}_i \in \mathbb{R}$ e $\mathbf{v}_i$ é o autovetor associado ao respectivo autovalor λ_i da matriz $\mathbf{A}(\boldsymbol{\mu})$.

Assim, o cálculo dos autovalores e autovetores da matriz $\mathbf{A}(\boldsymbol{\mu})$ possibilita a obtenção de uma base para as soluções de (4.4). Fazendo-se uma análise na equação (4.5) nota-se que a estabilidade do sistema linear invariante no tempo (4.4) é caracterizada pela posição dos

autovalores da matriz $\mathbf{A}(\boldsymbol{\mu})$ no plano complexo. Se os autovalores estiverem posicionados no semiplano esquerdo do plano complexo (ou seja, tiverem parte real negativa), a resposta do sistema será atenuada pela parcela $e^{\lambda_i t}$ e todas as trajetórias de $\mathbf{x}(t)$ irão convergir para a origem do sistema linearizado (4.4), no ponto $\mathbf{x}_0$, à medida que $t \rightarrow \infty$. Se a parte real de algum dos autovalores for positiva, o respectivo termo $e^{\lambda_i t}$ introduzirá um crescimento exponencial na resposta, caracterizando um sistema instável.

Assim, a estabilidade local (ou seja, estabilidade do sistema na vizinhança de um ponto de equilíbrio) de um sistema não-linear é verificada se todos os autovalores do sistema linearizado em torno de um ponto de equilíbrio satisfazem a condição $\text{Re}(\lambda_i) < 0$ com $i = 1, \dots, n$. Os modos eletromecânicos de oscilação de um sistema de potência são caracterizados por autovalores complexos conjugados, representados na forma $\lambda = \sigma \pm j\omega$, sendo que a parte real fornece o amortecimento e a parte imaginária determina a frequência de oscilação do modo.

Os autovalores da matriz $\mathbf{A}(\boldsymbol{\mu})$ podem ser encontrados a partir das raízes do seu polinômio característico ($\det(\mathbf{A}(\boldsymbol{\mu}) - \lambda \mathbf{I}) = 0$) ou através de sua forma canônica. Porém, a estabilidade do sistema (4.4) pode também ser analisada através da desigualdade de Lyapunov [52], a qual não necessita do cálculo direto dos autovalores da matriz $\mathbf{A}(\boldsymbol{\mu})$. Desse modo, se tal desigualdade for satisfeita, então a condição $\text{Re}(\lambda_i) < 0$ é verdadeira para todo $i = 1, \dots, n$.

Como o intuito do trabalho é o projeto de controladores de amortecimento para um sistema de potência, as respectivas entradas e saídas referentes aos controladores que serão projetados podem ser incluídas no modelo multimáquinas. Desta forma, o modelo multimáquinas passa a ser descrito na forma de espaço de estados:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \boldsymbol{\mu}, \mathbf{u}(t)) \quad (4.6)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{g}(\mathbf{x}(t), \boldsymbol{\mu}, \mathbf{u}(t)) \quad (4.7)$$

$$\mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0, \quad \mathbf{u}(0) = \mathbf{u}_0 \quad (4.8)$$

onde $\mathbf{u} \in \mathbb{R}^p$ é o vetor de entradas do sistema (onde são adicionados os sinais de controle) e $\mathbf{y} \in \mathbb{R}^q$ é o vetor de saídas do sistema (utilizado de entrada para os controladores).

Uma representação linearizada do sistema (4.6)-(4.7) na vizinhança de um ponto de equilíbrio é obtida a partir de expansões de $\mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \boldsymbol{\mu}, \mathbf{u}(t))$ e $\mathbf{g}(\mathbf{x}(t), \boldsymbol{\mu}, \mathbf{u}(t))$ em séries de Taylor, da mesma forma daquela realizada anteriormente. Deste modo, tem-se a seguinte forma matricial:

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

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) \quad (4.10)$$

onde $\mathbf{A}(\boldsymbol{\mu}) = \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0}$, $\mathbf{B} = \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{u}} \right|_{\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0}$, $\mathbf{C} = \left. \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}_0, \mathbf{u}_0}$.

As matrizes $\mathbf{A}(\boldsymbol{\mu})$, $\mathbf{B}$ e $\mathbf{C}$ possuem dimensão $\mathbf{n} \times \mathbf{n}$, $\mathbf{n} \times \mathbf{p}$ e $\mathbf{q} \times \mathbf{n}$, respectivamente. É importante salientar que em (4.9) e (4.10), os vetores $\mathbf{x}$, $\mathbf{u}$ e $\mathbf{y}$ representam desvios com relação aos valores de equilíbrio em (4.6)-(4.7), sendo abandonada a utilização de Δ para simplificar a notação subsequente. A partir de agora também, a matriz $\mathbf{A}(\boldsymbol{\mu})$ será representada apenas como $\mathbf{A}$ pelo mesmo motivo.

4.2. Projeto de Controladores de Sistemas Elétricos de Potência

Sistemas lineares são analisados, geralmente, em termos dos seus autovalores e dos autovetores associados a cada autovalor, e os sistemas elétricos de potência não fogem a esta regra. Os sistemas de potência, normalmente, possuem modos de oscilação (autovalores) pouco amortecidos ou até mesmo instáveis, tornando necessário o emprego de controladores, que possuem a finalidade de tornar tais modos satisfatoriamente amortecidos. Neste trabalho, foram utilizados dois tipos de controladores: PSSs e PODs. Os PSSs visam, primariamente, o amortecimento de modos locais, enquanto que os PODs são inseridos no sistema para o amortecimento de modos inter-área. Ambos os controladores de amortecimento utilizados nesta pesquisa têm a estrutura de realimentação de saída, descrita por:

$$\dot{\mathbf{x}}_c(t) = \mathbf{A}_c\mathbf{x}_c(t) + \mathbf{B}_c\dot{\mathbf{y}}(t) \quad (4.11)$$

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{C}_c\mathbf{x}_c(t) \quad (4.12)$$

onde, $\mathbf{x}_c \in \mathbb{R}^m$ é o vetor que reflete o comportamento das variáveis de estado do controlador.

Portanto, fazendo um rearranjo entre as equações (4.9)-(4.12), tem-se que o sistema em malha fechada pode ser descrito em espaço de estados por:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \tilde{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{x}}(t), \quad \tilde{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B}\mathbf{C}_c \\ \mathbf{B}_c\mathbf{C}\mathbf{A} & \mathbf{A}_c + \mathbf{B}_c\mathbf{C}\mathbf{B}\mathbf{C}_c \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

onde, mas matrizes $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$ e $\mathbf{C}$ são obtidas pela linearização do modelo multimáquinas para uma condição de operação específica, $\tilde{\mathbf{x}}(t) \in \mathbb{R}^{n+m}$ é um vetor que contém os estados do sistema e do controlador e, $\mathbf{A}_c$, $\mathbf{B}_c$ e $\mathbf{C}_c$ são as variáveis matriciais a serem determinadas pela técnica de controle adotada.

Este trabalho propõe a determinação dos parâmetros dos controladores ($\mathbf{A}_c$, $\mathbf{B}_c$ e $\mathbf{C}_c$) através de formulações envolvendo o método de otimização via gradiente e de uma formulação envolvendo técnicas de AEs (Algoritmos Evolutivos). Tais parâmetros são determinados de tal forma que forneçam um amortecimento mínimo satisfatório para os modos de oscilação do sistema (locais e/ou inter-área) para diversos pontos de operação do sistema, levados em consideração no projeto. Estes pontos de operação são obtidos, normalmente, por variação do carregamento do sistema ou até mesmo por mudança de topologia do sistema como, por exemplo, retirada de uma linha de transmissão ou unidade geradora. Como foi adotada uma estrutura fixa para todos os controladores projetados (PSSs e PODs), as matrizes $\mathbf{A}_c$, $\mathbf{B}_c$ e $\mathbf{C}_c$ também possuem estruturas fixas, podendo ser vistas no capítulo posterior.

5. Propostas do Trabalho

Como mencionado anteriormente, muitos métodos de otimização vêm sendo estudados e analisados com o intuito de automatizar o processo de sintonia de controladores de sistemas elétricos de potência. Neste capítulo, os métodos de busca local e global utilizados neste trabalho serão descritos de forma a permitir a compreensão do algoritmo híbrido que será proposto neste trabalho.

O método de busca local utilizado é baseado na otimização via gradiente descendente [27]. Este método prevê que dado um ponto inicial no espaço de busca, obtém-se um novo ponto situado sobre a reta definida por este ponto e pelo gradiente da função objetivo. Essa é a direção para a qual, localmente, a função decresce mais rapidamente (no sentido contrário ao do gradiente). Determina-se o novo ponto como sendo aquele em que a função objetivo atinge o mínimo sobre essa reta (para um problema de minimização de uma única variável). A partir desse novo ponto, repete-se o processo, até que seja satisfeito um critério de convergência. A principal desvantagem deste método, assim como de métodos de busca local, é a necessidade de uma condição inicial factível.

Para que as desvantagens dos métodos de busca local sejam minimizadas, é proposto um método de busca global baseado em algoritmos genéticos. Tal método deve posicionar o algoritmo em uma bacia de convergência promissora, partindo de soluções geradas aleatoriamente (outra vantagem em relação aos métodos de busca local, que requerem uma estimativa inicial precisa).

Portanto, a proposta do trabalho é explorar os benefícios dos métodos de busca local e global. Isto deve ser feito partindo do método de busca global até que o mesmo chegue em seu critério de parada. Após encontrar um conjunto de parâmetros promissor para o controlador, o algoritmo proposto finaliza a busca global e começa uma busca local. A saída do algoritmo, quando o critério de parada do método de busca local é atingido, são os parâmetros sintonizados dos controladores do sistema de potência estudado. A principal vantagem deste método híbrido é a economia de tempo, visto que os métodos de busca global requerem um elevado esforço computacional se comparados aos métodos de busca local.

Primeiramente, neste capítulo, é descrito o método do gradiente descendente (otimização local) e, posteriormente, são apresentados fundamentos básicos de computação

evolutiva, com maior ênfase em algoritmos genéticos. O algoritmo híbrido proposto neste trabalho é apresentado no final deste capítulo.

5.1. Método do Gradiente

Seja $f : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ uma função dada. Uma das estratégias mais naturais para resolver o problema

$$\min f(x), x \in \mathbb{R}^n \quad (5.1)$$

é que dada uma aproximação $x_k \in \mathbb{R}^n$ da solução do problema, encontra-se um ponto $x_{k+1} \in \mathbb{R}^n$ tal que

$$f(x_{k+1}) < f(x_k) \quad (5.2)$$

Isto pode ser feito de várias maneiras. Uma das maneiras é tomar uma direção $d_k \in \mathbb{R}^n$ tal que f é decrescente a partir do ponto x_k nessa direção, ou seja,

$$f(x_k + \alpha d_k) < f(x_k) \quad (5.3)$$

onde α é um comprimento do passo (fixo neste caso). Assim, obtém-se o iterando $x_{k+1} = x_k + \alpha d_k$. Repete-se o processo para o novo ponto x_{k+1} , etc. Tal método é conhecido como método de descida [27].

Uma escolha bastante plausível para a direção de busca d_k é a direção contrária à do gradiente da função objetivo no ponto x_k . Isto se deve ao fato de que, localmente, essa é a direção na qual a função decresce mais rapidamente. Este método é conhecido como método do gradiente e seu algoritmo pode ser visto a seguir [28] [53]:

Algoritmo do Gradiente

$k \leftarrow 1$

$\alpha \leftarrow$ pequeno valor

enquanto (não for atingido o critério de parada) faça

$\mathbf{g}_k \leftarrow \text{gradiente}(f(\cdot), \mathbf{x}_k)$

$\mathbf{d}_k \leftarrow -\mathbf{g}_k$

$\mathbf{x}_{k+1} \leftarrow \mathbf{x}_k + \alpha \mathbf{d}_k$

$k \leftarrow k+1$

fim-enquanto

Tal algoritmo baseia-se apenas na informação local a respeito da variação da função em todas as direções do espaço (sintetizada no gradiente da função). A única suposição implícita na aplicação desse algoritmo é de que a função $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ seja diferenciável.

Em problemas de otimização, a suposição mais geral que se faz em relação ao sistema sendo otimizado é que se tenha um algoritmo que, recebendo como entradas o vetor de variáveis de otimização, forneça o valor da função objetivo para tal vetor. Desta forma, portanto, não se dispõe de funções que diretamente forneçam o gradiente da função objetivo para certo valor especificado das variáveis de otimização. Porém, a construção de um algoritmo que forneça o valor do gradiente da função para um dado ponto não é uma tarefa muito difícil. Tal algoritmo pode ser construído, de maneira bem simplificada, através da definição de gradiente, substituindo uma fórmula diferencial por diferenças finitas. Seja $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$ o vetor de variáveis de otimização, e seja $\mathbf{e}_i$ o vetor definido por:

$$\mathbf{e}_i = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \rightarrow \text{i-ésima posição} \quad (5.4)$$

Considere-se um certo $\delta > 0$, tal que $\delta \approx 0$. O algoritmo de cálculo aproximado do gradiente da função no ponto $\mathbf{x}$ pode ser definido por [28] [53]:

Algoritmo de Cálculo do Gradiente	
<u>para</u>	$i \leftarrow 1$ até n <u>faça</u>
$g_i \leftarrow$	$\frac{f(\mathbf{x} + \delta \mathbf{e}_i) - f(\mathbf{x})}{\delta}$
<u>fim-para</u>	
$\mathbf{g} \leftarrow$	$\begin{bmatrix} g_1 \\ \vdots \\ g_n \end{bmatrix}$

Para a convergência do método do gradiente parte-se da premissa comum de que a função objetivo possua um único mínimo local no domínio em questão (que necessariamente possui validade local em alguma vizinhança de um ponto ótimo estrito) [28]. Desta forma, um algoritmo de otimização unidimensional, para exemplificar e facilitar a análise pode ser construído com fundamento nessa premissa, a partir do teorema a seguir.

Teorema 5.1. *Seja uma função $f(\cdot): \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$. Seja um domínio $[a, b] \subset \mathbb{R}$, no qual f possui um único mínimo local $\mathbf{x}^*$. Sejam ainda dois pontos $\mathbf{x}_a$ e $\mathbf{x}_b$ tais que*

$$a < \mathbf{x}_a < \mathbf{x}_b < b \quad (5.5)$$

Se ocorrer

$$f(\mathbf{x}_a) < f(\mathbf{x}_b) \quad (5.6)$$

então a solução minimizante $\mathbf{x}^$ não se encontra no intervalo $[\mathbf{x}_b, b]$, e se ocorrer*

$$f(\mathbf{x}_a) > f(\mathbf{x}_b) \quad (5.7)$$

então a solução minimizante $\mathbf{x}^$ não se encontra no intervalo $[a, \mathbf{x}_a]$. □*

A demonstração do Teorema 5.1 pode ser encontrada em [28] ou [53].

Com esse teorema, torna-se possível a construção de um algoritmo que exclui, a cada passo, um trecho do segmento considerado, de forma a fazê-lo contrair-se. Quando o

segmento estiver suficientemente “pequeno”, pode-se considerar que ocorreu a convergência para o ponto mínimo. É importante salientar que este teorema também é válido para o caso multivariável, pois a direção de busca é dada por uma reta.

Após produzir uma sequência de estimativas da função objetivo, avaliadas para uma sequência de pontos do espaço de variáveis de otimização, o algoritmo de otimização deverá se aproximar de um ponto de mínimo local da função. Como a aproximação para o ótimo ocorre de forma assintótica, é necessário em algum momento interromper o algoritmo, sendo a aproximação obtida considerada o valor de mínimo local da função. Há três critérios básicos possíveis para a interrupção do algoritmo: i) estabilização do valor da função objetivo; ii) estabilização do vetor de variáveis de otimização e; iii) anulação do vetor gradiente.

- i) Se o valor da função objetivo, em um certo número de iterações, não variar mais que um certo valor em relação à diferença entre seu valor máximo estimado em todo processo de otimização e seu valor mínimo verificado também em todo processo, pode-se interromper o algoritmo supondo que dificilmente ocorreriam melhoras significativas da função objetivo;
- ii) O critério de parada via estabilização do vetor de variáveis de otimização é assumido quando considera como estabilizado um algoritmo cujo vetor de variáveis varia, nas últimas iterações (quantidade definida pelo projetista), menos de alguns por cento da “faixa de variação” verificada do vetor de variáveis durante toda a execução. Desta forma, o vetor $\mathbf{x}_{\min}$ é o vetor cujas componentes são o mínimo valor ocorrido para cada componente do vetor de variáveis durante toda execução do algoritmo;
- iii) É possível também determinar o final de um processo de otimização com uma informação a respeito do vetor gradiente da função objetivo. Sabe-se que, se a função objetivo é diferenciável, seu gradiente será nulo em seus pontos de mínimos locais. Desta forma, pode-se detectar a ocorrência desses mínimos pela monitoração do valor da norma do gradiente.

O método do gradiente converge para solução dos problemas de otimização mediante as condições formuladas na proposição a seguir [28].

Proposição 5.1. *Seja o problema de otimização definido por:*

$$\mathbf{x}^* = \arg \min_{\mathbf{x}} f(\mathbf{x}) \quad (5.8)$$

sendo $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^n$, com $\mathbf{f}(\cdot): \mathbb{R}^n \mapsto \mathbb{R}$ uma função contínua. Então o Algoritmo do Gradiente irá convergir para $\mathbf{x}^*$ para todo ponto inicial $\mathbf{x}_0$ situado na bacia de atração de $\mathbf{x}^*$.

A seguir serão exibidas as considerações para elaboração do algoritmo proposto para otimização local da função objetivo (neste caso, o amortecimento dos modos de oscilação de um sistema elétrico de potência), baseado no método do gradiente.

5.1.1. Algoritmo Proposto

A sintonia de controladores para sistemas elétricos de potência não é uma tarefa trivial. Muitos métodos, como mencionado anteriormente ao longo do texto, estão sendo estudados com o intuito de automatizar tal tarefa. Alguns dos métodos estudados são baseados em algoritmos genéticos, os quais possuem uma convergência para uma solução desejada um tanto quanto demorada. A fim de diminuir este tempo, assim como diminuir o esforço computacional, este trabalho apresenta um algoritmo com estrutura híbrida, baseado primeiramente em AG, que posiciona o sistema em uma bacia promissora de convergência, e em um método conhecido como método do gradiente, para refinar a busca por soluções factíveis em um menor tempo. Nesta seção será apresentada a formulação do projeto de otimização local via método do gradiente. Tal formulação foi escolhida para um ajuste mais preciso dos ganhos dos controladores, a partir dos ganhos estimados pelo AG. No método do gradiente utilizado neste trabalho, as fases dos controladores ficam fixas, sintonizadas pelo AG.

Considere o sistema em malha fechada dado por (4.13). No método do gradiente, as matrizes $\mathbf{A}_i$, $\mathbf{B}_i$, $\mathbf{C}_i$, $\mathbf{A}_c$ e $\mathbf{B}_c$ são fixas e onde o subíndice i denota os múltiplos pontos de operação (n) utilizados neste projeto. Somente a matriz $\mathbf{C}_c$ varia, de acordo com o ganho estático do controlador projetado. Desta forma, pode-se escrever:

$$\mathbf{C}_c = \mathbf{K}\mathbf{C}_{c1} \quad (5.9)$$

onde

$\mathbf{C}_c$ é a matriz de saída, composta por todos os controladores;

$\mathbf{K}$ é a matriz de ganhos estáticos dos controladores, com estrutura bloco diagonal;

C_{c1} é a matriz de saída dos controladores, sem seus ganhos estáticos.

Desta forma, pode-se decompor a matriz em malha fechada $\tilde{A}$, dada pela equação (4.13) da seguinte forma (mais fácil interpretação):

$$\tilde{A}_i = \bar{A}_i + A'_i \quad (5.10)$$

onde

$$\bar{A}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{B}_i \mathbf{K} C_{c1} \\ \mathbf{0} & \mathbf{B}_c C_i \mathbf{B}_i \mathbf{K} C_{c1} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

$$A'_i = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_c C_i \mathbf{A}_i & \mathbf{A}_c \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

É fácil observar que a matriz A' é fixa e que a matriz $\bar{A}$ é variável apenas em K , sendo responsável pela variação e controle do amortecimento dos modos do sistema em malha fechada. O objetivo do controle é maximizar o amortecimento no ponto de operação menos amortecido até um valor satisfatório. Para isso, foi utilizada a seguinte função objetivo:

$$f(K) = -\min \left(\min \left(\text{amortecimento}(\tilde{A}_i(K)) \right) \right) \quad (5.13)$$

Esta função encontra o modo menos amortecido dentre todas as i matrizes em malha fechada relativas aos n pontos de operação considerados no projeto. Desta forma, deseja-se caminhar na direção da minimização do valor da função objetivo que, neste caso, corresponderá à maximização do amortecimento do modo menos amortecido (por isso o sinal negativo na função objetivo). A utilização de dois “mínimo” na função objetivo se deve ao fato de o primeiro encontrar o mínimo amortecimento de cada matriz em malha fechada $\tilde{A}_i$, e o segundo determinar o menor dentre todos os encontrados pelo primeiro. Para se conseguir atingir o objetivo anteriormente citado, é necessária a utilização de um método de otimização, no caso, o método do gradiente.

A partir de um ganho estático inicial, sintonizado pelo AG, o algoritmo do gradiente utilizado tenta maximizar o amortecimento dos modos menos amortecidos, minimizando a função objetivo em questão. Assim, o valor de K^* que resulta do problema de otimização utilizado neste trabalho foi:

$$\mathbf{K}^* = \arg \min_{\mathbf{K}} (-\xi_{\min}) \quad (5.14)$$

onde

$\mathbf{K}^*$ é a matriz de ganhos dos controladores sintonizados pelo método do gradiente a partir dos ganhos sintonizados pelo AG;

$\xi_{\min}$ é o menor amortecimento calculado dentre as $\mathbf{n}$ matrizes em malha fechada dos $\mathbf{n}$ pontos de operação considerados no projeto.

Nem sempre o mínimo local de uma função é desejado ou necessário. No caso deste trabalho, optou-se pela não exigência do mínimo local da função objetivo, sendo que uma boa sintonia de ganho, que fornecesse um amortecimento satisfatório ao sistema (determinado pelo projetista), já seria suficiente. Desta forma, os resultados apresentados neste trabalho, não necessariamente são os mínimos locais da função objetivo na bacia de atração no qual o método do gradiente fora posicionado inicialmente.

O algoritmo proposto pode ser visto a seguir:

Passo 1: Inicializar o algoritmo com os valores dos ganhos estáticos sintonizados pelo AG;

Passo 2: Construir a função objetivo dada pela equação (5.13);

Passo 3: Aplicar o método do gradiente para sintonizar novos ganhos estáticos para os controladores de sistemas de potência, caminhando na direção de minimização da função objetivo;

Passo 4: Se critério de parada for atingido, parar; Senão, voltar para a busca global (AG).

A estabilização do valor da função-objetivo, descrita anteriormente, foi o critério de parada utilizado neste trabalho.

5.2. Fundamentos de Algoritmos Evolutivos

Como mencionado anteriormente no texto, a técnica baseada em algoritmos genéticos (AGs) provê uma busca global da melhor solução para um determinado problema. Desta forma, tal metodologia vem sendo amplamente aplicada nas mais diversas áreas da engenharia, não deixando de estar presente em problemas relacionados à sintonia de controladores de sistemas elétricos de potência [37]. Os algoritmos que utilizam AGs são uma

alternativa aos algoritmos que utilizam métodos de busca local. Porém, uma desvantagem é o tempo computacional requerido pelos processos que possuem estruturas baseadas em AGs. Desta forma, é proposto neste trabalho construir um algoritmo híbrido que possua as vantagens dos métodos de busca global e local. Para isto, primeiramente um algoritmo baseado em AGs é utilizado. A saída deste algoritmo será a entrada do algoritmo baseado em busca local (descrito anteriormente neste capítulo). Portanto, a utilização do AG é necessária para gerar um bom conjunto de valores de parâmetros dos controladores.

Os Algoritmos Evolutivos (AEs) são métodos de otimização e busca inspirados nos princípios da Teoria de Darwin, isto é, são baseados em princípios que são encontrados na evolução dos sistemas biológicos. Esta seção introduz os principais conceitos sobre AEs, os quais receberam maior atenção dos pesquisadores após a proposta dos Algoritmos Genéticos (AGs) por John Holland [54] e a popularização dos mesmos por meio de trabalhos de David Goldberg [55].

Esta seção foi escrita tendo como principais fontes de informação os trabalhos [56] e [57].

5.2.1. Base Biológica

Os AEs podem ser vistos como técnicas de *Computação Bioinspirada* [58] ou *Computação Natural* [59]. Tais áreas de pesquisa abrangem uma série de técnicas computacionais fundamentadas em conceitos biológicos. As técnicas evolutivas apresentam conceitos cuja origem está em diversos campos da biologia, especialmente em idéias evolucionistas e na genética. Esta seção apresenta uma breve explicação destes conceitos e resume a terminologia empregada na definição dos AEs.

5.2.1.1. O Processo Evolutivo

Conforme dito anteriormente, os AEs baseiam-se nos processos evolutivos que ocorrem na natureza. Como principais componentes dos sistemas evolutivos têm-se [60]:

- Populações de indivíduos: uma ou mais populações concorrem por recursos limitados;
- Aptidão ou *Fitness*: reflete a habilidade de um indivíduo para sobreviver ou reproduzir-se;

- A noção de mudanças dinâmicas nas populações devido a geração e destruição dos indivíduos;
- Os conceitos de variabilidade e hereditariedade, ou seja, os novos indivíduos possuem muitas das características de seus pais, embora não sejam idênticos.

Tais conceitos foram inspirados no neodarwinismo [61], que admite que os principais fatores evolutivos são a **mutação**, a **recombinação** e a **seleção natural** [62], os quais são resumidos a seguir:

- **Mutação Gênica**

A origem da variabilidade é a mutação, processo pelo qual o gene sofre alterações em sua estrutura. Tais alterações são modificações na sequência de bases do DNA, alterando a sequência de genes do cromossomo original (sem mutação). Isso pode favorecer o organismo ou mesmo ser letal.

- **Recombinação Gênica**

O processo evolutivo seria relativamente lento se não fosse possível colocar juntas, em um mesmo indivíduo, mutações ocorridas em indivíduos da geração anterior. A *reprodução sexuada* é o fenômeno que possibilita esse evento. Neste processo, genes de diferentes cromossomos são trocados entre si, formando uma geração posterior com maior variabilidade genética.

- **Seleção Natural**

A seleção natural é consequência de dois fatores: i) os membros de uma espécie diferem entre si; ii) a espécie produz descendência em maior número de indivíduos que de fato podem sobreviver. Os indivíduos mais aptos a sobreviver são aqueles que, graças à variabilidade genética, herdaram a combinação gênica mais adaptada para determinadas condições naturais.

5.2.1.2. Terminologia Básica

Apresenta-se a seguir, a terminologia necessária para o estudo de AEs [63].

Cromossomo, Genes e Alelos

Cromossomo é a estrutura que codifica como os organismos são construídos. Os cromossomos associam-se de modo a formar um organismo e seu número varia de uma espécie para outra [62]. O conjunto completo de cromossomos de um ser vivo é chamado *genótipo* e as características do organismo gerado com base no genótipo constituem o *fenótipo*. De forma análoga, a representação de soluções de um problema pode ser codificada em uma estrutura de dados chamada cromossomo.

Os cromossomos são codificados em um conjunto de símbolos chamados **genes**. Os diferentes valores de um gene são chamados de **alelos**. A posição do gene em um cromossomo é denominada **locus** [64].

A representação das soluções candidatas (ou seja, os indivíduos) é o primeiro estágio da elaboração de um AE e é crucial para o desempenho do algoritmo. Essa etapa consiste em definir o genótipo e a forma como este é mapeado no fenótipo.

A codificação mais simples é a **representação binária**: o genótipo é definido como um arranjo de 0s e 1s. É necessário definir o tamanho do arranjo, bem como o mapeamento genótipo-fenótipo. Entretanto, em muitas aplicações do mundo real, a representação binária pode apresentar fraco poder de expressão [65], não sendo eficiente na representação das possíveis soluções. Uma alternativa empregada é a **representação em ponto-flutuante** ou **representação real**, segundo a qual as soluções são arranjos de números reais. Essa representação é usualmente empregada quando os genes são distribuídos em um intervalo contínuo, em vez de um conjunto de valores discretos [66].

Fitness

O valor de *fitness* de um indivíduo (seja um genótipo ou um cromossomo) é um número **real** que mede o quão adequado é o indivíduo, que representa uma solução. Em problemas de otimização, o *fitness* pode ser o custo da solução. Se o problema for de minimização, as soluções de maior *fitness* são as de menor custo.

Pais, Operadores de Reprodução e Descendentes

Os AEs trabalham sobre um ou mais cromossomos a fim de gerar novas soluções, chamadas **descendentes**. Os operadores que trabalham sobre cromossomos, chamados operadores de reprodução, são a **recombinação** (também conhecido como *crossover*) e a **mutação**. Esses operadores fazem analogia aos principais mecanismos da evolução natural,

ou seja, a recombinação e a mutação gênica. A recombinação é aplicada, em geral, a um par de cromossomos. Os indivíduos selecionados para o processo de recombinação são chamados **pais**. A mutação é aplicada a um simples cromossomo, modificando-o aleatoriamente.

Geração e Seleção

A **geração** é uma iteração do AE, na qual os indivíduos da população atual são selecionados e recombinaados e/ou mutados, gerando descendentes. Devido à criação de novos descendentes, o tamanho da população cresce; deste modo um mecanismo de seleção controla esse tamanho.

A idéia básica da seleção é a seguinte: seja uma população de tamanho M e seja N_d o número de descendentes. Então, para a próxima geração, são selecionados M novos indivíduos (N_d pode ser maior que M). Cada AE desenvolve, com base nesse princípio, uma estratégia de seleção [56].

5.2.2. Algoritmos Evolutivos

Os AEs funcionam basicamente da seguinte forma:

1. Primeiramente é criada uma população inicial com soluções aleatórias;
2. A partir da população atual, é gerada uma nova população. Os novos indivíduos desta nova população são criados através do uso dos operadores genéticos. Esta tarefa é realizada aplicando-se o operador de cruzamento nos indivíduos com o melhor *fitness*, que são escolhidos através de um processo chamado seleção;
3. Retornar para o item 2 até atender à condição de parada.

Os AEs tendem a resolver problemas com modelos matemáticos complexos de modo simples, sendo de fácil acoplamento com outras técnicas (hibridação) [67].

Existem várias subáreas na Computação Evolutiva, das quais se destacam:

Algoritmos Genéticos (AG)

Tais algoritmos foram propostos por Holland na década de 1970 e trabalham com populações de indivíduos (cromossomos), que durante o processo de evolução são submetidos aos procedimentos de seleção e reprodução. Deste modo o algoritmo consegue aproveitar as melhores soluções e ao mesmo tempo explorar o espaço de busca.

Programação Evolutiva (PE)

Foi proposta por Lawrence J. Fogel na década de 1960, originalmente como uma estratégia de otimização estocástica similar aos AGs. No entanto, enfatiza o relacionamento entre os progenitores e seus descendentes ao invés de tentar emular operadores genéticos específicos observados na natureza [68].

A PE também opera com populações, mas apenas diferentes níveis de mutação são efetuados sobre os progenitores na criação de novas soluções. O tamanho da população não necessita ser mantido constante, como também não é necessário um número fixo de descendentes por progenitor. A PE trabalha com representações mais flexíveis que as empregadas pelos AGs por não efetuarem recombinações.

Programação Genética (PG)

A PG foi proposta em [69] e pode ser vista como uma extensão dos AGs. A PG difere dos AGs devido a sua representação, seus operadores de reprodução e seus métodos de avaliação do *fitness*. Introduzida para solucionar problemas de aprendizado de máquina, a PG busca a construção automática de programas de computadores. Os indivíduos são codificados na forma de árvores, onde cada nó folha contém constantes, variáveis ou parâmetros para a execução de procedimentos e funções. Os nós internos contêm operações primárias.

Os operadores de reprodução utilizados são operadores de recombinação e mutação específicos para representações por árvores. Na recombinação, partes das árvores são trocadas, o ponto de corte na árvore é escolhido de forma a evitar a criação de operações inválidas. Na mutação, o valor de um nó ou subárvore é alterado. Se o nó escolhido para a mutação for um nó interno, este será alterado para ter uma nova operação ou função. No caso de mutação de subárvore, a subárvore selecionada é substituída por uma nova subárvore gerada aleatoriamente.

O processo de avaliação ocorre por meio da execução do programa representado pela árvore do indivíduo. Se este resolver o problema proposto ou se aproximar da resposta correta, terá um valor de *fitness* elevado; caso contrário, seu *fitness* será baixo. Geralmente, os algoritmos de PG utilizam somente o operador de recombinação no processo de busca pelas melhores soluções.

Estratégias Evolutivas (EE)

Propostas originalmente para tratarem problemas técnicos de otimização como alternativa aos métodos convencionais. Operam com cromossomos na forma de vetores de números reais e originalmente na proporção (1+1), isto é, cada progenitor gera um herdeiro por geração, normalmente por mutações distribuídas. Caso esse descendente seja melhor que seu progenitor, ele lhe toma o lugar. Essas estratégias foram estendidas para as proporções ($m+1$), isto é, m progenitores geram um herdeiro por geração, e ($m+n$), isto é, m progenitores geram n herdeiros por geração. As EE tiveram estratégias de recombinações introduzidas no seu processo evolutivo [68].

5.2.3. Operadores Genéticos

Nesta seção são abordados os principais aspectos dos operadores genéticos utilizados nos AEs.

Seleção

O objetivo deste operador é escolher um ou mais indivíduos para gerar um ou mais descendentes para a próxima população do processo evolutivo. Os indivíduos com o melhor grau de *fitness* têm uma maior probabilidade de serem escolhidos nesta etapa. Existe, na literatura, uma grande variedade de estratégias de seleção. Porém, as mais utilizadas são a **seleção por torneio**, **roda da roleta** e **ranking** [56].

Na **seleção por torneio**, são realizadas várias competições entre duas ou mais soluções, e a melhor solução é a escolhida. Na **roda da roleta**, geralmente, os pais são selecionados com probabilidade proporcional aos seus *fitness*. Para tal seleção usa-se a expressão (5.15):

$$P_i = \frac{F_i}{\sum_{i=1}^N F_i} \quad (5.15)$$

onde F_i é o *fitness* da solução i e N é o tamanho da população. Em seguida, é gerado um valor aleatório k , no intervalo de 0 a P_{TOTAL} (soma de todos os valores de *fitness*). Finalmente, o indivíduo selecionado é o primeiro que possui uma probabilidade de seleção maior que k . Na seleção por **ranking**, são ordenadas as soluções de acordo com o seu valor de *fitness* (sendo o *ranking* 1 pertencente à pior solução e o *ranking* N pertencente à melhor solução, N sendo o número de soluções). Com isso, determina-se a probabilidade de seleção para cada solução. Logo, a escolha das soluções progenitoras é referente ao valor do *ranking*.

Cruzamento

O operador de cruzamento gera as soluções descendentes das soluções progenitoras. Basicamente, para cada duas das soluções progenitoras selecionadas corta-se o seu vetor de símbolos em uma posição aleatória, produzindo duas cabeças e duas caudas. Em seguida as caudas são trocadas, gerando dois novos indivíduos, como mostrado pela Figura 5.1. Existem diversas variações desse operador, podendo as mesmas serem adaptadas de acordo com o problema em questão [55].

Figura 5.1. Exemplo de aplicação do operador de cruzamento em um ponto.

Mutação

Este operador gera determinada taxa de “perturbação” em um determinado número de soluções, isto é, gera pequenas alterações em um determinado número de soluções, com o objetivo de explorar o espaço de busca e manter a diversidade das soluções (Figura 5.2). Desta forma o AE tende a não ter uma convergência rápida, evitando a sua estabilização em regiões chamadas de mínimos locais, nos quais os AEs sempre estão sujeitos a cair.

Figura 5.2. Exemplo da aplicao do operador de mutao.

Elitismo

Existe um grande risco de perder os melhores indivduos na transio de uma gerao para outra, isto devido aplicao dos operadores de mutao e cruzamento. Desse modo, o objetivo do operador de elitismo preservar os melhores indivduos para as prximas geraes que possam surgir, sem que esses sofram alguma alterao. Assim, as melhores solues no se deterioram.

5.2.4. Algoritmo Proposto

Nesta abordagem de implementao foi utilizada uma estrutura fixa de compensao de fase para o controlador, estrutura essa mostrada pela Figura 4.2 (considerando o controlador com dois blocos de compensao de fase). Desta forma, este diagrama de blocos (e sua respectiva funo de transferncia) pode ser colocado na forma de espao de estados da seguinte maneira:

$$\dot{\mathbf{x}}_{cj} = \begin{bmatrix} -\alpha_j & 0 & 0 \\ \gamma_j - \alpha_j \beta_j & \gamma_j & 0 \\ \beta_j \gamma_j - \alpha_j \beta_j^2 & \gamma_j - \beta_j \gamma_j & \gamma_j \end{bmatrix} \mathbf{x}_{cj} + \begin{bmatrix} 1 \\ \beta_j \\ \beta_j^2 \end{bmatrix} \dot{y}_j \quad (5.16)$$

$$\mathbf{u}_j = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \mathbf{K}_{contj} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{cj} \quad (5.17)$$

onde j representa o j -simo controlador e,

$$\alpha_j = \frac{1}{T_{wj}}, \quad \beta_j = \frac{T_{1j}}{T_{2j}}, \quad \gamma_j = \frac{1}{T_{2j}}.$$

Em (5.16) e (5.17), $\mathbf{x}_{cj}(\mathbf{t})$ é um vetor com as variáveis de estado do j -ésimo controlador. As equações (5.16) e (5.17) podem ser escritas mais compactadas da seguinte maneira:

$$\dot{\mathbf{x}}_{cj} = \mathbf{A}_{cj}\mathbf{x}_{cj} + \mathbf{B}_{cj}\dot{\mathbf{y}}_{cj} \quad (5.18)$$

$$\mathbf{u}_j = \mathbf{C}_{cj}\mathbf{x}_{cj} \quad (5.19)$$

Embora a derivada da saída medida $\dot{\mathbf{y}}_j$ aparece como entrada para o controlador na formulação em espaço de estados, não é necessária a medida direta desta derivada. Esta parcela aparece na formulação devido a presença do termo *washout* $\mathbf{sT}_{wj}/(1+\mathbf{sT}_{wj})$ na função de transferência do controlador, que representa uma aproximação da derivada da saída medida. Entretanto, a implementação atual dos controladores projetados é baseada na relação:

$$\dot{\mathbf{y}} = \mathbf{CAx} + \mathbf{CBC}_c\mathbf{x}_c \quad (5.20)$$

Maiores detalhes a respeito desta implementação podem ser vistos em [70].

Desde que cada controlador do sistema possui um conjunto de equações (5.18)-(5.19), pode-se agrupar todos estes $\mathbf{nc}$ conjuntos de equações em apenas um, dado por:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_{ci} &= (\mathbf{A}_c + \mathbf{B}_c\mathbf{C}_i\mathbf{B}_i\mathbf{C}_c)\mathbf{x}_{ci} + \mathbf{B}_c\mathbf{C}_i\mathbf{A}_i\mathbf{x}_i = \\ &= \left(\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{c1} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{A}_{cnc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{c1} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{B}_{cnc} \end{bmatrix} \mathbf{C}_i\mathbf{B}_i \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{c1} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{C}_{cnc} \end{bmatrix} \right) \mathbf{x}_{ci} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{c1} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{B}_{cnc} \end{bmatrix} \mathbf{C}_i\mathbf{A}_i\mathbf{x}_i \end{aligned} \quad (5.21)$$

$$\mathbf{u}_i = \mathbf{C}_c\mathbf{x}_{ci} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{c1} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{C}_{cnc} \end{bmatrix} \mathbf{x}_{ci} \quad (5.22)$$

onde o subíndice $\mathbf{i}$ representa os múltiplos pontos de operação considerados no projeto.

De (4.9)-(4.10) e (5.21)-(5.22), pode-se obter a descrição em malha fechada do sistema controlado na forma:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_i \\ \dot{\mathbf{x}}_{ci} \end{bmatrix} = \tilde{\mathbf{A}}_i \tilde{\mathbf{x}}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_i & \mathbf{B}_i\mathbf{C}_c \\ \mathbf{B}_c\mathbf{C}_i\mathbf{A}_i & \mathbf{A}_c + \mathbf{B}_c\mathbf{C}_i\mathbf{B}_i\mathbf{C}_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_i \\ \mathbf{x}_{ci} \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

Tendo em vista que as matrizes variáveis na equação (5.23) são A_c , B_c e C_c , a proposta deste trabalho é utilizar a teoria de algoritmo genético para encontrar um conjunto de parâmetros destas matrizes que satisfaça uma condição pré-definida pelo projetista, que será imposta como condição de parada.

Representação do cromossomo da abordagem proposta

Como cada controlador tem como variáveis de projeto os parâmetros α , β , γ e K_{cont} , podendo ser observado nas equações (5.16)-(5.17), (5.16)-(5.17), neste trabalho é proposto uma forma de modelagem em que cada cromossomo represente o número de controladores com os parâmetros K_{cont} , β e γ de cada controlador. O parâmetro α não é considerado, uma vez que seu valor é fixo e determinado pelo projetista (parâmetro relativo à constante de tempo do bloco de *washout* do controlador). Na Figura 5.3 é ilustrado um exemplo desta modelagem.

K_{i1}	β_{i1}	γ_{i1}	K_{i2}	β_{i2}	γ_{i2}	...	K_{in}	β_{in}	γ_{in}
----------	--------------	---------------	----------	--------------	---------------	-----	----------	--------------	---------------

Figura 5.3. Exemplo de cromossomo utilizado.

Seleção

Neste trabalho é proposto o uso da seleção por torneio de 3, sendo que inicialmente é gerada aleatoriamente uma população inicial e em seguida, os indivíduos passam por um processo de torneio para serem copiados para a população intermediária. Então, três candidatos são selecionados aleatoriamente na população atual e o melhor indivíduo, baseado no valor da função de *fitness*, é copiado para a população intermediária. A seleção por torneio é repetida até que toda a população intermediária (mesmo número de indivíduos da população inicial) seja preenchida e este processo repete-se em todas as gerações, sendo que as novas populações deixam de ser geradas aleatoriamente, sendo modificadas com o uso dos operadores genéticos.

Cruzamento

O processo de cruzamento procura combinar características entre os indivíduos e para isso, são selecionados dois cromossomos P1 e P2, considerados cromossomo pais. A partir de

uma taxa de cruzamento inicialmente estabelecida, é selecionado um controlador em cada cromossomo efetuando a troca entre eles, gerando assim dois novos cromossomos filhos F1 e F2. Com isso, procura-se através desta combinação, obter os valores ideais para os parâmetros de cada controlador. A Figura 5.4 ilustra um exemplo de aplicação de cruzamento para o método proposto.

Figura 5.4. Exemplo de cruzamento utilizado.

Mutação

A mutação (Figura 5.5) é realizada em um cromossomo, em que um determinado controlador é selecionado aleatoriamente e os parâmetros K_{cont} , β e γ terão seus valores alterados de forma aleatória, dentro de uma faixa de valores pré definida pelo projetista. A quantidade de indivíduos que sofrem a mutação é determinada pela taxa de mutação, que varia de 0 a 100% da população. Através deste processo, é possível observar que ocorre perda de material genético e novas características são introduzidas ao cromossomo, gerando maior diversidade na população.

Figura 5.5. Mutação utilizada.

Fitness

Neste trabalho, como mencionado anteriormente, todos os pontos de operação requeridos no projeto são analisados de maneira simultânea. Assim, cada controlador (cromossomo ou indivíduo) será analisado em todos os pontos de operação de maneira

paralela, sendo o *fitness* avaliado de acordo com o menor amortecimento fornecido por este indivíduo dentre todos os pontos de operação analisados. Para ficar mais fácil a compreensão é interessante dar um exemplo: considere que, em um dado projeto utilizando apenas três pontos de operação, um indivíduo forneça um amortecimento de 4% para um ponto de operação, 3 % para o outro e 2,5 % para o outro ponto. O *fitness* deste controlador, de acordo com o trabalho, seria 0,025.

Portanto, o algoritmo se inicia com uma população com soluções (indivíduos) candidatas aleatórias, e as mesmas são avaliadas (verifica-se os seus respectivos *fitness*). Enquanto não for atingido um critério de parada, aplica-se um processo de seleção e posteriormente cruzamento e mutação. A partir disso, estes novos indivíduos gerados farão parte da próxima geração.

Etapas do algoritmo genético proposto

O algoritmo proposto é definido através dos seguintes passos:

Passo 1: Inicializar o algoritmo com parâmetros típicos e com uma população com soluções candidatas aleatórias;

Passo 2: Avaliar cada indivíduo da população e se algum satisfizer o critério de parada pré-estabelecido, parar e utilizar os parâmetros β , γ e $\mathbf{K}_{\text{cont}}$ encontrados nas matrizes $\mathbf{A}_c$, $\mathbf{B}_c$ e $\mathbf{C}_c$; Senão, separar o melhor indivíduo para a geração posterior (elistismo) e continuar no passo 3;

Passo 3: Selecionar os pais para geração posterior;

Passo 4: Recombinar pares de pais, formando a geração posterior;

Passo 5: Mutar os descendentes resultantes e retornar ao passo 2.

5.3. Algoritmo Híbrido Proposto

Tendo em vista este capítulo, e tudo que foi nele discutido, é apresentado na Figura 5.6 o diagrama de blocos do algoritmo híbrido proposto neste trabalho.

Figura 5.6. Algoritmo final proposto no trabalho.

onde:

- Busca Global: método baseado em algoritmos genéticos;
- Busca Local: método baseado na otimização pelo método do gradiente;
- ξ_{01}, ξ_{02} : critério de parada (amortecimento mínimo exigido no projeto) para os algoritmos de busca global e local, respectivamente.

Como mencionado anteriormente e tendo em vista a Figura 5.6, o algoritmo proposto é iniciado com um método de busca global, baseado em AG. O AG é executado até que encontre um conjunto de parâmetros para os controladores que forneça um amortecimento, para todos os modos de oscilação considerados no projeto, maior que um valor predefinido, indicado na figura como ξ_{01} . Posteriormente, tem início a execução do algoritmo de busca

local, baseado no método do gradiente, o qual é inicializado com os parâmetros dos controladores sintonizados pelo AG.

Na etapa de busca local, apenas os ganhos dos controladores são alterados, visto que as fases dos controladores não sofrem grandes alterações com a variação dos pontos de operação. O algoritmo é executado até que o amortecimento do modo menos amortecido dentre os pontos de operação considerados no projeto seja maior que ξ_{02} . Se o algoritmo de busca local não conseguir uma sintonia adequada dos ganhos de tal forma que os controladores projetados não forneçam o amortecimento mínimo satisfatório (ξ_{02}) para o modo menos amortecido, o algoritmo volta à etapa de execução do AG e o processo se repete.

6. Resultados

Como mencionado anteriormente no decorrer do texto, este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento de uma metodologia alternativa, confiável e rápida para sintonia automática de controladores de sistemas elétricos de potência. Primeiramente é utilizado um método de busca global, baseado em algoritmos genéticos, que posiciona a solução em uma bacia de convergência promissora. Nesta busca, as compensações de fase dos respectivos controladores sintonizados são fixadas, sendo que os ganhos sintonizados são usados como condições iniciais para a busca local. A partir deste ponto, um método de otimização local (baseado no algoritmo do gradiente) é executado e, como mencionado acima, tenta uma melhor sintonia dos ganhos dos controladores com o intuito de fornecer um melhor amortecimento para o sistema.

Para testar a eficiência do método proposto no trabalho, são feitas várias análises em um sistema de potência teste. O sistema teste utilizado no trabalho é constituído por 68 barras e 16 geradores, e representa o sistema interligado *New England/ New York, benchmark* do IEEE. A Figura 6.1 apresenta o diagrama unifilar do referido sistema, e seus dados completos também podem ser encontrados em [3]. Alguns dados complementares a respeito do referido sistema são expostos no Apêndice A.

Figura 6.1. Diagrama unifilar do sistema teste New England/New York.

Como a metodologia proposta é robusta o suficiente para levar em conta vários pontos de operação, podem ser utilizados vários pontos de operação para representar as diferentes condições de operação do sistema, simulando o que realmente ocorre em um sistema de potência real. Sendo assim, dezoito pontos de operação são considerados na sintonia dos controladores. Pode-se dizer que os pontos selecionados para o projeto desta pesquisa são pontos distribuídos ao longo de uma extensa faixa de variação e, desta forma, encontrar um único controlador (ou conjunto de controladores) que satisfaça os requisitos de controle para todos estes pontos é uma tarefa bastante complicada. A partir das condições do caso base, são consideradas uma variação de 25% de incremento de carga e uma variação de decremento de carga de 30%(carregamentos máximo e mínimo do sistema durante um dia normal de operação, segundo [24]). Neste caso, têm-se os três pontos de operação base considerados, sendo os outros derivados destes três primeiros. Todos os outros pontos são elaborados baseados nos três pontos bases, mudando a topologia do sistema. Os outros quinze pontos de operação considerados são obtidos com as seguintes condições: retirada da linha entre as barras 23 e 24, retirada da linha entre as barras 31 e 30, retirada da linha entre as barras 45 e 39, retirada da linha entre as barras 57 e 60, e retirada da carga da barra 67. Todas estas condições, como dito anteriormente, são feitas levando em consideração o carregamento do sistema nas 3 condições acima discutidas. Para ilustrar melhor e resumir o conteúdo do parágrafo, a Tabela 6.1 a seguir ilustra os pontos de operação considerados no projeto.

Tabela 6.1. Pontos de operação utilizados no projeto.

Número do Ponto de Operação	Nome do Ponto de Operação	Condição de Carregamento (% do caso base)	Contingência
1	rcarga67_base	0	retirada da carga da barra 67
2	rcarga67_maior	+25	retirada da carga da barra 67
3	rcarga67_menor	-30	retirada da carga da barra 67
4	sem2324_base	0	retirada da linha entre as barras 23 e 24
5	sem2324_maior	+25	retirada da linha entre as barras 23 e 24

6	sem2324_menor	-30	retirada da linha entre as barras 23 e 24
7	sem3130_base	0	retirada da linha entre as barras 31 e 30
8	sem3130_maior	+25	retirada da linha entre as barras 31 e 30
9	sem3130_menor	-30	retirada da linha entre as barras 31 e 30
10	sem4539_base	0	retirada da linha entre as barras 45 e 39
11	sem4539_maior	+25	retirada da linha entre as barras 45 e 39
12	sem4539_menor	-30	retirada da linha entre as barras 45 e 39
13	sem5760_base	0	retirada da linha entre as barras 57 e 60
14	sem5760_maior	+25	retirada da linha entre as barras 57 e 60
15	sem5760_menor	-30	retirada da linha entre as barras 57 e 60
16	vcarga_base	0	nenhuma
17	vcarga_maior	+25	nenhuma
18	vcarga_menor	-30	nenhuma

A partir de agora, para simplificar a notação, cada ponto de operação que ocasionalmente for citado, será feito por seu número ou por seu nome, de acordo com a Tabela 6.1. É importante salientar que as condições de operação utilizadas neste trabalho foram implementadas e geradas pelo software ANAREDE do CEPEL [71].

Controladores do tipo PSS clássicos, baseados em sinais da velocidade do rotor, foram inseridos nos geradores G2, G3, G5, G7, G8, G9, G10, G11, G12, G14 e G15 com o intuito de que os mesmos forneçam um amortecimento satisfatório para os modos locais presentes no sistema. A sintonia de tais controladores, exibida no Apêndice A deste trabalho, é feita baseada na análise de resíduos da função de transferência, sendo efetiva no amortecimento de

todos os modos locais presentes no sistema em todos os pontos de operação considerados. No entanto, a sintonia feita não fornece um amortecimento mínimo satisfatório (neste trabalho, escolhido como 6%) para dois modos inter-área (modo inter-área 1 – entre as áreas 3 e 5 e; modo inter-área 2 – entre as áreas 1 e 2) em alguns pontos analisados. Além disso, para alguns pontos de operação, o modo 2 apresenta instabilidade (Tabela 6.2). O software PACDYN do CEPEL [72] foi utilizado para todas as análises e implementações lineares realizadas neste trabalho.

Tabela 6.2. Amortecimento (%) dos modos inter-área do sistema somente com os PSSs sintonizados manualmente.

Ponto de Operação	Modo inter-área 1	Modo inter-área 2
rcarga67_base	3,9539	5,3686
rcarga67_maior	3,9556	-0,6777
rcarga67_menor	4,2397	6,4840
sem2324_base	3,9753	3,8145
sem2324_maior	3,9940	-2,4004
sem2324_menor	4,2519	5,3691
sem3130_base	3,9965	4,9385
sem3130_maior	4,0437	-1,1173
sem3130_menor	4,2655	6,1601
sem4539_base	4,0428	4,9382
sem4539_maior	4,0907	-1,1976
sem4539_menor	4,3061	6,1584
sem5760_base	4,0218	4,7120
sem5760_maior	4,1250	-1,2493
sem5760_menor	4,2790	5,9378
vcarga_base	3,9740	4,9660
vcarga_maior	4,0038	-1,0666
vcarga_menor	4,2494	6,1873

Para eliminar tal problema duas opções poderiam ser consideradas: a re-sintonia de todos os PSSs ou a inserção de dispositivos TCSCs, com seus respectivos controladores PODs em pontos estratégicos do sistema. Partindo para um ponto de vista de uma situação real, como o sistema analisado possui alguns PSSs que são equivalentes de área e, por isso, de difícil re-sintonia, neste trabalho a segunda opção foi considerada.

De acordo com a Figura 6.1, um TCSC foi instalado próximo à barra 18 na linha que liga as barras 18 e 49 (TCSC 1), e o outro TCSC foi instalado próximo à barra 61 na linha que conecta as barras 61 e 60 (TCSC 2). Para que o sistema original não sofresse alteração na sua topologia inicial, as reatâncias das linhas de transmissão nas quais os TCSCs estão inseridos foram aumentadas em 50% do seu valor e, os respectivos TCSCs compensaram este aumento com uma reatância capacitiva de mesmo valor. Desta forma, pode-se dizer que os TCSCs compensam, em regime, aproximadamente 30 % da reatância indutiva total da linha. O modelo dinâmico usado neste trabalho é o exibido pela Figura 2.10, onde o sinal de entrada do controlador suplementar (POD) referente ao TCSC 1 é a potência transferida na linha entre as barras 18 e 16, enquanto que o do TCSC 2 é a potência transferida na linha entre as barras 61 e 36. A estrutura fixa, ilustrada pela Figura 4.2, com um bloco de ganho, um bloco de *washout* e dois blocos de avanço-atraso foi imposta aos controladores projetados neste trabalho. A alocação dos TCSCs nas respectivas linhas e o sinal de entrada dos seus respectivos controladores foram determinados com base em análises de controlabilidade e observabilidade do sistema.

Resolvido o ponto de inserção dos TCSCs, e definidos os sinais de entrada para seus controladores, faz-se necessária uma boa sintonia dos PODs para que o sistema tenha um amortecimento satisfatório para todos os pontos de operação considerados no projeto. Primeiramente, foi feita uma sintonia manual dos controladores POD, sintonia esta baseada em análise de resíduos. Esta sintonia foi realizada para possibilitar uma comparação entre os resultados fornecidos por um projetista experiente com aqueles fornecidos pelo algoritmo híbrido proposto. Também para fins de comparação, uma segunda sintonia é feita apenas com o algoritmo baseado em AG e, finalmente, a metodologia híbrida proposta nesta pesquisa, descrita no decorrer de capítulos anteriores, é empregada para sintonizar automaticamente os PODs neste primeiro caso.

É importante frisar que em todos os casos de sintonia automática (somente AG e algoritmo híbrido), o AG inicial é o mesmo. Isto é feito da seguinte forma: i) são escolhidos o número de indivíduos, a taxa de mutação e a taxa de cruzamento do AG, e o mesmo começa a

ser executado; ii) quando o algoritmo consegue uma sintonia dos controladores que fornecem um amortecimento mínimo maior que 5,5 % para todos os modos de oscilação em todos os pontos de operação (mínimo requerido para a sintonia pelo algoritmo de busca global), esta sintonia é guardada e será entrada do algoritmo de busca local; iii) neste ponto é feita a divisão dos dois algoritmos que serão comparados: o primeiro continua com a busca global, através do AG, e o outro começa uma busca local, através do método do gradiente descendente (proposta do trabalho). A Figura 6.2 ilustra a divisão dos algoritmos utilizados e comparados neste trabalho.

Figura 6.2. Algoritmos utilizados e comparados no trabalho.

Para comprovar seu bom desempenho e flexibilidade, o algoritmo proposto é executado em outras duas situações, sintonizando os PODs e também controladores PSS (Tais condições são sintonizadas apenas com AG também, para efeitos de comparação). No segundo caso, o alvo é a sintonia, além dos PODs, dos PSSs dos geradores 8 e 9. No terceiro e

ultimo caso considerado, é feita a sintonia de todos os controladores do sistema, ou seja, dos 11 PSSs e dos 2 PODs. A seguir, os casos são divididos e analisados separadamente em seções.

Todas as simulações foram realizadas em um computador *desktop* com processador Core 2 Quad Q6600 2,4 GHz com 4 GB de memória DDR2 de RAM utilizando o *software* MATLAB executado em ambiente *Windows XP*. É importante notar que os *notebooks* modernos têm configurações semelhantes a essa, ou até mesmo superiores, podendo assim ser usado para o mesmo propósito. Isto trás a conveniência de poder fazer uma sintonia de controladores em qualquer lugar que o projetista estiver.

6.1. Caso 1 – Sintonia de 2 PODs

6.1.1. Sintonia Manual

Como visto na Tabela 6.2, com a sintonia dos PSSs descrita no Apêndice A, alguns modos de oscilação inter-área são muito mal amortecidos, ou até mesmo instáveis em alguns pontos de operação. Desta forma, optou-se pela inserção de dispositivos TCSCs no sistema, objetivando um amortecimento mínimo de 6 % para todos os modos de oscilação presentes, através de uma boa sintonia de seus controladores PODs. Neste primeiro caso, inicialmente a sintonia dos PODs foi feita utilizando uma metodologia clássica, baseada na análise de resíduos da função de transferência, de forma manual. Tal método é baseado na tentativa e erro, pois o projetista deve testar o controlador para um ponto de cada vez, tornando o trabalho exaustivo e demorado. Para a sintonia dos dois PODs, o aluno, que possui uma certa experiência para o projeto de controladores, despendeu aproximadamente 5 horas, encontrando a sintonia dos PODs exibida na

Tabela 6.3. A Tabela 6.4 mostra o amortecimento dos modos de oscilação inter-área, anteriormente descritos, nos pontos de operação analisados, após a sintonia manual dos PODs.

Tabela 6.3. Parâmetros dos controladores sintonizados manualmente (caso 1).

Controlador	Parâmetro		
	Ganho	T1	T2
POD 1 (18-69)	0,11	0,1849	0,5121
POD 2 (70-61)	10,00	0,0610	1,0191

Tabela 6.4. Amortecimento (%) dos modos inter-área do sistema após a sintonia dos controladores de forma manual (caso 1).

Ponto de Operação	Modo inter-área 1	Modo inter-área 2
rcarga67_base	6,0220	19,6780
rcarga67_maior	6,5958	8,2391
rcarga67_menor	6,1587	19,5270
sem2324_base	6,0519	17,9830
sem2324_maior	6,7709	6,1065
sem2324_menor	6,1828	18,1760
sem3130_base	6,0819	19,4150
sem3130_maior	6,7356	7,9256
sem3130_menor	6,1960	19,2790
sem4539_base	6,0243	19,6060
sem4539_maior	6,6159	8,0435
sem4539_menor	6,1569	19,4190
sem5760_base	6,0443	20,4980
sem5760_maior	6,8200	8,3689
sem5760_menor	6,1933	19,8820
vcarga_base	6,0319	19,7070
vcarga_maior	6,6679	8,0987
vcarga_menor	6,1689	19,5040

Como visto na Tabela 6.4, com a sintonia dada pela Tabela 6.3, os modos inter-área (antes mal amortecidos) possuem agora um amortecimento satisfatório, em relação ao requerido pelo projetista (6 %). Para validar os resultados obtidos na análise linear, simulações não lineares são feitas (utilizando o software ANATEM do CEPEL [73]) em dois pontos de operação distintos, sendo um considerado no projeto e outro não considerado. Uma falta é aplicada no meio da linha entre as barras 47 e 48 no instante 2 s e removida após 16 ms. A Figura 6.3 mostra a frequência dos geradores mais afetados pelos modos inter-área

antes da alocação dos TCSCs no sistema, após a perturbação descrita anteriormente no ponto de operação sem3130_maior. Para a mesma perturbação e no mesmo ponto de operação, as tensões das barras que são extremidades das linhas onde os TCSCs foram instalados são mostradas pela Figura 6.4. O fluxo de potência nas linhas cujos TCSCs foram alocados, assim como as reatâncias destes dispositivos, são mostrados respectivamente pela Figura 6.5 e pela Figura 6.6.

Os mesmos testes foram realizados para um ponto de operação que está com a linha entre as barras 23 e 24 desconectada e com uma carga 10 % inferior à carga base do sistema. Tal ponto é denominado por sem2324_10n, sendo “negativo” o significado do n. A Figura 6.7, a Figura 6.8, a Figura 6.9, e a Figura 6.10 exibem o resultado da simulação feita para este caso.

É importante notar que o sistema ficou estável para o primeiro ponto de operação considerado (originalmente instável), além de possuir um bom amortecimento e que no segundo ponto de operação considerado, o sistema se tornou mais bem amortecido. Isso demonstra que a sintonia realizada manualmente foi bastante eficiente, apesar de ter consumido um tempo elevado de trabalho manual por parte do projetista.

Figura 6.3. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação sem3130_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados manualmente (caso 1).

Figura 6.4. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem3130_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados manualmente (caso 1).

Figura 6.5. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem3130_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados manualmente (caso 1).

Figura 6.6. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem3130_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados manualmente (caso 1).

Figura 6.7. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação sem2324_10n, considerando a inserção dos controladores sintonizados manualmente (caso 1).

Figura 6.8. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem2324_10n, considerando a inserção dos controladores sintonizados manualmente (caso 1).

Figura 6.9. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem2324_10n, considerando a inserção dos controladores sintonizados manualmente (caso 1).

Figura 6.10. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem2324_10n, considerando a inserção dos controladores sintonizados manualmente (caso 1).

6.1.2. Sintonia Automática Utilizando Somente Busca Global (AG)

Nesta etapa de projeto, o algoritmo de busca global, baseado em AG, é utilizado para sintonizar os parâmetros dos dois controladores do tipo POD que forneçam um amortecimento superior a 6 % para todos os modos de oscilação do sistema. Foi utilizada uma população inicial de 100 indivíduos, gerada aleatoriamente, porém com certo grau de compromisso, estabelecido por uma análise de resíduos no ponto de operação base. Isto se faz importante para que a convergência do método seja mais rápida e para que os resultados encontrados sejam efetivamente implementáveis. Além disso, é utilizada uma taxa de cruzamento de 0,8 e uma taxa de mutação de 0,2 (melhor combinação encontrada em testes preliminares).

O melhor indivíduo da população inicial forneceu um amortecimento de 4,33 % para o modo menos amortecido no ponto de operação sem2324_maior (ponto menos amortecido, ou seja, ponto crítico do projeto). Após 27 gerações e 1127 s, o algoritmo encontrou o conjunto de parâmetros exibidos pela Tabela 6.5. A Tabela 6.6 mostra o amortecimento dos modos inter-área, inicialmente mal amortecidos, nos pontos de operação considerados no projeto, após a sintonia dos PODs feita pelo método. Pode-se observar que todos os modos atendem aos requisitos mínimos de desempenho agora.

Tabela 6.5. Parâmetros dos controladores sintonizados somente pela busca global (caso 1).

Controlador	Parâmetro		
	Ganho	T1	T2
POD 1 (18-69)	0,1486	0,2383	0,5128
POD 2 (70-61)	7,6481	0,1166	1,0705

Tabela 6.6. Amortecimento (%) dos modos inter-área do sistema após a sintonia dos controladores utilizando somente o método de busca global (caso 1).

Ponto de Operação	Modo inter-área 1	Modo inter-área 2
rcarga67_base	6,0693	20,8170
rcarga67_maior	6,6722	7,9491
rcarga67_menor	6,1117	20,4450
sem2324_base	6,1454	19,7560
sem2324_maior	6,9498	6,0191
sem2324_menor	6,1602	19,4720
sem3130_base	6,1378	20,6420
sem3130_maior	6,8368	7,5962
sem3130_menor	6,1495	20,2160
sem4539_base	6,0672	20,9510
sem4539_maior	6,7184	7,7546
sem4539_menor	6,1041	20,4410
sem5760_base	6,1498	21,8710
sem5760_maior	7,0305	7,9378
sem5760_menor	6,1843	20,8310
vcarga_base	6,1018	21,0480
vcarga_maior	6,7869	7,7968
vcarga_menor	6,1339	20,5130

São feitas duas simulações não lineares do sistema, em dois pontos de operação distintos, sendo que um foi considerado na etapa de projeto e outro não, para verificar a validade dos resultados obtidos na sintonia automática em questão. Inicialmente são apresentados os resultados referentes ao ponto de operação sem5760_base, levado em consideração na etapa de projeto e posteriormente, os resultados de ponto de operação o qual foi incrementada a carga em 10 % em relação ao caso base (vcarga_10p). As simulações são referentes à aplicação de um curto-circuito na linha que liga as barras 47 e 48 no instante 2 s, com a eliminação de tal curto após 16 ms.

Figura 6.11. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação sem5760_base, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 1).

Figura 6.12. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem5760_base, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 1).

Figura 6.13. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem5760_base, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 1).

Figura 6.14. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem5760_base, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 1).

Figura 6.15. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação vcarga_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 1).

Figura 6.16. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação vcarga_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 1).

Figura 6.17. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação vcarga_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 1).

Figura 6.18. Realância dos TCSCs no ponto de operação vcarga_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 1).

6.1.3. Sintonia Automática Utilizando o Algoritmo Híbrido

Neste processo de sintonia foi utilizado o algoritmo híbrido proposto no trabalho, sendo o mesmo composto por um AG (método de busca global) e um por um método de busca baseado no gradiente descendente da função objetivo (método de busca local). A etapa de execução do AG neste processo é exatamente a mesma descrita no subcapítulo anterior, tendo as mesmas taxas de mutação e cruzamento, além da mesma população inicial. Porém, quando os controladores sintonizados pelo AG, fornecem um amortecimento maior ou igual a 5,5 % para o modo menos amortecido dentre os 18 pontos de operação considerados, a busca global deve parar e a busca local iniciar. Assim, então, as fases dos controladores sintonizados pelo AG são fixadas e o método de busca local, a partir dos ganhos sintonizados pelo AG (condição inicial), busca novos ganhos que aumentam o amortecimento do sistema, para todos os modos, em um nível maior que 6 % (mínimo exigido no projeto).

Assim sendo, uma população de 100 indivíduos é gerada, sendo que o melhor indivíduo fornece um amortecimento de 4,33 % para o modo menos amortecido dentre os 18 pontos de operação considerados. As taxas de cruzamento e mutação são as mesma utilizadas no caso anterior também, ou seja, 0,8 e 0,2 respectivamente. Após 462 s e 11 iterações, o AG sintonizou os 2 PODs, cujos parâmetros forneciam um amortecimento de 5,52 % para o modo menos amortecido dentre os pontos considerados. Tal sintonia pode ser vista na Tabela 6.7. Posteriormente, estes parâmetros são entradas do método de busca local, o qual, após 36 s re-sintonizou os ganhos dos controladores, fornecendo um amortecimento de 6,0 % para o modo menos amortecido, dentre os pontos de operação considerados. Os ganhos re-sintonizados dos

controladores podem ser vistos na Tabela 6.8. A Tabela 6.9 mostra o amortecimento dos modos inter-área anteriormente mal amortecidos, após a inserção dos controladores POD sintonizados pelo algoritmo híbrido proposto.

Tabela 6.7. Parâmetros dos controladores sintonizados somente pela busca global do algoritmo híbrido (caso 1).

Controlador	Parâmetro		
	Ganho	T1	T2
POD 1 (18-69)	0,1221	0,1964	0,5246
POD 2 (70-61)	6,2872	0,0961	0,9527

Tabela 6.8. Ganhos dos controladores re-sintonizados pelo método de busca local do algoritmo híbrido (caso 1).

Controlador	Parâmetro
	Ganho
POD1 (18-69)	0,1500
POD2 (70-61)	6,6539

Tabela 6.9. Amortecimento (%) dos modos inter-área do sistema após a sintonia dos controladores utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).

Ponto de Operação	Modo inter-área 1	Modo inter-área 2
rcarga67_base	6,0000	20,6270
rcarga67_maior	6,5728	7,9617
rcarga67_menor	6,0764	20,2870
sem2324_base	6,0653	19,4520
sem2324_maior	6,8378	6,0000
sem2324_menor	6,1199	19,2370
sem3130_base	6,0672	20,4470
sem3130_maior	6,7384	7,6201
sem3130_menor	6,1160	20,0540
sem4539_base	6,0000	20,7240
sem4539_maior	6,6166	7,7707
sem4539_menor	6,0686	20,2550
sem5760_base	6,0663	21,6690

sem5760_maior	6,9146	7,9888
sem5760_menor	6,1403	20,6850
vcarga_base	6,0261	20,8260
vcarga_maior	6,6829	7,8149
vcarga_menor	6,0960	20,3340

Para validar os resultados obtidos através do algoritmo híbrido, são exibidas a seguir duas simulações não lineares do sistema. A primeira considera o ponto de operação rcarga_maior, utilizado na etapa de projeto e, a segunda é feita em uma condição em que o sistema tem uma carga 5 % maior do que a carga base e sem a linha entre as barras 45 e 39 (sem4539_5p). A perturbação aplicada nos dois caso foi um curto com duração de 16 ms, começando no instante 2 s, na linha entre as barras 47 e 48.

Figura 6.19. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação rcarga_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).

Figura 6.20. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação rcarga_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).

Figura 6.21. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação rcarga_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).

Figura 6.22. Reatância dos TCSCs no ponto de operação rcarga_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).

Figura 6.23. Frequência dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação sem4539_5p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).

Figura 6.24. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem4539_5p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).

Figura 6.25. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem4539_5p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).

Figura 6.26. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem4539_5p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).

Pode-se observar, pela análise linear e não linear, que os controladores sintonizados pelo algoritmo híbrido fornecem um amortecimento adicional ao sistema teste. Além disso, os outros dois métodos apresentados para sintonia de controladores de sistemas elétricos de potência também forneceram resultados satisfatórios. Porém, enquanto que a sintonia feita manualmente demandou aproximadamente 5 horas, a sintonia automática, feita apenas com o AG gastou menos de um décimo deste tempo, sendo concluída em apenas 18,7 minutos. Já seria um grande avanço em termos de tempo, porém, com a experiência de projeto de vários controladores, foi notado que as fases dos controladores não sofrem grandes alterações quando bem sintonizadas, para diferentes pontos de operação, bastando apenas um ajuste fino de ganho do controlador para ter-se um aumento significativo no amortecimento do sistema. Foi baseado nesta observação que a maior contribuição deste trabalho foi formulada: a partir de uma boa sintonia de fases e um ajuste inicial de ganho (conseguidos pelo AG), é proposto um reajuste dos ganhos dos controladores, através de um método de busca local (que tende a ser mais rápido que métodos de busca global). De fato, o algoritmo híbrido proposto sintonizou os controladores POD do sistema em apenas 8,3 minutos, gastando apenas 36 s na busca local. Para a comparação entre os dois algoritmos de sintonia automática utilizados até aqui, o algoritmo híbrido já levaria uma grande vantagem, sintonizando controladores eficientes em menos da metade do tempo do algoritmo baseado somente em AG.

Em [24], o mesmo problema desta seção foi formulado. Com os dois modos inter-área mal amortecidos, foi proposto um método de sintonia automática para sintonizar os PODs de tal forma que o sistema ficasse com um amortecimento mínimo de 5 % em todos os seus modos de oscilação. Tal método é baseado em LMIs, sendo conhecido como método iterativo V-K. Este é um método de busca local, ou seja, requer uma condição inicial promissora para

fornecer bons resultados. Neste trabalho, além do método necessitar das condições iniciais, o que já requer um certo tempo de análise do sistema, o algoritmo demandou aproximadamente 15 horas e 20 minutos para sintonizar os PODs em um *laptop* com processador Intel Dual Core 1,6 GHz, e 1024 MB de RAM. Isso mostra o grande ganho de tempo que pode ser obtido utilizando a metodologia proposta neste trabalho de doutorado. Desta forma, uma concessionária que vier a utilizar este algoritmo poderá ter um substancial ganho de produtividade, pois não precisará alocar tempo de um projetista para a realização do projeto, deixando o mesmo livre para desempenhar outras tarefas. A tal projetista resta somente a supervisão do resultado do algoritmo para garantir que a sintonia encontrada possa ser satisfatoriamente implementada.

6.2. Caso 2 – Sintonia de 2 PODs e 2 PSSs

Neste segundo caso, além dos PODs que controlam os TCSCs, os PSSs dos geradores 8 e 9 também são sintonizados simultaneamente utilizando os algoritmos de sintonia automática descritos anteriormente. Para este caso a sintonia manual não foi realizada por ter sido feita para o caso 1. Neste caso 2, sem os controladores PODs e sem os PSSs citados, os mesmos modos inter-área do caso 1, além de dois modos local da área 1 apresentam um amortecimento não satisfatório ou até mesmo instabilidade. A Tabela 6.10 apresenta o amortecimento dos modos inter-area (modo inter-area 1 – entre as áreas 3 e 5; modo inter-área 2 – entre as áreas 1 e 2) assim como o dos modos locais (modo local 1 – gerador 8; modo local 2 – gerador 9) sem a presença dos PODs e sem os PSSs dos geradores 8 e 9.

Tabela 6.10. Amortecimento (%) dos modos inter-area 1 e 2 e local 1 e 2 do sistema sem os PODs e sem os PSSs dos geradores 8 e 9.

Ponto de Operação	Modo inter-área 1	Modo inter-área 2	Modo local 1	Modo local 2
rcarga67_base	3,7574	3,2076	5,5594	-3,5901
rcarga67_maior	3,6500	-2,4848	3,1915	-9,4472
rcarga67_menor	4,1169	4,3834	7,3001	-0,7002
sem2324_base	3,7668	2,0990	5,5185	-4,5859
sem2324_maior	3,6623	-3,6027	3,0613	-10,4860

sem2324_menor	4,1221	3,6156	7,3734	-1,3007
sem3130_base	3,7948	2,8347	5,1418	-4,5150
sem3130_maior	3,7230	-2,8604	2,6963	-10,6880
sem3130_menor	4,1407	4,0805	6,8577	-1,3394
sem4539_base	3,8591	2,8180	5,2239	-4,5263
sem4539_maior	3,7934	-2,9712	2,7955	-10,7010
sem4539_menor	4,1949	4,0672	7,0576	-1,3503
sem5760_base	3,8022	2,7453	5,2019	-4,6098
sem5760_maior	3,7699	-2,8331	2,7950	-10,756
sem5760_menor	4,1424	3,9800	7,0393	-1,4308
vcarga_base	3,7679	2,8625	5,2087	-4,5328
vcarga_maior	3,6780	-2,8066	2,7765	-10,7130
vcarga_menor	4,1215	4,1060	7,0369	-1,3551

Para estabilizar os modos instáveis e para aumentar o amortecimento dos modos mal amortecidos, novamente os dois algoritmos de sintonia automática são utilizados. O primeiro sintoniza os parâmetros dos controladores utilizando apenas AG, enquanto que o segundo algoritmo, principal contribuição deste trabalho, sintoniza os controladores através de uma estrutura híbrida, iniciando com um processo de busca baseado em AG (sintonia de fase e ganho inicial dos controladores) e refinando os resultados por um ajuste de ganhos dos controladores, via método do gradiente descendente. A seguir são apresentados os resultados obtidos pelas duas formas de sintonia.

6.2.1. Sintonia Automática Utilizando Somente Busca Global (AG)

Como descrito anteriormente, este algoritmo sintoniza os parâmetros dos controladores através de AG. Para este caso, onde 4 controladores são sintonizados, sendo dois PODs e 2 PSSs, é utilizada uma população de 200 indivíduos. Além disso, é utilizada uma taxa de

mutação de 0,2 e uma taxa de cruzamento de 0,8, taxas essas determinadas por análises preliminares de desempenho do algoritmo para solução de problemas semelhantes.

O melhor indivíduo da população inicial forneceu um amortecimento de 4,40 % para o modo menos amortecido dentre todos os pontos de operação considerados no projeto. Após 1569 s (26,15 minutos) e 19 iterações (gerações), o algoritmo resultou na sintonia dos controladores que fornecem um amortecimento mínimo maior que 6 % para todos os modos de oscilação de todos os pontos de operação considerados. A Tabela 6.11 mostra a sintonia dos controladores extraída do algoritmo AG, enquanto que o amortecimento fornecido pelos mesmos aos modos anteriormente mal amortecidos, para cada ponto de operação é mostrado na Tabela 6.12.

Tabela 6.11. Parâmetros dos controladores sintonizados somente pela busca global (caso 2).

Controlador	Parâmetro		
	Ganho	T1	T2
POD 1 (18-69)	0,1794	0,2343	0,5472
POD 2 (70-61)	5,3158	0,1348	1,1632
PSS 1 (8)	3,4530	0,3575	0,0752
PSS 2 (9)	6,8331	0,5313	0,1135

Tabela 6.12. Amortecimento (%) dos modos inter-área 1 e 2 e dos modos local 1 e 2 do sistema após a sintonia dos controladores utilizando somente o método de busca global (caso 1).

Ponto de Operação	Modo inter-área 1	Modo inter-área 2	Modo local 1	Modo local 2
rcarga67_base	6,6664	17,6490	6,4175	21,5290
rcarga67_maior	7,2841	9,0118	6,5300	13,465
rcarga67_menor	6,5388	18,8160	6,3973	24,0910
sem2324_base	6,7853	15,474	6,5743	20,4930
sem2324_maior	7,4950	6,0238	6,6729	11,9240
sem2324_menor	6,6044	17,1530	6,5282	23,2840
sem3130_base	6,7591	17,3570	6,4269	20,5210
sem3130_maior	7,4433	8,6209	6,3912	12,0340
sem3130_menor	6,5837	18,5880	6,3633	23,3420

sem4539_base	6,6484	17,5160	6,5025	20,6870
sem4539_maior	7,3090	8,7350	6,5459	12,0580
sem4539_menor	6,5090	18,7200	6,4395	23,4450
sem5760_base	6,8393	18,1740	6,4738	20,4800
sem5760_maior	7,6570	9,5546	6,5278	11,1880
sem5760_menor	6,6512	19,2050	6,4161	23,0660
vcarga_base	6,7382	17,5570	6,4966	20,6410
vcarga_maior	7,4031	8,6083	6,5376	12,1820
vcarga_menor	6,5770	18,7240	6,4361	23,4430

Para comprovar a validade da sintonia encontrada, devem ser feitas simulações não lineares do sistema com os controladores inseridos na mesma. Foi aplicado um curto-circuito de 16 ms, no instante 2 segundos, no meio da linha que interliga as barras 47 e 48 e, assim, verificada a resposta dos geradores (que efetivamente são influenciados pelos modos anteriormente mal amortecidos – inter-área: G5, G13, G14 e G16; local: G8 e G9), tensões nas barras que são extremidades das linhas nos quais os TCSCs foram instalados, além do fluxo de potência nessas mesmas linhas e a reatância dos TCSCs durante este período transitório. Primeiramente esta análise foi feita no ponto de operação vcarga_base, considerado no projeto. Para verificar a robustez dos controladores sintonizados, foi feita também uma simulação não linear em um ponto não considerado no projeto, o qual não possui a linha entre as barras 57 e 60 operando e cujo carregamento é 5 % menor que o carregamento base. Os resultados mostram que o sistema se torna bem amortecido com a inserção dos controladores sintonizados.

Figura 6.27. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação `vcarga_base`, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).

Figura 6.28. Frequencia dos geradores 8 e 9 no ponto de operação `vcarga_base`, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).

Figura 6.29. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação `vcarga_base`, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).

Figura 6.30. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação `vcarga_base`, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).

Figura 6.31. Reatância dos TCSCs no ponto de operação `vcarga_base`, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).

Figura 6.32. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação `sem5760_5n`, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).

Figura 6.33. Frequência dos geradores 8 e 9 no ponto de operação sem5760_5n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).

Figura 6.34. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem5760_5n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).

Figura 6.35. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem5760_5n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).

Figura 6.36. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem5760_5n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 2).

6.2.2. Sintonia Automática Utilizando o Algoritmo Híbrido

Nesta etapa, o algoritmo híbrido proposto neste trabalho é utilizado. Vale ressaltar novamente que o mesmo se inicia com um método de busca global, baseado em AG, o que resulta em uma sintonia dos controladores que fornecem um amortecimento maior que 5,5 % para o modo menos amortecido dentre os pontos de operação considerados. Posteriormente, através de um método de busca local baseado no gradiente descendente da função objetivo (amortecimento), os ganhos dos controladores são reajustados, a partir dos ganhos oriundos

do AG, para fornecer um amortecimento de 6 % para o modo menos amortecido do projeto. A fase sintonizada pelo AG permanece igual na busca local.

De maneira semelhante à busca baseada somente em AG a população inicial é composta por 200 indivíduos, e as taxas de mutação e cruzamento são, respectivamente, 0,2 e 0,8. O melhor indivíduo da população inicial fornecia um amortecimento de 4,40 % para o modo menos amortecido dentre todos os pontos de operação. Após 8 gerações e 661 segundos (11,02 minutos), o AG achou um conjunto de parâmetros dos controladores projetados que forneciam um amortecimento de 5,59 % para o modo menos amortecido. Com as fases sintonizadas fixadas, e a partir dos ganhos encontrados pelo AG, o algoritmo do gradiente, em 40 s, fez a re-sintonia dos ganhos dos controladores, e os mesmos passaram a fornecer um amortecimento mínimo de 6,49 % para o modo menos amortecido considerado. Desta forma, o algoritmo híbrido despendeu 701 s (11,68 minutos) para chegar a uma solução satisfatória do problema, menos da metade do tempo que o algoritmo baseado somente em AG demandou. Isso reforça mais uma vez o bom desempenho do método proposto e, desta forma, a principal contribuição deste trabalho. A Tabela 6.13 exhibe a sintonia dos controladores encontrada pelo AG do algoritmo híbrido e, posteriormente é mostrado, na Tabela 6.14, o valor dos ganhos dos re-sintonizados dos controladores pelo algoritmo do gradiente. O amortecimento dos modos que previamente eram mal amortecidos antes da inclusão dos controladores são apresentados na Tabela 6.15, após a inclusão dos controladores sintonizados.

Tabela 6.13. Parâmetros dos controladores sintonizados somente pela busca global do algoritmo híbrido (caso 2).

Controlador	Parâmetro		
	Ganho	T1	T2
POD 1 (18-69)	0,1051	0,1696	0,5169
POD 2 (70-61)	4,8838	0,0735	0,9803
PSS 1 (8)	1,7387	0,1642	0,0528
PSS 2 (9)	1,1343	1,3167	0,1715

Tabela 6.14. Ganhos dos controladores re-sintonizados pelo método de busca local do algoritmo híbrido (caso 2).

Controlador	Parâmetro
	Ganho
POD1 (18-69)	0,2000
POD2 (70-61)	4,9484
PSS 1 (8)	3,2827
PSS 2 (9)	1,2200

Tabela 6.15. Amortecimento (%) dos modos inter-área 1 e 2 e dos modos local 1 e 2 do sistema após a sintonia dos controladores utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).

Ponto de Operação	Modo inter-área 1	Modo inter-área 2	Modo local 1	Modo local 2
rcarga67_base	6,6780	16,5690	8,5067	19,1610
rcarga67_maior	7,1698	9,5875	7,0079	9,9996
rcarga67_menor	6,6506	17,7790	9,4069	21,4900
sem2324_base	6,7411	14,1510	8,9444	18,1830
sem2324_maior	7,3466	6,9051	7,1655	8,0708
sem2324_menor	6,6897	16,0120	10,3740	20,6950
sem3130_base	6,7482	16,2870	8,1231	18,1380
sem3130_maior	7,3100	8,9618	6,4872	8,7552
sem3130_menor	6,6898	17,5980	9,0789	20,6960
sem4539_base	6,6523	16,3960	8,3261	18,2130
sem4539_maior	7,1721	9,0211	6,7956	8,7334
sem4539_menor	6,6226	17,6890	9,3429	20,7440
sem5760_base	6,7764	17,0390	8,3052	18,2310
sem5760_maior	7,4679	9,5857	6,8192	8,4441
sem5760_menor	6,3278	18,1930	9,3069	20,5050
vcarga_base	6,7103	16,4270	8,3108	18,2600
vcarga_maior	7,2472	8,9398	6,7750	8,9284
vcarga_menor	6,6717	17,6850	9,3355	20,8070

Novamente são apresentadas simulações não lineares para validar os resultados obtidos pelo algoritmo híbrido. Foi aplicado um curto-circuito de 16 ms, no instante 2s na linha entre as barras 47 e 48. O ponto de operação (considerado na etapa do projeto) usado é o sem4539_maior. Um outro ponto de operação, não considerado na etapa de projeto, é utilizado para mostrar a robustez dos controladores sintonizados, o qual não possui a linha

entre as barras 23 e 24 operando e tem um carregamento 10 % superior ao carregamento base (sem2324_10p).

Figura 6.37. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação sem4539_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 2).

Figura 6.38. Frequencia dos geradores 8 e 9 no ponto de operação sem4539_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 2).

Figura 6.39. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem4539_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 2).

Figura 6.40. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem4539_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 2).

Figura 6.41. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem4539_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 2).

Figura 6.42. Frequencia dos geradores 5, 13, 14 e 16 no ponto de operação sem2324_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 2).

Figura 6.43. Frequencia dos geradores 8 e 9 no ponto de operação sem2324_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 2).

Figura 6.44. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem2324_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 2).

Figura 6.45. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem2324_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 2).

Figura 6.46. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem2324_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 1).

6.3. Caso 3 – Sintonia de todos os PODs e PSSs

Para comprovar ainda mais a eficiência do algoritmo proposto, um caso envolvendo a sintonia de todos os 11 PSSs utilizados mais os 2 PODs é feito, sendo designado de caso 3. Novamente, os controladores foram sintonizados por um algoritmo que efetua apenas uma busca global, baseada em AG, e pelo algoritmo híbrido proposto no trabalho. O sistema teste utilizado, sem controladores, possui muitos modos de oscilação instáveis e/ou mal amortecidos e, por isso, uma sintonia adequada dos controladores é fundamental para o bom funcionamento do sistema. Nesta caso estudado, não são colocadas tabelas com os valores do

amortecimento dos modos locais e inter-áreas dos pontos de operação considerados antes e depois da sintonia dos controladores. No entanto, o modo menos amortecido dentre os pontos de operação considerados, depois da sintonia dos controladores é mostrado.

6.3.1. Sintonia Automática Utilizando Somente Busca Global (AG)

Primeiramente, os 11 PSSs e os 2 PODs foram sintonizados de maneira simultânea utilizando um método de otimização global baseado em AG. Neste caso, foi utilizada uma população de 400 indivíduos e o AG trabalha com uma taxa de cruzamento de 0,8 e uma taxa de mutação de 0,2 (valores determinados por testes preliminares). O melhor indivíduo da população inicial forneceu um amortecimento de 4,29 % para o modo de oscilação menos amortecido dentre todos os pontos de operação. Após 1811 s (30,2 minutos), o AG obteve um controlador que fornece um amortecimento de 6,07 % para o modo de oscilação menos amortecido (6 % era o requerido). A Tabela 6.16 exhibe os valores encontrados para os parâmetros dos controladores pelo AG, aplicado neste caso de sintonia.

Simulações não lineares foram realizadas para a validação do conjunto de parâmetros obtidos pelo algoritmo. Primeiramente, com a utilização do ponto de operação sem5760_menor, considerado no projeto, um curto-circuito de 16 ms é aplicado no instante 2 s na linha de transmissão entre as barras 47 e 48.

Posteriormente, foi realizada outra simulação utilizando um ponto de operação que não possuía a linha entre as barras 45 e 39 conectada e com um carregamento 10 % superior ao carregamento base, ponto este não considerado na etapa de projeto. Para executar tais simulações, a mesma perturbação, um curto-circuito de 16 ms, aplicado no instante 2 s na linha entre as barras 47 e 48, foi utilizado. Os resultados mostram que os controladores sintonizados amortecem satisfatoriamente o sistema, para ambos os pontos utilizados, validando tais sintonias.

Tabela 6.16. Parâmetros dos controladores sintonizados somente pela busca global (caso 3).

Controlador	Parâmetro		
	Ganho	T1	T2
POD 1 (18-69)	0,0608	0,2375	0,5991
POD 2 (70-61)	3,3303	0,1501	1,3385
PSS 1 (2)	4,8478	1,3835	0,2217
PSS 2 (3)	6,8966	0,2543	0,0751
PSS 3 (5)	8,8135	0,1766	0,0509
PSS 4 (7)	9,7274	0,5275	0,1189
PSS 5 (8)	6,0783	0,1455	0,0506
PSS 6 (9)	9,4507	0,5517	0,0763
PSS 7 (10)	5,1856	0,1721	0,0601
PSS 8 (11)	7,5339	0,1693	0,0524
PSS 9 (12)	7,7193	0,3846	0,0901
PSS 10 (14)	9,5791	0,1833	0,0565
PSS11 (15)	3,8157	0,1885	0,0535

Figura 6.47. Frequencia dos geradores 1, 2, 3 e 4 no ponto de operação sem5760_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).

Figura 6.48. Frequencia dos geradores 5, 6, 7 e 8 no ponto de operação sem5760_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).

Figura 6.49. Frequencia dos geradores 9, 10, 11 e 12 no ponto de operação sem5760_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).

Figura 6.50. Frequencia dos geradores 13, 14, 15 e 16 no ponto de operação sem5760_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).

Figura 6.51. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem5760_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).

Figura 6.52. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem5760_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).

Figura 6.53. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem5760_menor, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).

Figura 6.54. Frequencia dos geradores 1, 2, 3 e 4 no ponto de operação sem4539_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).

Figura 6.55. Frequencia dos geradores 5, 6, 7 e 8 no ponto de operação sem4539_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).

Figura 6.56. Frequencia dos geradores 9, 10, 11 e 12 no ponto de operação sem4539_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).

Figura 6.57. Frequencia dos geradores 13, 14, 15 e 16 no ponto de operação sem4539_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).

Figura 6.58. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem4539_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).

Figura 6.59. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem4539_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).

Figura 6.60. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem4539_10p, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando somente o método de busca global (caso 3).

6.3.2. Sintonia Automática Utilizando o Algoritmo Híbrido

Para finalizar este capítulo de resultados, todos os controladores do sistema são sintonizados pelo algoritmo híbrido proposto neste trabalho. O AG inicia com uma população de 400 indivíduos, cujo melhor fornece um amortecimento de 4,29 % para o modo menos amortecido dentre todos os pontos de operação considerados. O AG trabalha com uma taxa de mutação de 0,2 e uma taxa de cruzamento de 0,8. Após 1154 s (19,2 minutos), o AG obtém uma configuração de sintonia dos controladores, mostrada na Tabela 6.17, que fornece um amortecimento de 5,65 % para o modo menos amortecido. A busca local, baseada no gradiente descendente, então começa para reajustar os ganhos fornecidos e, após 23 s encontra um conjunto de valores dos ganhos dos controladores que fornecem um amortecimento de 6,07 % para o modo menos amortecido dentre os pontos de operação utilizados no projeto. Os valores dos ganhos obtidos pelo método de busca local podem ser vistos na Tabela 6.18.

Tabela 6.17. Parâmetros dos controladores sintonizados somente pela busca global do algoritmo híbrido (caso 3).

Controlador	Parâmetro		
	Ganho	T1	T2
POD 1 (18-69)	0,0912	0,2603	0,5137
POD 2 (70-61)	3,4673	0,0871	1,1481
PSS 1 (2)	4,8478	1,3835	0,2217
PSS 2 (3)	6,8966	0,2543	0,0751
PSS 3 (5)	3,8127	0,3225	0,0533
PSS 4 (7)	6,3399	0,5138	0,0773
PSS 5 (8)	3,5880	0,5165	0,1479

PSS 6 (9)	9,5574	0,4020	0,0628
PSS 7 (10)	7,5376	0,3206	0,0598
PSS 8 (11)	7,5339	0,1693	0,0524
PSS 9 (12)	7,7193	0,3846	0,0901
PSS 10 (14)	9,5791	0,1833	0,0565
PSS11 (15)	3,8157	0,1885	0,0535

Tabela 6.18. Ganhos dos controladores re-sintonizados pelo método de busca local do algoritmo híbrido (caso 3).

Controlador	Parâmetro
	Ganho
POD1 (18-69)	0,1808
POD2 (70-61)	3,4672
PSS1 (2)	4,8478
PSS2 (3)	6,8966
PSS3 (5)	3,8128
PSS4 (7)	6,3401
PSS5 (8)	3,5880
PSS6 (9)	9,5579
PSS7 (10)	7,5376
PSS8 (11)	7,5338
PSS9 (12)	7,7193
PSS10 (14)	9,5818
PSS 11 (15)	3,8157

Simulações não lineares do sistema, com os respectivos controladores inseridos, são feitas para validar a sintonia obtida pelo algoritmo híbrido. Novamente são considerados dois pontos de operação, um utilizado na etapa de projeto e outro não. O ponto de operação utilizado no projeto e utilizado para servir de base de uma das simulações não lineares é o sem2324_maior. Um ponto de operação cuja linha entre as barras 31 e 30 está inoperante e cujo carregamento é 15 % inferior ao carregamento do caso base foi utilizado para realizar a simulação do ponto não considerado na etapa de projeto. Ambas simulações foram feitas tendo em vista a aplicação de um curto-circuito no instante 2 s na linha entre as barras 47 e 48 e sua remoção após 16 ms. Os resultados mostram a eficácia dos controladores, já que para ambas simulações, o sistema apresentou um amortecimento satisfatório.

Figura 6.61. Frequencia dos geradores 1, 2, 3 e 4 no ponto de operação sem2324_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).

Figura 6.62. Frequencia dos geradores 5, 6, 7 e 8 no ponto de operação sem2324_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).

Figura 6.63. Frequencia dos geradores 9, 10, 11 e 12 no ponto de operação sem2324_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).

Figura 6.64. Frequencia dos geradores 13, 14, 15 e 16 no ponto de operação sem2324_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).

Figura 6.65. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem2324_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).

Figura 6.66. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem2324_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).

Figura 6.67. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem2324_maior, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).

Figura 6.68. Frequencia dos geradores 1, 2, 3 e 4 no ponto de operação sem3130_15n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).

Figura 6.69. Frequencia dos geradores 5, 6, 7 e 8 no ponto de operação sem3130_15n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).

Figura 6.70. Frequencia dos geradores 9, 10, 11 e 12 no ponto de operação sem3130_15n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).

Figura 6.71. Frequencia dos geradores 13, 14, 15 e 16 no ponto de operação sem3130_15n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).

Figura 6.72. Tensão nas barras 18, 49, 60 e 61 no ponto de operação sem3130_15n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).

Figura 6.73. Fluxo de potência entre as barras 18 e 49 e entre as barras 60 e 61 no ponto de operação sem3130_15n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).

Figura 6.74. Reatância dos TCSCs no ponto de operação sem3130_15n, considerando a inserção dos controladores sintonizados utilizando o algoritmo híbrido proposto (caso 3).

7. Conclusões

Um sistema elétrico de potência sofre constantes mudanças operativas durante o dia. Tais mudanças podem ser causadas por variações de carga, perdas de linhas de transmissão, dentre outros, gerando oscilações eletromecânicas. Desta forma, o sistema deve ser robusto o suficiente manter a estabilidade, independentemente do ponto de operação do mesmo ou da perturbação nele causada. Para manter esta estabilidade, controladores de sistemas de potência são inseridos no mesmo, podendo ter funções variadas. Controladores do tipo PSS, por exemplo, são empregados primariamente para amortecer modos locais de oscilação, podendo também fornecer amortecimento para modos inter-área. Quando os controladores PSS não são eficientes no amortecimento dos modos locais, faz-se necessária a inclusão de outro tipo de controlador como, por exemplo, controladores FACTS. O TCSC é o controlador FACTS mais utilizado para amortecimento de oscilações eletromecânicas de natureza inter-área. No entanto, somente a inclusão dos controladores no sistema de potência não é suficiente para garantir a estabilidade deste sistema, frente às mudanças constantes em seu ponto de operação, fazendo-se necessária uma boa sintonia de tais controladores.

O método de sintonia mais empregado atualmente na indústria é o método da tentativa e erro. Este método pode ser considerado arcaico, pois sintoniza um controlador de cada vez, e esta sintonia é testada para cada um dos pontos de operação separadamente. Por exemplo, se o projetista for sintonizar um conjunto de controladores levando em conta 20 pontos de operação e, a sintonia deste conjunto de controladores for efetiva no amortecimento dos modos oscilatórios dos primeiros 19 pontos de operação mas não for no vigésimo, o projetista deve refazer o projeto, até que resultado esperado seja obtido. Além disso, como os controladores são sintonizados de forma sequencial, pode haver conflitos no desempenho dos controladores. Desta forma, o processo de sintonia manual é exaustivo e tedioso, despendendo um tempo relativamente alto para a sua execução, mesmo sendo executado por um projetista experiente

Para facilitar esta tarefa de sintonia e, até mesmo, ganhar tempo, métodos de sintonia automática de controladores vêm sendo propostos. Os métodos de sintonia automática consideram vários pontos de operação do sistema e a sintonia dos controladores é feita de maneira simultânea eliminando, desta forma, a incompatibilidade entre controladores sintonizados. Há vários métodos de sintonia automática sendo desenvolvidos, diferindo entre eles pelo método de busca de soluções empregado. Algoritmos genéticos e soluções baseadas

na teoria de Lyapunov, através de LMIs, são os métodos de sintonia automática mais utilizados recentemente. Uma divisão um pouco mais abrangente pode ser feita sobre os métodos de sintonia de controladores: métodos baseados em busca global e métodos baseados em busca local. Os métodos de busca global tendem a ser mais demorados que os métodos de busca local, porém, não necessitam de uma estimativa inicial de parâmetros, embora sua inclusão tende a fazer o algoritmo convergir mais rápido. Métodos de busca local necessitam obrigatoriamente de uma escolha adequada de parâmetros iniciais, ficando comprometida sua convergência quando essa escolha é inadequada.

Este trabalho propôs o agrupamento daquilo que os métodos de busca global e local oferecem de melhor, ou seja, a rapidez dos métodos de busca local e a versatilidade dos métodos de busca global, para sintonia de controladores de sistemas de potência. Esta proposição se torna possível através de um algoritmo com estrutura híbrida formada por um método de busca global e um método de busca local. Na estrutura do algoritmo híbrido proposto, o método de busca global utilizado é baseado em algoritmos genéticos, enquanto que o método de busca local é baseado no gradiente descendente da função objetivo. O AG tem como principal função fornecer um conjunto de parâmetros dos controladores que posicione a solução em uma bacia de convergência promissora para o algoritmo de busca local. O algoritmo de busca local então, através da condição inicial fornecida pelo AG, tende a encontrar uma solução factível para o problema através do método do gradiente. É importante ainda salientar que outra vantagem desta formulação é sua maior simplicidade se comparada a formulações contendo LMIs.

No método híbrido, o AG é responsável pela geração da população inicial e, através de taxas de mutação e cruzamento, encontra um conjunto de parâmetros dos controladores que forneça um amortecimento mínimo, determinado pelo projetista neste trabalho como sendo 5,5 %, para o modo menos amortecido dentre todos os pontos de operação considerados. Foram utilizados controladores com uma estrutura fixa composta por um bloco de ganho, um bloco de *washout* e dois blocos de compensação de fase. Como as fases dos controladores não são drasticamente variadas para diferentes pontos de operação, a sintonia das fases dos controladores é a obtida pelo AG. Como no processo de sintonia o ganho estático do controlador tem um grande peso, este é o único parâmetro reajustado pelo método de busca local, partindo de uma sintonia de ganho feita pelo AG. Desta forma, o algoritmo de busca local é posicionado em uma bacia de convergência definida pelo AG (a saída do AG é a entrada do algoritmo do gradiente). Os ganhos dos controladores são então re-sintonizados,

através de um algoritmo baseado no anti-gradiente da função objetivo (sentido em que a função objetivo tem o maior decréscimo). A função objetivo utilizada neste trabalho é a maximização do amortecimento dos modos do sistema em todas as condições de operação, sendo 6 % o amortecimento mínimo requerido para o modo menos amortecido dentre todas as condições de operação. Se o algoritmo não encontrar uma solução factível para o problema, o mesmo volta ao seu início, ou seja, o AG tenta encontrar uma outra bacia de convergência.

Testes mostraram que o algoritmo híbrido proposto é muito eficiente para sintonia de controladores de sistemas elétricos de potência. Um sistema teste de médio porte (*New England/New York*), de 5 áreas, foi utilizado para gerar os resultados. Este sistema tinha nele inseridos 11 PSSs, os quais não forneciam um amortecimento mínimo satisfatório para dois modos inter-área, em alguns pontos de operação. A solução encontrada para eliminar este problema foi a inserção de 2 dispositivos TCSC no sistema com seus respectivos PODs. Primeiramente, estes dois controladores do tipo POD foram sintonizados de maneiras diferentes. A sintonia de tais controladores pelo método manual demandou aproximadamente 5 horas, enquanto que a sintonia feita por um algoritmo apenas com AG demorou menos de 19 minutos, mostrando o grande ganho de tempo conseguido com métodos de sintonia automática. Menos tempo ainda foi despendido pelo algoritmo híbrido proposto, que conseguiu uma sintonia adequada dos PODs em pouco mais de 8 minutos (menos da metade do tempo gasto pelo AG). Pela comparação dos três métodos, fica evidente o ganho de tempo conseguido com o algoritmo híbrido proposto neste caso.

Um segundo teste foi considerado e, agora, além dos 2 controladores PODs, os algoritmos de sintonia automática deveriam sintonizar também dois controladores do tipo PSS, demonstrando assim a flexibilidade dos mesmos na sintonia de diferentes tipos de controladores. Novamente, o algoritmo híbrido proposto convergiu mais rápido que o método baseado puramente em algoritmo genético. Neste teste, a solução obtida pelo algoritmo híbrido foi gerada em menos de 12 minutos, enquanto que o AG puro forneceu uma solução factível para o problema depois de pouco mais de 26 minutos do seu início.

A sintonia de todos os controladores utilizados no sistema teste foi feita no terceiro e último caso. O AG sozinho demorou pouco mais de 30 minutos para fornecer uma solução factível do problema, enquanto que o algoritmo híbrido gastou apenas pouco menos de 20 minutos ficando mais uma vez evidente o ganho de tempo conseguido pelo algoritmo híbrido. Além disso, esta simulação exigiu a sintonia de 13 controladores simultaneamente, levando

em consideração 18 pontos de operação, fazendo do problema um tanto quanto complexo mas rapidamente solucionado pelo algoritmo proposto.

Em todos os casos, os controladores forneceram o amortecimento requerido, fazendo com que o sistema operasse de maneira estável. Estas análises foram feitas sempre considerando pontos de operação utilizados na etapa de projeto e pontos não considerados, a fim de demonstrar a robustez dos controladores projetados com relação às possíveis variações nas condições de operação do sistema, mesmo que tais condições não tenham sido consideradas na etapa de projeto.

Tendo em vista os resultados expostos acima, fica evidente o ganho de tempo e de qualidade, principalmente se comparado com métodos de sintonia manual, do algoritmo híbrido proposto neste trabalho. Tal algoritmo demonstra, dessa forma, grande potencial para ser utilizado pelas empresas do ramo, fazendo com que os engenheiros projetistas fiquem livres para desempenharem outras funções, aumentando significativamente a produtividade da empresa. Em tese o algoritmo híbrido proposto pode ter aplicações distintas desta em sistemas elétricos de potência, valorizando ainda mais a contribuição do trabalho.

8. Trabalhos Futuros

A partir deste trabalho, há uma gama muito ampla para futuras pesquisas. Dentre elas estão:

- Fazer uma paralelização do algoritmo híbrido proposto;
- Utilizar o algoritmo para sintonia de outros tipos de controladores de sistemas elétricos de potência;
- Implementar o AG com estruturas mais atuais que estão sendo desenvolvidas (ou seja, aprofundar o estudo de algoritmos genéticos e de outras técnicas de computação evolutiva, tais como evolução diferencial, por exemplo);
- Implementar novos métodos de busca local, visto que o algoritmo baseado no gradiente da função objetivo é um dos métodos de otimização local mais demorado.

9. Referências Bibliográficas

1. KUNDUR, P. *Power System Stability and Control*. New York: McGraw-Hill, 1994.
2. DEFINITIONS, I. T. F. O. T. Proposed Terms & Definitions for Power System Stability. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 1982, vol.101(7), pp. 1894-1898.
3. ROGERS, G. *Power System Oscillations*. Kluwer Academic Publishers, 2000.
4. DE MELLO, F. P. and CONCORDIA, C. Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 1969, vol. 88(4), pp. 316-329.
5. HEFFRON, W. G. and PHILLIPS, R. A. Effect of a Modern Amplidyne Voltage Regulator on Underexcited Operation of Large Turbine Generators. *AIEE Transactions on Power Apparatus and Systems* 1952, vol.71, pp. 692-697.
6. LARSEN, E. V. and SWANN, D. A. Applying Power System Stabilizers, Parts I, II and III. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 1981, vol.100(6), pp. 3017-3046.
7. RAMOS, R. A., ALBERTO, L. F. C. and BRETAS, N. G. A New Methodology for the Coordinated Design of Robust Decentralized Power System Damping Controllers. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2004, vol. 19(1), pp. 444-454.
8. RAO, P. S. and SEN, I. Robust Pole Placement Stabilizer Design Using Linear Matrix Inequalities. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2000, vol.15(1), pp. 313-319.
9. HANDSCHIN, E., SCHNURR, N. and WELLSLOW, W. H. Damping Potential of FACTS Devices in the European Power System. . *Proceedings of IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2003, 4, pp. 2355-2360.
10. HINGORANI, N. G. and GYUGYI, L. *Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems*. New York: IEEE Press, 2000.
11. FAN, L., FELIACHI, A. and SHODER, K. Selection and Design of a TCSC Control Signal in Damping Power System Inter-Area Oscillations for Multiple Operating Conditions. *Electric Power Systems Research*, 2002, vol.62(2), pp. 127-137.

12. ISHIMARU, M., YOKOYAMA, R., SHIRAI, G. and LEE, K. Y. Allocation and Design of Robust TCSC Controllers Based on Power System Stability Index. *Proceedings of IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, 2002, 1, pp. 573-578.
13. GAMA, C. A. Brazilian North-South Interconnection Control-Application and Operating Experience with a TCSC. *Proceedings of IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, 1999, 2, pp. 1103-1108.
14. JIANBO, G., GESONG, C., JIMING, L., BAIQING, L. and WEIZHOU, W. Chengxian 220kV Thyristor Controlled Series Compensation: Parameters Design, Control & Overvoltage Protection. *Proceedings of Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific*, 2005, pp. 1-6.
15. YUE, F. and BAILU, Q. Electrical Design Aspects of Pingguo TCSC Project. *Proceedings of Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific*, 2005, pp. 1-6.
16. MARTINS, N., LIMA, L. T. G. and PINTO, H. J. C. P. Computing Dominant Poles of Power System Transfer Functions. *IEEE Transactions on Power Systems*, 1996, vol.11(1), pp. 162-170.
17. POURBEIK, P. and GIBBARD, M. J. Damping and Synchronizing Torques Induced on Generators by FACTS Stabilizers in Multimachine Power Systems. *IEEE Transactions on Power Systems*, 1996, vol.11(4), pp. 1920-1925.
18. WERNER, H., KORBA, P. and YANG, T. C. Robust Tuning of Power System Stabilizers Using LMI Techniques. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 2003, vol.11(1), pp. 147-152.
19. CHILALI, M., GAHINET, P. and APKARIAN, P. Robust Pole Placement in LMI Regions. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1999, vol. 44(12), pp. 2257-2270.
20. BEFEKADU, G. K. and ERLICH, I. Robust Decentralized Dynamic Output Feedback Controller Design for Power Systems: an LMI Approach. *Proceedings of IEEE International Conference on Systems Engineering*, 2007, pp. 1-6.
21. XUE, C. F., ZHANG, X. P. and GODFREY, K. Design of STATCOM Damping Control With Multiple Operating Points: a Multimodel LMI Approach. *IEE*

- Proceedings on Generation Transmission & Distribution*, 2006, vol.153(4), pp. 375-382.
22. CHEN, R. Y. and ZHANG, Y. Coordinated Control of Power System Stabilizers and HVDC Damping Controller Using Decentralized μ Synthesis. *Proceedings of the International Conference on Power System Technology*, 2006, pp. 1-5.
 23. CASTOLDI, M. F., MANSOUR, M. R., SALIM, R. H., RAMOS, R. A. and BRETAS, N. G. An Automatic Procedure for Power Oscillation Dampers Design of FACTS Devices. *Proceedings of IEEE International Conference on Industrial Technology* 2010, pp. 897-902.
 24. OLIVEIRA, R. V., KUIAVA, R., RAMOS, R. A. and BRETAS, N. G. Automatic Tuning Method for the Design of Supplementary Damping Controllers for Flexible Alternating Current Transmission System Devices. *IET - Generation, Transmission & Distribution*, 2009, vol. 3(10), pp. 919-929.
 25. RAMOS, R. A., RODRIGUES, C. R., CASTOLDI, M. F., BORGES, R. C. and BRETAS, N. G. Aplicação de um Procedimento Computadorizado de Sintonia Automática de PSS para Amortecimento de Modos Intra-Planta *Proceedings of XIII Encontro Regional Iberoamericano do Cigré*, 2009, 1, pp. 1-10.
 26. RAMOS, R. A., CASTOLDI, M. F., RODRIGUES, C. R., BORGES, R. C. and BRETAS, N. G. Tuning Power System Stabilizers to Damp Intra-plant Modes Using an Automatic Procedure. *Proceedings of IEEE Power & Energy Society General Meeting*, 2009, pp. 1-7.
 27. IZMAILOV, A. and SOLODOV, M. *Otimização volume 2. Métodos Computacionais*. Rio de Janeiro: IMPA, 2007.
 28. TAKAHASHI, R. H. C. *Otimização Escalar e Vetorial (Notas de Aula)*. Belo Horizonte: Departamento de Matemática; Universidade Federal de Minas Gerais, 2004. 259 p.
 29. ALMEIDA, F. A. *Otimização de Trajetórias Espaciais Usando Métodos do Gradiente*. São José dos Campos: Departamento de Aeronáutica e Mecânica; Instituto Tecnológico de Aeronáutica, 2001. 191 p. Dissertação de mestrado em engenharia aeronáutica e mecânica.

30. ABIDO, M. A. and ABDEL-MAGID, Y. L. Coordinated design of robust excitation and TCSC-based damping controllers. *Proceedings of IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2003, 3, pp. 1726-1731.
31. DO BOMFIM, A. L. B., TARANTO, G. N. and FALCAO, D. M. Simultaneous Tuning of Power System Damping Controllers Using Genetic Algorithms. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2000, vol. 15(1), pp. 163-169.
32. DUBEY, M. and DUBEY, A. Simultaneous Stabilization of Multimachine Power System Using Genetic Algorithm Based Power System Stabilizers. *Proceedings of the 41st International Universities Power Engineering Conference*, 2006, 2, pp. 426-431.
33. LIU, Z., YU, J. and SHU, H. Adaptive Genetic Algorithm Applied in Coordinated Control of PSS and STATCOM. *Proceedings of International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation*, 2009, 3, pp. 171-174.
34. VIVEROS, E. R. C., TARANTO, G. N. and FALCAO, D. M. Coordinated tuning of AVRs and PSSs by multiobjective genetic algorithms. *Proceedings of the 13th International Conference on Intelligent Systems Application to Power Systems*, 2005, pp. 6 pp.
35. KAHOUALI, A., GUESMI, T., HADJ ABDALLAH, H. and OUALI, A. A Genetic Algorithm PSS and AVR Controller for Electrical Power System Stability. *Proceedings of International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices*, 2009, pp. 1-6.
36. DO BOMFIM, A. L. B., TARANTO, G. N., FALCAO, D. M. and ESCALANTE, S. L. Parallel Genetic Algorithm to Tune Multiple Power System Stabilizers in Large Interconnected Power Systems. *Proceedings of Bulk Power System Dynamics and Control 2010*, pp. 1-9.
37. VIVEROS, E. R. C. *Ajuste Coordenado de Controladores de Sistemas de Potência usando Metaheurísticas*. Rio de Janeiro: COPPE; Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2007. p. Tese de Doutorado.
38. WATANABE, E. H., BARBOSA, P. G., ALMEIDA, K. C. and TARANTO, G. N. Tecnologia FACTS - Tutorial. *SBA Controle & Automação*, 1998, vol.9(1), pp. 39-55.
39. KUIAVA, R. *Controle Robusto de Dispositivos FACTS para Amortecimento de Oscilações em Sistemas Elétricos de Potência*. São Carlos: Escola de Engenharia de

- São Carlos; Universidade de São Paulo, 2007. 131 p. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica.
40. GAMA, C. A. *Utilização de Equipamentos com Tecnologia FACTS (Flexible AC Transmission Systems) em Sistemas de Potência - Compensação Série Controlada*. Florianópolis: Universidade Federal de Santa Catarina, 1994. p. Dissertação de mestrado em engenharia elétrica.
 41. SILVA, C. *FACTS e a Estabilidade - Dinâmica e Estabilidade de Sistemas Eléctricos* Portugal: FEUP, 2005. 36 p. Dissertação de mestrado em engenharia elétrica.
 42. DANESHPOOY, A. and GOLE, A. M. Frequency Response of the Thyristor Controlled Series Capacitor. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2001, vol.16(1), pp. 53-58.
 43. RAMOS, R. A., ALBERTO, L. F. C. and BRETAS, N. G. *Modelagem de Máquinas Síncronas Aplicada ao Estudo de Estabilidade de Sistemas Eléctricos de Potência*. São Carlos: EESC - USP, 2000.
 44. OLIVEIRA, R. V. *Projeto de Controladores de Amortecimento para Sistemas Eléctricos de Potência*. São Carlos: Escola de Engenharia de São Carlos; Universidade de São Paulo, 2006. 161 p. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica.
 45. SAUER, P. W. and PAI, M. A. *Power System Dynamics and Stability*. New Jersey, NJ: Prentice-Hall, 1998.
 46. ANDERSON, P. M. and FOUAD, A. A. *Power System Control and Stability*. IEEE Press, 1994.
 47. CRENSHAW, M. L., BOLLINGER, K. E., BYERLY, R. T. and CRESAP, R. L. IEEE Committee Report - Excitation System Models for Power System Stability Studies. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 1981, vol.100(2), pp. 494-509.
 48. RODRIGUES, C. R. *Utilização da Modelagem Politópica para a Avaliação da Margem de Estabilidade a Pequenas Perturbações em Sistemas de Potência*. São Carlos: Escola de Engenharia de São Carlos; Universidade de São Paulo, 2007. 98 p. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica.

49. POURBEIK, P., GIBBARD, M. J. and VOWLES, D. J. Proof of the Equivalence of Residues and Induced Torque Coefficients for Use in the Calculation of Eigenvalues Shifts. *Proceedings of IEEE Power Engineering Review*, 2002, 22, pp. 58-60.
50. GIBBARD, M. J., MARTINS, N., SANCHEZ-GASCA, J. J., UCHIDA, N., VITTAL, V. and LEI, W. Recent Applications of Linear Analysis Techniques. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2001, vol. 16(1), pp. 154-162.
51. NOBLE, B. and DANIEL, J. W. *Applied Linear Algebra*. New York: Prentice-Hall, 1986.
52. CHEN, C. T. *Linear System Theory and Design*. New York: Oxford University Press, 1999.
53. RAMÍREZ, J. A., CAMPELO, F., GUIMARÃES, F. G. and TAKAHASHI, R. H. C. *Notas de Aula de Otimização*. Belo Horizonte: Departamento de Engenharia Elétrica; Universidade Federal de Minas Gerais, 2010. 155 p.
54. HAYES-ROTH, F. *Review of Adaptation in Natural and Artificial Systems by John H. Holland*. University of Michigan Press, 1975.
55. GOLDBERG, D. E. *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*. Boston, USA: Addison-Wesley Longman Publishing Co., 1989.
56. GABRIEL, P. H. R. and DELBEM, A. C. B. *Fundamentos de Algoritmos Evolutivos*. Relatório Técnico: Notas Didáticas do ICMC-USP, 2008. p.
57. MANSOUR, M. R. *Algoritmo para Obtenção de Planos de Restabelecimento para Sistemas de Distribuição de Grande Porte*. São Carlos: Escola de Engenharia de São Carlos; Universidade de São Paulo, 2009. 110 p. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica.
58. TEUSCHER, C., MANGE, D. and TEMPESTI, G. Bio-inspired Computing Tissues: Towards Machines that Envelope, Grow, and Learn *BioSystems*, 2003, vol.68, pp. 235-244.
59. BALLARD, D. H. *An Introduction to Natural Computation*. Cambridge, USA: MIT Press, 1999.

60. ARCISZEWSKI, T. and JONG, K. A. D. Evolutionary Computation in Civil Engineering: Research Frontiers. *Civil and Structural Engineering Computing*, 2001, pp. 161-184.
61. RIDLEY, M. *Evolution*. Cambridge, USA: Blackwell Science, 1996.
62. AMABIS, J. M. and MARTHO, G. R. *Curso Básico de Biologia*. São Paulo: Editora Moderna Ltda, 1985.
63. SAIT, S. M. and YOUSSEF, H. *Iterative Computer Algorithms with Applications in Engineering: Solving Combinatorial Optimization Problems*. Los Alamitos, USA: IEEE Computer Society Press, 1999.
64. LAMONT, G. B. and VELDHUIZEN, D. A. V. *Evolutionary Algorithms for Solving Multi-Objective Problems*. Norwell, USA: Kluwer Academic Publishers, 2002.
65. DEB, K. *Multi-Objective Optimization Using Evolutionary Algorithms*. New York, USA: Wiley-Press, 2001.
66. EIBEN, A. E. and SMITH, J. E. *Introduction to Evolutionary Computing*. Berlin: Springer, 2003.
67. DOS SANTOS, A. C. *Restabelecimento de Energia Considerando Todas as Barras e Chaves de um Sistema de Distribuição Real*. São Carlos: Escola de Engenharia de São Carlos; Universidade de São Paulo, 2004. p. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica.
68. CASTRO, R. E. *Otimização de Estruturas com Multi-objetivos via Algoritmos Genéticos de Pareto* Rio de Janeiro: COPPE; Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2001. p. Tese de Doutorado.
69. KOZA, J. R. Hierarchical Genetic Algorithms Operating on Populations of Computer Programs. *Proceedings of Eleventh International Joint Conference on Artificial Intelligence IJCAI-89*, 1989, 1, pp. 768-774.
70. RAMOS, R. A., MARTINS, A. C. P. and BRETAS, N. G. An Improved Methodology for the Design of Power System Damping Controllers. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2005, vol. 20(4), pp. 1938-1945.
71. CEPEL. *ANAREDE - Manual do Usuário*. Rio de Janeiro: 2008.

72. CEPEL. PACDYN User's Manual.[on-line],[19/11/2010].Available from:
<http://www.pacdyn.cepel.br>.
73. CEPEL. *ANATEM - Manual do Usuário*. Rio de Janeiro: 2008.

Apêndice A

Os dados do sistema teste utilizado no trabalho são apresentados neste apêndice. Tal sistema é constituído por 68 barras e 16 geradores, e representa o sistema interligado *New England/ New York*. A Figura 6.1 apresenta o diagrama unifilar do referido sistema, e seus dados completos também podem ser encontrados em [3].

Os dados deste sistema teste, referentes às resistências, reatâncias e susceptâncias *shunt*, são apresentados na Tabela A.1. Todos os valores estão referidos nas bases $S_{base} = 100MVA$ e $V_{base} = 230kV$.

Tabela A.1. Dados topológicos do sistema teste New England/New York.

Barra Origem	Barra Destino	Resistência [%]	Reatância [%]	Susceptância Shunt [Mvar]
54	01	0,00	1,81	0,00
58	02	0,00	2,50	0,00
62	03	0,00	2,00	0,00
19	04	0,07	1,42	0,00
20	05	0,09	1,80	0,00
22	06	0,00	1,43	0,00
23	07	0,05	2,72	0,00
25	08	0,06	2,32	0,00
29	09	0,08	1,56	0,00
31	10	0,00	2,60	0,00
32	11	0,00	1,30	0,00
36	12	0,00	0,75	0,00
17	13	0,00	0,33	0,00
41	14	0,00	0,15	0,00
42	15	0,00	0,15	0,00
18	16	0,00	0,30	0,00
36	17	0,05	0,45	32,00
68	19	0,16	1,95	30,40
19	20	0,07	1,38	0,00
68	21	0,08	1,35	25,48
21	22	0,08	1,40	25,65
22	23	0,06	0,96	18,46
23	24	0,22	3,50	36,10
68	24	0,03	0,59	6,80
54	25	0,70	0,86	14,60
25	26	0,32	3,23	53,10
37	27	0,13	1,73	32,16
26	27	0,14	1,47	23,96
53	27	3,20	32,00	41,00
26	28	0,43	4,74	78,02

26	29	0,57	6,25	102,90
28	29	0,14	1,51	24,90
53	30	0,08	0,74	48,00
61	30	0,19	1,83	29,00
30	31	0,13	1,87	33,30
53	31	0,16	1,63	25,00
30	32	0,24	2,88	48,80
32	33	0,08	0,99	16,80
33	34	0,11	1,57	20,20
35	34	0,01	0,74	0,00
34	36	0,33	1,11	45,00
61	36	0,22	1,96	34,00
68	37	0,07	0,89	13,42
31	38	0,11	1,47	24,70
33	38	0,36	4,44	69,30
41	40	0,60	8,40	315,00
48	40	0,20	2,20	128,00
42	41	0,40	6,00	225,00
18	42	0,40	6,00	225,00
17	43	0,05	2,76	0,00
39	44	0,00	4,11	0,00
43	44	0,01	0,11	0,00
35	45	0,07	1,75	139,00
39	45	0,00	8,39	0,00
44	45	0,25	7,30	0,00
38	46	0,22	2,84	43,00
53	47	0,13	1,88	131,00
47	48	0,25	2,68	40,00
18	49	0,76	11,41	116,00
46	49	0,18	2,74	27,00
18	50	0,06	1,44	110,30
45	51	0,04	1,05	72,00
50	51	0,09	2,21	162,00
37	52	0,07	0,82	13,19
55	52	0,11	1,33	21,38
53	54	0,35	4,11	69,87
54	55	0,13	1,51	25,72
55	56	0,13	2,13	22,14
56	57	0,08	1,28	13,42
57	58	0,02	0,26	4,34
58	59	0,06	0,92	11,30
57	60	0,08	1,12	14,76
59	60	0,04	0,46	7,80
60	61	0,23	3,63	38,04
58	63	0,07	0,82	13,89
62	63	0,04	0,43	7,29
64	63	0,16	4,35	0,00
62	65	0,04	0,43	7,29

64	65	0,16	4,35	0,00
56	66	0,08	1,29	13,82
65	66	0,09	1,01	17,23
66	67	0,18	2,17	36,60
67	68	0,09	0,94	17,10

As condições de operação utilizadas na etapa de projeto e nas simulações não lineares foram determinadas pelos estudos de fluxo de carga do sistema. Os dados referentes à condição de operação do caso base são apresentados na Tabela A.2.

Tabela A.2. Condição de operação do caso base do sistema teste New England/New York.

Barra	Carga Ativa [MW]	Carga Reativa [MVar]	[MW] Injetados	[MVar] Injetados	Tensão [p.u] Ângulo [°]
1	0,0	0,0	250,0	64,1	1,045 ∠ 17,2°
2	0,0	0,0	545,0	106,5	0,980 ∠ 22,9 °
3	0,0	0,0	650,0	125,7	0,983 ∠ 25,0 °
4	0,0	0,0	632,0	87,5	0,997 ∠ 25,4 °
5	0,0	0,0	505,0	153,3	1,011 ∠ 24,0 °
6	0,0	0,0	700,0	197,7	1,050 ∠ 28,2 °
7	0,0	0,0	560,0	86,1	1,063 ∠ 30,5 °
8	0,0	0,0	540,0	-33,7	1,030 ∠ 23,0 °
9	0,0	0,0	800,0	-11,1	1,025 ∠ 27,9 °
10	0,0	0,0	500,0	-7,2	1,010 ∠ 20,6 °
11	0,0	0,0	1000,0	-12,9	1,000 ∠ 22,5 °
12	0,0	0,0	1350,0	304,4	1,015 ∠ 7,4 °
13	0,0	0,0	2997,9	924,7	1,011 ∠ 0,0 °
14	0,0	0,0	1785,0	23,0	1,000 ∠ 47,3 °
15	0,0	0,0	1000,0	69,6	1,000 ∠ 39,5 °
16	0,0	0,0	4000,0	413,5	1,000 ∠ 43,7 °
17	6000,0	300,0	0,0	0,0	1,025 ∠ -5,7 °
18	2470,0	123,0	0,0	0,0	0,995 ∠ 36,8 °
19	0,0	0,0	0,0	0,0	1,053 ∠ 20,2 °
20	680,0	103,0	0,0	0,0	0,992 ∠ 18,8 °
21	274,0	115,0	0,0	0,0	1,038 ∠ 18,3 °
22	0,0	0,0	0,0	0,0	1,053 ∠ 22,9 °
23	248,0	85,0	0,0	0,0	1,048 ∠ 22,6 °
24	309,0	-92,0	0,0	0,0	1,046 ∠ 15,8 °
25	224,0	47,0	0,0	0,0	1,068 ∠ 16,3 °
26	139,0	17,0	0,0	0,0	1,063 ∠ 15,3 °
27	281,0	76,0	0,0	0,0	1,052 ∠ 13,7 °
28	206,0	28,0	0,0	0,0	1,056 ∠ 18,4 °
29	284,0	27,0	0,0	0,0	1,053 ∠ 21,1 °
30	0,0	0,0	0,0	0,0	1,057 ∠ 11,0 °
31	0,0	0,0	0,0	0,0	1,061 ∠ 13,3 °
32	0,0	0,0	0,0	0,0	1,050 ∠ 15,1 °

33	112,0	0,0	0,0	0,0	1,054└ 11,3 °
34	0,0	0,0	0,0	0,0	1,060└ 5,8 °
35	0,0	0,0	0,0	0,0	1,006└ 6,0 °
36	102,0	-19,5	0,0	0,0	1,037└ 1,6 °
37	0,0	0,0	0,0	0,0	1,046└ 14,3°
38	0,0	0,0	0,0	0,0	1,058└ 12,8 °
39	267,0	12,6	0,0	0,0	0,992└ -5,8 °
40	65,63	23,53	0,0	0,0	1,085└ 19,1 °
41	1000,0	250,0	0,0	0,0	1,000└ 45,8°
42	1150,0	250,0	0,0	0,0	0,999└ 38,6°
43	0,0	0,0	0,0	0,0	1,004└ -5,6 °
44	267,6	4,84	0,0	0,0	1,004└ -5,5 °
45	208,0	21,0	0,0	0,0	1,002└ 6,6 °
46	150,7	28,5	0,0	0,0	1,036└ 12,7 °
47	203,1	32,59	0,0	0,0	1,085└ 12,2 °
48	241,2	2,2	0,0	0,0	1,091└ 13,8 °
49	164,0	29,0	0,0	0,0	1,016└ 14,9 °
50	100,0	-147,0	0,0	0,0	0,999└ 26,2 °
51	337,0	-122,0	0,0	0,0	1,004└ 11,4 °
52	158,0	30,0	0,0	0,0	1,045└ 13,4 °
53	252,7	118,6	0,0	0,0	1,066└ 11,9 °
54	0,0	0,0	0,0	0,0	1,061└ 14,8 °
55	322,0	2,0	0,0	0,0	1,048└ 13,1 °
56	200,0	73,6	0,0	0,0	1,032└ 13,7 °
57	0,0	0,0	0,0	0,0	1,030└ 14,0 °
58	0,0	0,0	0,0	0,0	1,030└ 14,6 °
59	234,0	84,0	0,0	0,0	1,025└ 12,2 °
60	208,8	70,8	0,0	0,0	1,026└ 11,6 °
61	104,0	125,0	0,0	0,0	1,040└ 7,3 °
62	0,0	0,0	0,0	0,0	1,034└ 17,1 °
63	0,0	0,0	0,0	0,0	1,032└ 16,3 °
64	9,0	88,0	0,0	0,0	1,074└ 16,3 °
65	0,0	0,0	0,0	0,0	1,033└ 16,5 °
66	0,0	0,0	0,0	0,0	1,033└ 15,1 °
67	320,0	153,0	0,0	0,0	1,029└ 14,4 °
68	329,0	32,0	0,0	0,0	1,042└ 15,7 °

Nos estudos de fluxo de carga, a barra 13 foi tratada como barra de referência angular. Foram utilizadas mais 17 condições de operação na construção do conjunto de pontos considerados, totalizando 18 pontos de operação em análise. Para a formação deste conjunto de pontos, foram escolhidas três condições de carregamento do sistema (nominal, aumento de 25% na carga e diminuição de 30% na carga). A estas condições de operação foram aplicadas 5 contingências distintas e separadas (retirada da carga da barra 67, perda da linha 23-24, perda da linha 31-30, perda da linha 45-39 e perda da linha 57-60), totalizando 15 pontos de

operação diferentes. Os outros três pontos foram obtidos pela variação de carga no sistema sem contingências. Nas referidas variações, os fatores de potência das cargas foram mantidos constantes, e um redespacho de potência ativa foi efetuado, levando em consideração os respectivos momentos de inércia dos geradores e das áreas a quais eles correspondem.

Os parâmetros dos geradores utilizados na construção dos pontos de operação do sistema e nas simulações não lineares são apresentados na Tabela A.3. Os parâmetros, com valores em p.u., estão referidos nas bases $S_{base} = 100\text{MVA}$ e $V_{base} = 20\text{kV}$.

Tabela A.3. Parâmetros dos geradores do sistema teste New England/New York.

Gerador	X_d [p.u.]	X_q [p.u.]	X'_d [p.u.]	τ'_{do} [s]	H [s]	D
1	0,100	0,060	0,031	10,20	42,00	6,82
2	0,295	0,282	0,069	6,56	30,20	4,87
3	0,249	0,237	0,053	5,70	35,80	5,68
4	0,262	0,258	0,044	6,56	28,60	4,64
5	0,670	0,620	0,132	5,40	26,00	4,22
6	0,254	0,241	0,050	7,30	34,80	5,65
7	0,295	0,292	0,049	5,66	26,40	4,28
8	0,290	0,280	0,057	6,70	24,30	3,94
9	0,210	0,205	0,057	4,79	34,50	5,60
10	0,169	0,115	0,046	9,37	31,00	5,02
11	0,128	0,123	0,018	4,10	28,20	4,56
12	0,101	0,095	0,031	7,40	92,30	10,00
13	0,029	0,028	0,005	5,90	248,00	10,00
14	0,018	0,017	0,003	4,10	300,00	10,00
15	0,018	0,017	0,003	4,10	300,00	10,00
16	0,035	0,033	0,007	7,80	225,00	10,00

Os parâmetros dos controladores do tipo PSS sintonizados para o caso 1, descrito no capítulo de resultados, são apresentados na Tabela A.4. Vale ressaltar que todos os controladores projetados neste trabalho possuem uma estrutura igual à apresentada na Figura 4.2, com a constante de tempo do bloco *washout* (T_w) igual à 10 s.

Tabela A.4. Parâmetros dos controladores PSS utilizados no caso 1.

Controlador	Parâmetro		
	Ganho	T1	T2
PSS 1 (2)	5,00	0,2900	0,0696
PSS 2 (3)	5,00	0,2005	0,0932
PSS 3 (5)	5,00	0,2849	0,0574
PSS 4 (7)	5,00	0,2445	0,0433
PSS 5 (8)	1,50	0,3050	0,0473
PSS 6 (9)	6,00	0,2570	0,0883
PSS 7 (10)	5,00	0,3182	0,4140
PSS 8 (11)	5,00	0,1876	0,0382
PSS 9 (12)	5,00	0,2704	0,0717
PSS 10 (14)	8,00	0,3368	0,2387
PSS11 (15)	6,00	0,2504	0,1580