

UNIVERSIDADE FEDERAL DO MARANHÃO
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE ELETRICIDADE
ÁREA DE SISTEMAS DE ENERGIA ELÉTRICA

TESE DE DOUTORADO

**Controle Robusto e Coordenado de Estabilizadores de Sistemas de Potência
Utilizando Sinais Remotos com Vista à Estabilidade Angular dos Sistemas
de Energia Elétrica**

RAIMUNDO NONATO DINIZ COSTA FILHO

São Luís – MA, Brasil
2018

RAIMUNDO NONATO DINIZ COSTA FILHO

**Controle Robusto e Coordenado de Estabilizadores de Sistemas de Potência
Utilizando Sinais Remotos com Vista à Estabilidade Angular dos Sistemas
de Energia Elétrica**

Tese de Doutorado submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia de Eletricidade da Universidade Federal do Maranhão como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica na área de concentração de Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Vicente Leonardo Paucar Casas
Coorientador: PhD. Nelson Martins

São Luís – MA, Brasil
2018

Ficha gerada por meio do SIGAA/Biblioteca com dados fornecidos pelo(a) autor(a).
Núcleo Integrado de Bibliotecas/UFMA

Diniz Costa Filho, Raimundo Nonato.

Controle Robusto e Coordenado de Estabilizadores de Sistemas de Potência Utilizando Sinais Remotos com Vista à Estabilidade Angular dos Sistemas de Energia Elétrica / Raimundo Nonato Diniz Costa Filho. - 2018.

175 f.

Coorientador(a): Nelson Martins.

Orientador(a): Vicente Leonardo Paucar Casas.

Tese (Doutorado) - Programa de Pós-graduação em Engenharia de Eletricidade/ccet, Universidade Federal do Maranhão, São Luís, 2018.

1. Controladores com sinais locais e remotos. 2. Estabilidade angular. 3. Estabilizador de sistemas de potência. 4. Inteligência artificial. 5. Sistemas de energia elétrica. I. Martins, Nelson. II. Paucar Casas, Vicente Leonardo. III. Título.

**Controle Robusto e Coordenado de Estabilizadores de Sistemas de Potência
Utilizando Sinais Remotos com Vista à Estabilidade Angular dos Sistemas
de Energia Elétrica**

RAIMUNDO NONATO DINIZ COSTA FILHO

Aprovada em 05 de setembro de 2018

Prof. Dr. Vicente Leonardo Paucar Casas
UFMA
(Orientador)

PhD. Nelson Martins
CEPEL
(Coorientador)

Prof. PhD. Glauco Nery Taranto
UFRJ
(Membro Externo da Banca Examinadora)

Prof. Dr. Walter Barra Júnior
UFPA
(Membro Externo da Banca Examinadora)

Prof. Dr. Osvaldo Ronald Saavedra Mendez
UFMA
(Membro Interno da Banca Examinadora)

Prof. Dr. José Eduardo Onoda Pessanha
UFMA
(Membro Interno da Banca Examinadora)

À minha filha Layla Brandão Diniz.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar a Deus por todas as bênçãos que recebi na vida.

À minha mãe e meu pai, pelos ensinamentos, pelo amor, carinho e incentivo, que me proporcionou a continuidade nos estudos.

À minha esposa Lívia Brandão e à minha filha Layla pelas palavras de incentivo, carinho, amor e paciência para realização deste trabalho.

Aos meus irmãos Ana Maria, Bárbara Maria, Raimunda Carolina, Nelson Chagas, Antônio Marcos e Maria Madalena por todos os momentos de alegrias e tristezas.

Ao meu orientador professor Dr. Vicente Leonardo Paucar pela orientação fornecida, confiança, conselhos e ensinamentos.

Ao PhD. Nelson Martins do CEPEL por contribuir com sua vasta experiência e seus valiosos comentários.

Ao Dr. Mohamed E. El-Hawary, Dr. Zhizhang (David) Chen e à Universidade de Dalhousie pela aceitação para realização de minhas pesquisas em suas dependências.

Aos professores Denivaldo Cícero Pavão Lopes, Osvaldo Ronald Saavedra Mendez, Maria da Guia da Silva, Anselmo Barbosa Rodrigues, João Viana da Fonseca Neto, Ginalber Luiz de Oliveira Serra, José Eduardo Onoda Pessanha e Zair Abdelouahab (*in memoriam*) pelo apoio e ensinamentos. Também é pertinente um agradecimento ao Alcides, secretário administrativo do PPGEE, pela disposição ao atendimento discente.

As minhas tias, padrinho, primos, primas, sogra, sogro e cunhada pelo incentivo dado no decorrer da minha vida.

Aos meus colegas de graduação, mestrado e doutorado.

Aos meus colegas de Balsas pela amizade, discussões científicas e profissionais e pelo bom ambiente de trabalho.

Aos meus colegas em Halifax pela amizade e ajuda. Em especial a Bruno e Aloísio.

À UFMA, pelo ensino gratuito e de qualidade.

A CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) pelo apoio financeiro. À FAPEMA (Fundação de Amparo à Pesquisa e ao Desenvolvimento Científico e Tecnológico do Maranhão) pelo apoio ao Laboratório de Mercados Elétricos da UFMA.

A todos aqueles que contribuíram direta ou indiretamente para realização deste trabalho.

“A persistência é o caminho do êxito”

(Charles Chaplin)

Resumo

Neste trabalho apresenta-se uma metodologia para um projeto coordenado de estabilizadores de sistemas de potência (ESP) ou PSS (*power system stabilizers*) com estruturas modernas, com vistas à melhoria da estabilidade angular de sistemas de energia elétrica (SEE). O objetivo dos ESP é fornecer adequado torque de amortecimento aos SEE, quando estes estão sujeitos a oscilações eletromecânicas de baixa frequência. Nas três últimas décadas as estruturas dos ESP de parâmetros fixos incorporaram um conjunto de funcionalidades que muito contribuiu para o amortecimento de oscilações eletromecânicas e efetividade frente a perturbações severas no SEE. Dentre estas funcionalidades, encontra-se a inserção de sinais remotos em sua malha de controle que possibilita a sua aplicação em sistemas de medição de área ampla (*wide-area measurement system* - WAMS). O projeto coordenado dos estabilizadores é formulado como um problema de otimização multiobjetivo com a finalidade de maximizar o amortecimento dos autovalores dominantes do SEE em malha fechada e para várias condições de operação. Também, aumentar a região de estabilidade transitória através da minimização da correspondente função de energia transitória e considerando a robustez dos controladores mediante a teoria da perturbação de matrizes. Os sinais remotos dos estabilizadores são modelados através da aproximação de Padé. Técnicas de inteligência artificial (IA) são aplicadas para o projeto coordenado e robusto dos estabilizadores e garantir o amortecimento mínimo adequado. A metodologia proposta foi aplicada a dois sistemas teste, um modelo equivalente brasileiro de 5 geradores e 7 barras e um equivalente reduzido do sistema interligado NETS-NYPS (*New England test system – New York power system*) de 16 geradores e 68 barras.

Palavras-chave: Controladores com sinais locais e remotos, estabilidade angular, estabilizador de sistemas de potência, inteligência artificial, sistemas de energia elétrica.

Abstract

This work presents a methodology for the coordinated and robust design of power system stabilizers (PSS) of modern structures, aiming to improve the angular stability of electric power systems (EPS). The objective of PSS is to provide adequate damping torque to the power systems when they experience low-frequency electromechanical oscillations. In the last three decades, PSS with fixed structures have incorporated a set of functionalities that greatly contribute to the damping of electromechanical oscillations and effectiveness against severe perturbations occurrence in the EPS. Among these functionalities is the insertion of remote signals in the control loops that allows its application in wide-area measurement systems (WAMS). The coordinated design of the stabilizers is formulated as a multi-objective optimization problem to maximize the damping of the dominant eigenvalues of the EPS in closed-loop and for various operating conditions, to increase the transient stability region by minimizing the corresponding transient energy function and considering the robustness of the controllers through the matrix perturbation theory. The Padé approximation has modeled adequately the remote signals of stabilizers. Artificial intelligence (AI) techniques for the coordinated and robust design of the stabilizers and ensure adequate minimum damping are used. The proposed methodology was applied to two test systems, a Brazilian 5-generator and 7-bus equivalent model, and a reduced equivalent of the NETS-NYPS (New England test system – New York power system) 16-generator and 68-bus interconnected system.

Keywords: Controllers with local and remote signals, angular stability, power system stabilizer, artificial intelligence, electric power systems.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Componentes do sistema de excitação.....	16
Figura 2: Modelo DC4B.....	18
Figura 3: Modelo do STA1.....	18
Figura 4: Modelo do PSS convencional.....	19
Figura 5: Modelo PSS2B com M=5 e N=1.....	20
Figura 6: Modelo PSS4B.....	20
Figura 7: Modelo dos transdutores utilizados no PSS4B.....	21
Figura 8: Resposta ao degrau para uma aproximação de Padé de 1ª e 2ª ordem.....	23
Figura 9: Esquema geral do modo de aplicação dos PSS com e sem sinal remoto.....	24
Figura 10: Modelo do WPSS.....	25
Figura 11: Modelo do MFMBPSS.....	25
Figura 12: Mode-Shape do modo N/S.....	28
Figura 13: Comportamento de V_{EC} em função do tempo.....	40
Figura 14: comportamento de $\dot{\omega}_2$	41
Figura 15: Formiga-leão.....	46
Figura 16: Armadilha construída pela formiga-leão.....	46
Figura 17: Lobo-cinzento caçando uma grande presa.....	51
Figura 18: Hierarquia dos lobos cinzentos.....	51
Figura 19: Orientação transversal.....	54
Figura 20: Voo em espiral em torno de uma fonte de luz.....	54
Figura 21: Espiral logarítmica e o espaço de busca.....	56
Figura 22: Obtenção da matriz de estado com o PacDyn.....	72
Figura 23: Execução do programa ANATEM.....	73
Figura 24: Fluxograma para a metodologia proposta.....	76
Figura 25: Diagrama unifilar do sistema JcIta.....	78
Figura 26: Polos em malha aberta do sistema JcIta.....	78
Figura 27: Sistema JcIta com WPSS instalado no gerador 4.....	79
Figura 28: Sistema JcIta com MBMFPSS instalado no gerador 4.....	80
Figura 29: Comportamento dos ângulos com a saída da linha 5-6.....	81
Figura 30: Variação do tempo de atraso no sistema JcIta.....	85
Figura 31: Impacto do tempo de atraso no amortecimento do JcIta com MFMBPSS.....	85

Figura 32: Impacto do tempo de atraso no amortecimento do JcIta com WPSS	86
Figura 33: Ângulo dos geradores- caso (1)- sistema JcIta com MFMBPSS	87
Figura 34: Tensão das barras de geração- caso (1)- sistema JcIta com MFMBPSS	87
Figura 35: Ângulo dos geradores- caso (2)- sistema JcIta com MFMBPSS	88
Figura 36: Tensão das barras de geração- caso (2)- sistema JcIta com MFMBPSS	88
Figura 37: Ângulo dos geradores- caso (3)- sistema JcIta com MFMBPSS	89
Figura 38: Tensão das barras de geração- caso (3)- sistema JcIta com MFMBPSS	89
Figura 39: Ângulo dos geradores- caso (1)- sistema JcIta com WPSS	90
Figura 40: Tensão das barras de geração- caso (1)- sistema JcIta com WPSS	90
Figura 41: Ângulo dos geradores- caso (2)- sistema JcIta com WPSS	91
Figura 42: Tensão das barras de geração- caso (2)- sistema JcIta com WPSS	91
Figura 43: Ângulo dos geradores- caso (3)- sistema JcIta com WPSS	92
Figura 44: Tensão das barras de geração- caso (3)- sistema JcIta com WPSS	92
Figura 45: Saída dos PSS- caso (1)- sistema JcIta	93
Figura 46: Saída dos PSS- caso (2)- sistema JcIta	93
Figura 47: Saída dos PSS- caso (3)- sistema JcIta	94
Figura 48: Diagrama unifilar do sistema NETS-NYPS.....	95
Figura 49: Polos em malha aberta do sistema NETS-NYPS.....	96
Figura 50: Comportamento dos ângulos com a aplicação da perturbação 5 da Tabela 13.....	97
Figura 51: Polos em malha fechada do WPSS e MFMBPSS- Sistema NETS-NYPS	99
Figura 52: Amortecimento mínimo do NETS-NYPS com WPSS e MFMBPSS.....	99
Figura 53: Parâmetros MBPSS gerador 1 para o NETS-NYPS	100
Figura 54: Parâmetros MBPSS gerador 2 para o NETS-NYPS	100
Figura 55: Parâmetros MBPSS gerador 3 para o NETS-NYPS	101
Figura 56: Parâmetros MBPSS gerador 4 para o NETS-NYPS	101
Figura 57: Parâmetros MBPSS gerador 5 para o NETS-NYPS	102
Figura 58: Parâmetros MBPSS gerador 6 para o NETS-NYPS	102
Figura 59: Parâmetros MBPSS gerador 7 para o NETS-NYPS	103
Figura 60: Parâmetros MBPSS gerador 8 para o NETS-NYPS	103
Figura 61: Parâmetros MBPSS gerador 9 para o NETS-NYPS	104
Figura 62: Parâmetros MFMBPSS gerador 10 para o NETS-NYPS	104
Figura 63: Parâmetros MBPSS gerador 11 para o NETS-NYPS	105
Figura 64: Parâmetros MBPSS gerador 12 para o NETS-NYPS	105

Figura 65: Constante de tempo para o PSS do gerador 1 para o NETS-NYPS.....	106
Figura 66: Constante de tempo para o PSS do gerador 2 para o NETS-NYPS.....	106
Figura 67: Constante de tempo para o PSS do gerador 3 para o NETS-NYPS.....	106
Figura 68: Constante de tempo para o PSS do gerador 4 para o NETS-NYPS.....	107
Figura 69: Constante de tempo para o PSS do gerador 5 para o NETS-NYPS.....	107
Figura 70: Constante de tempo para o PSS do gerador 6 para o NETS-NYPS.....	107
Figura 71: Constante de tempo para o PSS do gerador 7 para o NETS-NYPS.....	108
Figura 72: Constante de tempo para o PSS do gerador 8 para o NETS-NYPS.....	108
Figura 73: Constante de tempo para o PSS do gerador 9 para o NETS-NYPS.....	108
Figura 74: Constante de tempo para o WPSS do gerador 10 para o NETS-NYPS.....	109
Figura 75: Constante de tempo para o PSS do gerador 11 para o NETS-NYPS.....	109
Figura 76: Constante de tempo para o PSS do gerador 12 para o NETS-NYPS.....	109
Figura 77: Ganhos dos PSS para o NETS-NYPS.....	110
Figura 78: Variação do tempo de atraso no sistema NETS-NYPS	111
Figura 79: Impacto do tempo de atraso no amortecimento do NETS-NYPS com MFMBPSS	112
Figura 80: Impacto do tempo de atraso no amortecimento do NETS-NYPS com WPSS	112
Figura 81: Ângulo dos geradores 13-16, caso (1)- sistema NETS-NYPS.....	114
Figura 82: Fluxo de potência ativa da linha 27-53- caso (1)- sistema NETS-NYPS	114
Figura 83: Ângulo de todos os geradores- caso (2)- sistema NETS-NYPS	115
Figura 84: Tensão nas barras de geração- caso (2)- sistema NETS-NYPS.....	115
Figura 85: ($\omega_3 - \omega_{16}$)- caso (3)- sistema NETS-NYPS	116
Figura 86: ($\omega_9 - \omega_{16}$)- caso (3)- sistema NETS-NYPS	116
Figura 87: ($\omega_{15} - \omega_{16}$)- caso (3)- sistema NETS-NYPS.....	117
Figura 88: Ângulo de todos os geradores- caso (4)- sistema NETS-NYPS	117

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Procedimento básico do ALO.....	50
Tabela 2: Procedimento para o algoritmo GWO.....	53
Tabela 3: Procedimento para o algoritmo MFO.....	57
Tabela 4: Procedimento para o algoritmo PSO.....	61
Tabela 5: Procedimento para o algoritmo QPSO.....	61
Tabela 6: Condições de operação para o sistema JcIta.....	78
Tabela 7: Valores de PI- sistema JcIta.....	80
Tabela 8: Parâmetros do WPSS- sistema JcIta.....	82
Tabela 9: Parâmetros do MFMBPSS- sistema JcIta.....	82
Tabela 10: Amortecimento e índices de estabilidade transitória obtidos pelas técnicas de IA- JcIta.....	84
Tabela 11: Teste de robustez do WPSS e MFMBPSS para o JcIta.....	84
Tabela 12: Condições de operação para o sistema NETS-NYPS.....	95
Tabela 13: Valores de PI- sistema NETS-NYPS.....	97
Tabela 14: Amortecimento e índices de estabilidade transitória obtidos pelas técnicas de IA- NETS-NYPS.....	98
Tabela 15: Parâmetros do bloco remoto do MFMBPSS e WPSS para o NET-NYPS.....	110
Tabela 16: Teste de robustez do WPSS e MFMBPSS para o NETS-NYPS.....	111

Lista de Abreviaturas

SEP	: Sistemas Eléctricos de Potência
SEE	: Sistemas de Energia Elétrica
ONS	: Operador Nacional do Sistema Eléctrico
PSS	: <i>Power System Stabilizer</i>
IEEE	: <i>The Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
MBPSS	: <i>Multiband Power System Stabilizer</i>
WAMS	: <i>Wide-area Measurement System</i>
AVR	: <i>Automatic Voltage Regulator</i>
ANATEM	: Análise de Transitórios Eletromecânicos
ANAREDE	: Análise de Redes
CEPEL	: Centro de Pesquisas de Energia Elétrica
IA	: Inteligência Artificial
CA	: Corrente Alternada
GD	: Geração Distribuída
CC	: Corrente Contínua
DC4B	: Modelo de AVR
STA1	: Modelo de AVR
GOV	: Regulador de Velocidade
Hz	: Hertz
BPA	: <i>Bonneville Power Administration</i>
PMU	: <i>Phasor Measurement Units</i>
GPS	: <i>Global Positioning System</i>
PDC	: <i>Phasor Data Concentrator</i>
ms	: Milisegundos
CPSS	: <i>Conventional PSS</i>
WPSS	: <i>Wide PSS</i>
MFMBPSS	: <i>Multifunctional Multiband Power System Stabilizer</i>
SIN	: Sistema Interligado Nacional
TEF	: <i>Transient Energy Function</i>
RPM	: Rotações Por Minuto
MPE	: Método dos Produtos Escalares

PEBS	: <i>Potential Energy Boudary Surface</i>
PSO	: <i>Particle Swarm Optimization</i>
IE	: Inteligência de Enxame
NFL	: <i>No Free Lunch Theorem</i>
ALO	: <i>Ant Lion Optimization</i>
RW	: <i>Random Walks</i>
GWO	: <i>Grey Worf Optimization</i>
MFO	: <i>Moth Flame Optimization</i>
QPSO	: <i>Quantum Behaved Particle Swarm Optimization</i>
FACTS	: <i>Flexible Alternating Current Transmission System</i>
HVDC	: <i>High-Voltage Direct Current</i>
MATLAB	: <i>Matrix Laboratory</i>
POM	: Problema de Otimização Multiobjetivo
JcIta	: Sistema Sul- Sudeste simplificado
NETS-NYPS	: Sistema Interligado <i>New England- New York</i>
ATDC	: <i>Adaptive Time Delay Compensator</i>
CDU	: Controladores Definidos pelo Usuário
rad	: Radianos
p.u	: Por unidade

Lista de Símbolos

V_t	: Tensão terminal da máquina síncrona
V_d	: Tensão terminal de eixo direto da máquina síncrona
V_q	: Tensão terminal em quadratura da máquina síncrona
P_t	: Potência ativa terminal da máquina síncrona
P_e	: Potência elétrica da máquina síncrona
I_d	: Corrente terminal de eixo direto da máquina síncrona
I_q	: Corrente terminal em quadratura da máquina síncrona
R_a	: Resistência de armadura da máquina síncrona
H	: Constante de inércia
T_m	: Torque mecânico
T_e	: Torque elétrico
D	: Coeficiente de amortecimento
ω_s	: Velocidade síncrona
ω_r	: Velocidade do rotor da máquina síncrona
δ	: Posição angular do rotor da máquina síncrona em relação a uma referência que gira na velocidade síncrona
E'_d	: Tensão transitória de eixo direto
E''_d	: Tensão subtransitória de eixo direto
E'_q	: Tensão transitória de eixo em quadratura
E''_q	: Tensão subtransitória de eixo em quadratura
T'_{d0}	: Constante de tempo de circuito aberto transitório de eixo direto
T''_{d0}	: Constante de tempo de circuito aberto subtransitório de eixo direto
T'_{q0}	: Constante de tempo de circuito aberto transitório de eixo em quadratura
T''_{q0}	: Constante de tempo de circuito aberto transitório de eixo em quadratura
X'_d	: Reatância transitória de eixo direto
X''_d	: Reatância subtransitória de eixo direto
X'_q	: Reatância transitória de eixo em quadratura
X''_q	: Reatância subtransitória de eixo em quadratura

E_{fd}	: Tensão de campo
X_l	: Reatância de dispersão
X_p	: Reatância síncrona de <i>Potier</i>
(A, B, C)	: Constantes ajustadas para representar a curva de saturação
K_a	: Ganho do amplificador do AVR
T_a	: Constante de tempo do amplificador do AVR
K_f	: Ganho do estabilizador do AVR
T_f	: Constante de tempo do estabilizador do AVR
T_e	: Constante de tempo do sistema de medição do AVR
S_E	: Saturação da excitatriz
V_{ref}	: Tensão de referência
V_{pss}	: Sinal de Saída do PSS
K_{pss}	: Ganho do PSS
T_w	: Constante de tempo do bloco <i>washout</i>
T_1	: Primeira constante de tempo do bloco <i>lead-lag</i>
T_2	: Segunda constante de tempo do bloco <i>lead-lag</i>
T_3	: Terceira constante de tempo do bloco <i>lead-lag</i>
T_4	: Quarta constante de tempo do bloco <i>lead-lag</i>
$\Delta\omega$: Desvio de velocidade da máquina síncrona
$\Delta\omega_{L-l}$: Sinal de entrada das bandas baixa e intermediária do MBPSS
$\Delta\omega_H$: Sinal de entrada das bandas alta do MBPSS
e	: Número de Euler
T_d	: Tempo de atraso ou <i>delay</i>
f_i	: Frequência da barra i
θ_i	: Ângulos da barras i
t_0	: Tempo inicial
\mathbf{A}	: Matriz de estado
λ	: Autovalor
ϕ	: Autovalor à direita
ψ	: Autovalor à esquerda
p_{ki}	: Fator de participação
R_i	: Resíduo modal

σ	: Parte real do autovalor
ω	: Parte imaginária do autovalor
f	: Frequência do modo de oscilação
ζ	: Razão de amortecimento
π	: número pi (3,14...)
P_m	: Entrada de potência mecânica da máquina síncrona
δ_{COI}	: Ângulo elétrico do COI
ω_{COI}	: Velocidade angular do COI
N_g	: Número de geradores em um SEP
Σ	: Somatório
θ_i	: Posição angular do rotor da máquina síncrona em relação ao COI
Ω_i	: Velocidade do rotor da máquina síncrona com relação ao COI
P_a	: Potência acelerante
P_{COI}	: Potência acelerante do COI
$V(\theta, \Omega)$: Função de energia transitória
M_i	: Coeficiente de inércia
∞	: infinito
$V_{EC}(\Omega)$: Função de energia cinética
$V_{EP}(\theta)$: Função de energia potencial
$V_{POS}(\theta)$: Função de energia de posição
$V_{MAG}(\theta)$: Função de energia de magnetização
$V_{DIS}(\theta)$: Função de energia de dispersão
\mathfrak{R}^n	: Conjunto das n -uplas ordenadas de números reais
<i>cumsum</i>	: Soma cumulativa
<i>iter_{max}</i>	: Número máximo de iterações
<i>t</i>	: Iteração corrente
<i>rand</i>	: Números aleatórios uniforme
M_{ant}	: Matriz de posição das formigas
M_{al}	: Matriz de posição das formigas leão
F_{ant}	: Vetor de fitness das formigas
F_{al}	: Vetor de fitness das formigas leão
M	: Matriz de posição das mariposas

OM	: Vetor de fitness das mariposas
F	: Matriz de posição das chamas
OF	: Vetor de fitness das chamas
\cos	: Função cosseno
\sen	: Função seno
$Pbest$: Melhor posição encontrada pela partícula i
$Gbest$: Melhor posição alcançada pelo enxame
\ln	: Logaritmo natural
$\ A\ _F$: Norma de Frobenius
$\ A\ _2$: Norma dois
A^t	: Transposta de uma matriz
\tilde{A}	: Matriz perturbada
$\kappa_2(\Phi)$: Número de condicionamento espectral
t_{sim}	: Tempo de simulação da estabilidade transitória
$V_{ECcorr}(\Omega)$: Energia transitória cinética corrigida
ζ_{min}	: Mínima razão de amortecimento

SUMÁRIO

	Página
1.1. Introdução	1
1.2. Justificativa.....	5
1.3. Objetivos	5
1.3.1. Objetivo Geral	5
1.3.2. Objetivos específicos.....	5
1.4. Metodologia	6
1.5. Estrutura do trabalho	6
2. Estabilidade angular e sistema de controle em SEP	8
2.1. Introdução aos Sistemas Elétricos de Potência	8
2.2. Controle de SEP	9
2.3. Conceitos de estabilidade	10
2.4. Modelo do sistema elétrico de potência	11
2.5. Estabilidade a pequenas perturbações	26
2.6. Estabilidade transitória.....	30
3. Técnicas de Inteligência Artificial.....	42
3.1. Introdução.....	42
3.2. Por que desenvolver novas técnicas de IA?	44
3.3. Um breve histórico	44
3.4. Ant Lion Optimization (ALO)	45
3.5. Grey Worf Optimization (GWO).....	50
3.6. Moth-Flame Optimization (MFO)	53
3.7. Quantum PSO (QPSO).....	58
4. Metodologia proposta	62
4.1. O problema abordado	62
4.2. Robustez	64
4.3. Teoria da perturbação	64
4.4. Metodologia proposta.....	67
5. Resultados e Simulações	77
5.1. Introdução.....	77
5.2. Sistema JcIta.....	77
5.3. Sistema NETS-NYPS.....	94
6. Conclusão	119

6.1. Conclusão Geral.....	119
6.2. Trabalhos futuros	121
Apêndice A	122
Apêndice B	126
Apêndice C	127
Referências	143

Capítulo 1

1.1. Introdução

O conhecimento dos aspectos de estabilidade de um sistema elétrico é de vital importância, tendo em vista que um dos objetivos principais dos operadores dos sistemas, independente da estrutura básica dos mercados elétricos nos quais os sistemas de potência são operados, é garantir que o sistema opere com segurança, isto é, que o sistema permaneça estável, mesmo no caso de certos eventos inesperados ou contingências, como a saída de uma linha de transmissão ou perda de um importante gerador. Ademais, no contexto dos mercados elétricos competitivos, a segurança do sistema tem um efeito direto e significativo sobre os preços de eletricidade. Manter a confiabilidade e segurança de um Sistema Elétrico de Potência (SEP) 100% é algo não prático, pois existem fatores como os erros humanos e as ações intempestivas da natureza, além do elevado custo.

É necessário, então, explorar estratégias operacionais, por meio da análise e treinamento, e novas estratégias de controle a partir do emprego de avanços tecnológicos, a fim de minimizar o risco de blecaute e saídas de linhas em cascata devido a uma simples perturbação. Na prática, a indústria tem utilizado técnicas determinísticas para avaliar a segurança do SEP (ANDERSSON, DONALEK, *et al.*, 2005). O SEP é dimensionado segundo o critério de segurança N-1, o que significa que é capaz de permanecer operando sem interrupção do fornecimento de energia, perda da estabilidade do sistema, violação de padrões de grandezas elétricas e sem atingir limites de sobrecarga de equipamentos e instalações mesmo com a indisponibilidade de um elemento (contingência simples). A principal limitação deste critério é não considerar múltiplas saídas. Por outro lado, o critério N-2 permite que o SEP continue operando com a perda de até dois elementos. Com o critério N-3, por sua vez, considerado mais severo, embora perdendo três elementos, ainda é possível continuar operando o SEP (ONS, 2016).

A estabilidade do SEE (Sistema Elétrico de Potência) é a habilidade que esses sistemas possuem de atingir um ponto de equilíbrio na operação em regime permanente após a ocorrência de uma perturbação. As perturbações podem ser de dois tipos:

pequenas ou grandes (severas). A análise do comportamento do sistema, quando diante de grandes perturbações, refere-se ao estudo da estabilidade transitória. Entretanto, pequenas perturbações caracterizam o estudo da estabilidade a perturbação pequena (ou a pequeno sinal). Matematicamente, uma perturbação é considerada pequena se as equações que descrevem o comportamento do sistema podem ser linearizadas. Já o estudo da estabilidade transitória exige modelos não lineares, e a técnica normalmente utilizada para resolver as equações algébricas e diferenciais não lineares do SEP é a simulação no domínio do tempo (ou métodos indiretos).

Os sistemas interligados de energia elétrica são mundialmente aceitos e tem mais benefícios do que desvantagens, como por exemplo, o aumento da confiabilidade, flexibilidade, continuidade, segurança e economia. Entretanto, oscilações eletromecânicas entre geradores e áreas do sistema passaram a surgir após o processo de interligações de SEPs. As oscilações eletromecânicas de baixa frequência são comumente relacionadas às interações das oscilações do ângulo do rotor das máquinas geradoras e caracterizam o principal motivo de instabilidade provocada por pequenas perturbações. No contexto deste trabalho, as oscilações eletromecânicas de baixa frequência podem ser classificadas em modos locais e modos interárea. Tal classificação é detalhada nos capítulos posteriores.

Tradicionalmente, o amortecimento das oscilações eletromecânicas de baixa frequência é fornecido através da instalação de Estabilizadores de Sistema de Potência (no inglês, *Power System Stabilizers* – PSS). Os PSS foram inicialmente derivados dos sinais de velocidade do rotor, potência elétrica ou frequência terminal. Atualmente, no entanto, o PSS baseado no sinal de potência acelerante ganhou um uso generalizado, constituindo a solução padrão para problemas de oscilações eletromecânicas em geradores. Este PSS com duas entrada foi padronizado pelo IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) como PSS2B. Mais recentemente, foi proposto o estabilizador de duas entradas multibanda (MBPSS) e padronizado pelo IEEE como PSS4B (DE MARCO, MARTINS, *et al.*, 2012).

Estes tipos de PSS podem amortecer modos locais de maneira efetiva, enquanto sua eficácia nos modos interárea é reduzida, pois tais modos não são observáveis/controláveis diretamente de sinais locais provenientes do gerador (YAO, JIANG, *et al.*, 2011).

Com o rápido desenvolvimento dos sistemas de medição de área ampla (*Wide-area Measurement System*- WAMS), controladores utilizando sinais remotos obtidos

através dos sistemas WAMS foram propostos para melhorar as oscilações interárea. A utilização dos sinais remotos tornou mais fácil a implementação de controladores globais. Os controladores globais podem usar indistintamente sinais locais ou remotos, bem como uma combinação de ambos. O uso de sinais remotos é importante para o caso de modos interárea, onde a observabilidade dos modos ocorre em uma área e a controlabilidade ocorre em outra (MARINI, 2005).

Entretanto, não é só o emprego destes controladores uma condição suficiente para garantir um sistema estável, como, também, uma sintonização robusta e coordenada dos seus parâmetros. Este problema pode ser modelado por meio do conceito de otimização ou programação matemática. A literatura apresenta diversos algoritmos, cada um com suas vantagens e desvantagens, para resolver este problema. Métodos clássicos baseados na resposta em frequência e no posicionamento de polos foram largamente utilizados nas últimas décadas. Embora estes métodos tenham sido bem estabelecidos, as restrições na expansão dos sistemas, as restrições econômicas, a interconexão com grandes sistemas, a incorporação de sinais remotos ao sistema elétrico, a inserção de fontes renováveis de energia, o emprego dos armazenadores de energia e a robustez dos sistemas elétricos diante de perturbações ainda motivam a procura por novas técnicas para sintonização simultânea dos parâmetros destes controladores (DILL, 2013).

O objetivo do projeto de sistemas robustos é garantir o desempenho do sistema a despeito das imprecisões e das alterações do modelo. Convém ressaltar que um sistema é dito robusto quando apresenta mudanças aceitáveis no desempenho devido a alterações (no caso do SEP isto pode estar ligado à mudança no ponto de equilíbrio ou ponto de operação) ou inexatidões do modelo. O problema de controle robusto é geralmente dividido nos problemas de estabilização robusta e de desempenho robusto. O primeiro problema busca garantir estabilidade frente a uma classe de perturbações, enquanto o segundo objetiva também garantir algum desempenho mínimo. O projeto de sistemas de controle robusto é baseado em duas etapas: determinar a estrutura do controlador e ajustar os parâmetros do controlador para fornecer um desempenho ótimo do sistema.

A estrutura do controlador é escolhida de modo que a resposta do sistema possa atender a determinado critério de desempenho. Diversas classes de técnicas são aplicadas no ajuste dos parâmetros dos controladores, tais como H_{∞} (TARANTO e

CHOW, 1995), síntese μ (BOUKARIM, WANG, *et al.*, 2000) e técnicas de inteligência artificial.

Os parâmetros obtidos para os PSS, no entanto, são baseados no modelo linear do SEP para certos pontos de operação (YUAN e FANG, 2009). Sendo assim, se a aproximação linear do SEP é estritamente estável, com todas as raízes no semiplano esquerdo, então o sistema não linear terá uma região de estabilidade em torno do ponto de equilíbrio onde a aproximação linear é aplicada. Quando se pretende controlar sistemas não lineares utilizando os métodos de controle linear, estes, de um modo geral, apenas permitem um bom desempenho dentro de uma pequena gama de operação do sistema. Fora dela, o desempenho é péssimo ou mesmo instável (FRANKLIN, POWELL e EMAMI-NAEINI, 2013). Boa parte das vantagens que acreditamos se originar de posição de pólos desaparece em uma simulação não-linear no domínio do tempo, uma vez que, existe a modelagem de limitadores implementados nos PSS e AVR (*Automatic Voltage Regulator*), além de outros blocos de natureza não linear.

É importante destacar que não existe um método geral para se lidar com todos os sistemas não lineares, porque as equações diferenciais não lineares praticamente não permitem um método geral de estudo. Como não há um método geral, é possível tomar cada equação não linear ou um grupo de equações similares individualmente e tentar desenvolver um método de análise que se aplicará satisfatoriamente para aquele grupo particular. Uma maneira de se analisar e projetar um grupo particular de sistemas de controle não lineares, em que o grau de não linearidade é pequeno, é empregar técnicas de linearização equivalente e resolver o problema linearizado obtido. Outras formas de analisar e projetar sistemas de controle não lineares, que podem ser altamente não lineares, incluem a atual solução das equações diferenciais não lineares ou simplificações destas por meio de técnicas do plano de fase ou aplicando técnicas baseadas no segundo método de Lyapunov.

O segundo método de Lyapunov pode ser aplicado na análise de estabilidade de qualquer sistema não linear, mas sua aplicação pode ser prejudicada devido à dificuldade de se achar funções de Lyapunov para sistemas não lineares complexos. Com o advento da tecnologia dos atuais computadores, é possível estudar problemas não lineares utilizando novos métodos de análise (incluindo as técnicas de simulação no domínio do tempo). Quando a complexidade de um sistema não permite o uso da abordagem analítica, as simulações em computadores podem ser muito vantajosas para que se obtenha a informação necessária para fins de projeto (OGATA, 2011).

1.2. Justificativa

Os PSS evoluíram bastante com relação aos utilizados nos primórdios desta tecnologia. Nestas três últimas décadas, eles passaram a incorporar um conjunto de funcionalidades que muito contribui para o amortecimento de oscilações eletromecânicas e efetividade frente a severas perturbações no SEP. Dentre estas funcionalidades, encontra-se a inserção de sinais remotos em sua malha de controle. A sintonização robusta de PSS com sinais remotos é um assunto relativamente novo e vem sendo abordado de maneira contínua na literatura especializada. Porém, a sintonização robusta dos modernos PSS com a utilização de sinais remotos ainda não foi abordado na literatura, uma vez que, possui alguns desafios, como por exemplo, o grande número de parâmetros envolvidos na etapa de sintonização, a existência de atrasos de tempo associados ao sinal remoto e robustez diante de mudanças na operação do sistema elétrico.

1.3. Objetivos

1.3.1. Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho é a sintonização robusta de modelos PSS utilizando sinais remotos para sistemas elétricos de potência.

1.3.2. Objetivos específicos

Os objetivos específicos são:

- I. Contribuir para a discussão sobre estratégias de coordenação e sintonização robusta de PSS em SEP com a finalidade de melhorar ambos os tipos de estabilidade eletromecânica: pequenas perturbações e grandes perturbações (muito conhecida por estabilidade transitória).
- II. Aplicar índices de robustez considerando a teoria da perturbação em matrizes.

- III. Empregar técnicas de inteligência artificial ao problema proposto. As funções objetivas utilizadas são do tipo não suaves e não convexas e o problema apresentado é do tipo multiobjetivo tornando as técnicas de IA (Inteligência Artificial) bastante adequadas para esta aplicação.
- IV. Aplicar a metodologia proposta a dois SEP. Os SEP utilizados neste trabalho foram publicados em uma Força Tarefa para Estudos de Dinâmica de SEP do Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (IEEE) e encontra-se na referência (CANIZARES, FERNANDES, *et al.*, 2017).

1.4. Metodologia

Para o desenvolvimento da presente pesquisa proposta, foi adotada a metodologia da pesquisa científica.

Inicialmente, foi realizada uma pesquisa bibliográfica dos principais modelos dinâmicos utilizados na literatura dos controladores PSS empregados em estudo da estabilidade angular. A seguir, foi necessário a familiarização com os programas ANAREDE (Análise de Redes), PacDyn e ANATEM (Análise de Transitórios Eletromecânicos), desenvolvidos pelo CEPEL (Centro de Pesquisas de Energia Elétrica), com o objetivo de implementar os modelos dinâmicos dos controladores PSS.

Igualmente, foram estudados os métodos de análise da estabilidade angular considerando a inserção dos controladores PSS. Para quantificar o nível de estabilidade angular a pequenas perturbações, normalmente, utiliza-se a razão de amortecimento. Em contrapartida, geralmente, o índice utilizado para quantificar a análise da estabilidade angular transitória é o máximo desvio angular dos geradores síncronos.

Para a resolução do problema abordado, foram utilizadas técnicas de IA baseadas em inteligência de enxames. Desta maneira, foi investigado o "estado da arte" das principais técnicas de IA encontradas na literatura consultada.

1.5. Estrutura do trabalho

Este trabalho contém seis capítulos, incluindo a introdução, sendo organizados da seguinte maneira:

Capítulo 2: apresenta conceitos relativos ao estudo da estabilidade angular em sistemas elétricos de potência, oferecendo um foco, também, à modelagem dinâmica dos SEP.

Capítulo 3: apresenta algumas modernas técnicas de inteligência artificial encontradas na literatura especializada.

Capítulo 4: descreve o problema abordado e, conjuntamente, a metodologia proposta. Ademais, neste capítulo os índices de desempenho e robustez são formulados com a ajuda da teoria da perturbação de matriz e da função de energia transitória corrigida.

Capítulo 5: os resultados da sintonização de controladores, utilizando a metodologia apresentada no capítulo 4, são apresentados neste capítulo. Dois sistemas testes são utilizados para avaliação dos resultados obtidos pelas técnicas de IA. Simulações no domínio do tempo, envolvendo o modelo não linear dos sistemas testes são também apresentadas neste capítulo.

Capítulo 6: a conclusão do trabalho é apresentada, bem como as perspectivas e propostas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

2. Estabilidade angular e sistema de controle em SEP

2.1. Introdução aos Sistemas Elétricos de Potência

O desenvolvimento dos sistemas de Corrente Alternada (CA) começou nos Estados Unidos em 1885, quando George Westinghouse (1846-1914) comprou as patentes americanas referentes aos sistemas de transmissão CA, que foram desenvolvidos por Lucien Gaulard (1850-1888) e Dixon Gibbs (1834-1912), de Paris. Em 1885, Willian Stanley (1858-1916), sócio de Westinghouse, instalou o primeiro sistema de distribuição experimental em CA, alimentando 150 lâmpadas na cidade de Great Barrington, em Massachusetts. A primeira linha de transmissão em CA, nos Estados Unidos, começou a operar em 1890 para transportar energia elétrica gerada em uma usina hidroelétrica desde *Willamette Falls* até *Portland*, Oregon, a uma distância de 20 km (STEVENSON, 1986).

As primeiras linhas de transmissão eram monofásicas e a energia, em geral, era utilizada apenas para iluminação. Ademais, os primeiros motores também eram monofásicos. Entretanto, Nicola Tesla apresentou um trabalho em 1888 descrevendo motores de indução e motores síncronos bifásicos. As vantagens dos motores polifásicos tornaram-se visíveis imediatamente, e na *Columbia Exhibition* de Chicago, em 1893, foi apresentado ao público um sistema de distribuição bifásico em CA. Depois disso, a transmissão de energia elétrica por corrente alternada, especialmente a corrente alternada trifásica, substituiu gradualmente os sistemas em corrente contínua (STEVENSON, 1986).

Até meados de 1920, os SEP eram operados como unidades individuais e se expandiram progressivamente de modo a atender todo o país. Neste contexto, surgiu a necessidade da interligação do SEP a sistemas vizinhos visando à transferência de grandes blocos de potência e maior confiabilidade em sua operação. Porém, o processo de interligação destes sistemas trouxe muitos e novos problemas, sendo que a maioria já foi resolvida satisfatoriamente. A interligação provoca o aumento da corrente que circula quando ocorre um curto-circuito no sistema e requer a instalação de disjuntores de maior capacidade. A perturbação causada no sistema por um curto-circuito pode se

estender para os sistemas a ele interligados, a menos que os pontos de interconexão estejam equipados com relés e disjuntores apropriados. Os sistemas interligados devem ter não só a mesma frequência como, também, todos os geradores síncronos devem estar em sincronismo (STEVENSON, 1986).

Em geral, um SEP é definido como um conjunto de equipamentos que operam de maneira coordenada com o objetivo de fornecer energia elétrica aos consumidores, dentro de certos padrões de qualidade, segurança e custos, com o mínimo de impacto ambiental. Os SEP variam em dimensão e na estrutura de componentes, mas possuem as mesmas características básicas (KUNDUR, 1994):

- ✓ Possuem essencialmente o sistema trifásico de corrente alternada que opera a tensões constantes. Os equipamentos de geração e transmissão também são trifásicos, assim como as cargas industriais, residenciais e comerciais. Estes dois últimos em conjunto formam um sistema de carga trifásico balanceado;
- ✓ Utilizam máquinas síncronas para a geração de eletricidade. Máquinas motrizes convertem a fonte primária de energia (fóssil, nuclear e hidráulica) em energia mecânica que, por sua vez, é convertida em energia elétrica pelos geradores síncronos;
- ✓ O ponto de geração da energia elétrica geralmente se encontra muito distante dos consumidores. Assim sendo, esta potência é transmitida a grandes distâncias para distribuir aos consumidores finais. Isso requer a utilização de um sistema de transmissão que é composto de subsistemas que operam em diferentes níveis de tensão;
- ✓ É importante considerar o conceito de Geração Distribuída (GD). As GDs são pequenos geradores conectados diretamente ao sistema de distribuição perto das cargas.

2.2. Controle de SEP

A função de um SEP é converter energia de uma das formas encontradas na natureza na forma elétrica e transportá-la até os pontos de consumo. A energia raramente é consumida na forma elétrica, sendo convertida em outras formas de energia (por exemplo: calor, luz e energia mecânica). A vantagem da energia elétrica é que ela pode ser transportada e o controle desse processo é relativamente fácil com alto grau de

eficiência e confiabilidade. Um SEP projetado apropriadamente e operado deve atender aos seguintes princípios fundamentais (KUNDUR, 1994):

- O SEP deve ser capaz de atender de forma contínua às mudanças de carga na demanda de potência ativa e reativa. Diferentemente de outras formas de energia, a eletricidade não pode ser convenientemente armazenada em quantidades suficientes. Portanto, uma reserva girante adequada de potência ativa e reativa deve ser mantida e apropriadamente controlada a todo instante;
- O sistema deve suprir a energia satisfazendo um mínimo custo e, também, um mínimo impacto ambiental;
- A qualidade da energia suprida deve atender a mínimos padrões em termos de frequência, magnitude de tensão e nível de confiabilidade.

2.3. Conceitos de estabilidade

A estabilidade de um sistema de potência é definida como a habilidade de um sistema de energia elétrica, para uma determinada condição inicial de operação, recuperar um estado de equilíbrio operacional depois de submetido a uma perturbação física, com limitação das variáveis do sistema de forma que a integridade do sistema seja preservada (KUNDUR, PASERBA, *et al.*, 2004).

Para facilitar a identificação dos fatores essenciais que contribuem para a instabilidade, bem como para a criação de métodos que melhoram a operação estável, é útil classificá-la em categorias. Essa classificação é baseada nas seguintes considerações:

- A natureza física da estabilidade;
- Magnitude da perturbação considerada;
- Os equipamentos, os processos e o domínio do tempo que devem ser considerados de forma a determinar a estabilidade;
- O método mais apropriado para o cálculo ou previsão da estabilidade.

A literatura classifica a estabilidade dos SEPs em três tipos: a angular (ou eletromecânica), a de tensão e a de frequência. A estabilidade de tensão é definida como a capacidade de um sistema de potência de manter tensões estáveis nas barras do sistema após a ocorrência de uma perturbação para uma dada condição de operação (KUNDUR, PASERBA, *et al.*, 2004). Já a estabilidade de frequência é definida como a

capacidade de um sistema de potência de manter a frequência estável após a ocorrência de um distúrbio severo, resultando em um desequilíbrio entre a geração e a carga (KUNDUR, PASERBA, *et al.*, 2004).

Neste trabalho, prioriza-se o estudo da estabilidade angular, que é definida como a capacidade que os ângulos dos rotores dos geradores síncronos possuem de continuar ou não em sincronismo, que ocorre quando os geradores síncronos permanecem na mesma velocidade, após a ocorrência de perturbações no sistema de potência (KUNDUR, PASERBA, *et al.*, 2004).

2.4. Modelo do sistema elétrico de potência

Para o estudo da estabilidade angular é necessário estabelecer um modelo (refere-se aos modelos dinâmicos) dos diversos componentes do sistema de potência. Neste trabalho, os componentes considerados nas simulações são os geradores síncronos, regulador automático de tensão e PSS. A seguir, é apresentada uma descrição detalhada de cada componente e dos modelos dinâmicos utilizados neste trabalho.

2.4.1. Geradores síncronos

Uma máquina síncrona é aquela em que uma corrente alternada flui no enrolamento de armadura, e uma excitação CC (Corrente Contínua) é fornecida ao enrolamento de campo (FITZGERALD, KINGSLEY JR e UMANS, 2006). Os geradores síncronos são a principal forma de fonte de energia elétrica nos atuais sistemas elétricos. Os condensadores síncronos são às vezes utilizados como fonte de potência reativa com o objetivo de controle de tensão (KUNDUR, 1994).

Os modelos e a análise de máquinas síncronas sempre foram um desafio. Desde 1920, até os dias atuais foram desenvolvidos em muitos programas para estudo da estabilidade de SEP diversos modelos, cada um com suas particularidades. Cada modelo está associado a um conjunto de equações que evidenciam o detalhamento que se deseja explorar. Os modelos 4 e 5 (modelos utilizados no Programa PacDyn) são detalhados a seguir, uma vez que, são utilizados nas simulações deste trabalho (PACDYN, 2007):

As equações (2.1)- (2.3) são comuns para os dois modelos:

Equação da tensão terminal:

$$V_t = V_d^2 + V_q^2 \quad (2.1)$$

Equação da potência ativa terminal:

$$P_t = V_d * I_d + V_q * I_q \quad (2.2)$$

Equação da potência ativa no entreferro:

$$P_e = P_t + R_a * (I_d^2 + I_q^2) \quad (2.3)$$

Onde V_t é a tensão terminal da máquina síncrona; V_d é a tensão de eixo direto no terminal da máquina síncrona; V_q é a tensão em quadratura no terminal da máquina síncrona; P_t é a potência ativa terminal da máquina síncrona; I_d é a corrente terminal de eixo direto; I_q é a corrente terminal em quadratura; R_a é a resistência de armadura e P_e é a potência elétrica.

Todos os modelos de máquinas síncronas utilizam a equação de oscilação (*swing*) (ver equações (2.4) e (2.5)) em estudos de estabilidade eletromecânica, considerando que todas as massas rotóricas estão concentradas em uma massa rotórica equivalente (PACDYN, 2007).

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d\omega_r}{dt} = T_m - T_e - D\omega_r \quad (2.4)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_r - \omega_s \quad (2.5)$$

Em que H é a constante de inércia da máquina síncrona dada pela relação entre a energia cinética da máquina e sua potência aparente; D é o coeficiente de amortecimento ($D=0$ neste trabalho); ω_r é a velocidade angular do rotor da máquina referenciada à velocidade síncrona; ω_s é a velocidade síncrona; δ é a posição angular do rotor da máquina síncrona em relação a uma referência que gira na velocidade síncrona; T_m é o torque mecânico no eixo da turbina e T_e é o torque elétrico.

Modelo 4:

As equações referentes ao modelo 4 das máquinas síncronas para estudo de estabilidade eletromecânica são apresentadas em (2.6) - (2.10) (PACDYN, 2007):

$$V_q = E_q'' - \left(\frac{X_d'' - X_p}{SAT_d} + X_p \right) * I_d - R_a * I_q \quad (2.6)$$

$$\frac{dE_q'}{dt} = \frac{(E_{fd} - (X_d - X_d') * I_d - E_q' * SAT_d)}{T_{d0}'} \quad (2.7)$$

$$\frac{dE_d''}{dt} = \frac{((X_q - X_q'') * I_q - E_d'' * SAT_q)}{T_{q0}''} \quad (2.8)$$

$$\frac{dE_q''}{dt} = \frac{(E_q' * SAT_d - (X_d' - X_d'') * I_d - E_q'' * SAT_d)}{T_{d0}''} \quad (2.9)$$

$$V_d = E_d' + \left(\frac{X_q' - X_p}{SAT_q} + X_p \right) * I_q - R_a * I_d \quad (2.10)$$

As equações de saturação da máquina síncrona referentes ao modelo 4 em estudos de estabilidade eletromecânica são dadas por (2.11)-(2.13).

$$C_d = \frac{SFAC - 1,2}{1,27} \quad (2.11)$$

$$SAT_d = C_d * (V_q + R_a * I_q + X_p * I_d)^6 \quad (2.12)$$

$$SAT_q = \frac{X_q}{X_d} * C_d * (V_d + R_a * I_d - X_p * I_q)^6 \quad (2.13)$$

Modelo 5:

As equações referentes ao modelo 5 das máquinas síncronas para estudo de estabilidade eletromecânica são apresentadas em (2.14) e (2.19). Este modelo representa os efeitos transitórios e subtransitórios dos eixos d e q , mas não considera as variações dos parâmetros e das tensões da máquina síncrona com a frequência. A dinâmica do estator é desprezada (PACDYN, 2007).

$$V_d = E_d'' + X_q'' * I_q - R_a * I_d \quad (2.14)$$

$$V_q = E_q'' - X_d'' * I_d - R_a * I_q \quad (2.15)$$

$$\frac{dE_d'}{dt} = \frac{1}{T_{q0}'} \left[\left(\frac{X_q - X_q'}{X_q' - X_l} \right) * E_d'' - \left(\frac{X_q - X_l}{X_q' - X_l} \right) * E_d' + \left(\frac{(X_q - X_q') * (X_q'' - X_l)}{X_q' - X_l} \right) * I_q + SAT_q \right] \quad (2.16)$$

$$\frac{dE_q'}{dt} = \frac{1}{T_{d0}'} \left[E_{fd} + \left(\frac{X_d - X_d'}{X_d' - X_l} \right) * E_q'' - \left(\frac{X_d - X_l}{X_d' - X_l} \right) * E_q' - \left(\frac{(X_d - X_d') * (X_d'' - X_l)}{X_d' - X_l} \right) * I_d - SAT_d \right] \quad (2.17)$$

$$\frac{dE_d''}{dt} = \frac{\left((X_q' - X_q'') * I_q - E_d'' + E_d' \right)}{T_{q0}''} + \frac{(X_q'' - X_l)}{(X_q' - X_l)} * \frac{dE_d'}{dt} \quad (2.18)$$

$$\frac{dE_q''}{dt} = \frac{\left(-(X_d' - X_d'') * I_d - E_q'' + E_q' \right)}{T_{d0}''} + \frac{(X_d'' - X_l)}{(X_d' - X_l)} * \frac{dE_q'}{dt} \quad (2.19)$$

A saturação é dada por (2.20)-(2.23):

$$SAT = A * e^{B * (|E''| - C)} \quad (2.20)$$

$$SAT_d = \frac{E_q''}{|E''|} * SAT \quad (2.21)$$

$$SAT_q = - \frac{(X_q - X_l)}{(X_d - X_l)} * \frac{E_d''}{|E''|} * SAT \quad (2.22)$$

$$E'' = \sqrt{(E_q'')^2 + (E_d'')^2} \quad (2.23)$$

As notações utilizadas nos modelos 4-5 são: E_d' é a tensão transitória de eixo direto, E_d'' é a tensão subtransitória de eixo direto, E_q' é a tensão transitória de eixo em quadratura, E_q'' é a tensão subtransitória de eixo em quadratura, T_{d0}' é a constante de tempo de circuito aberto transitório de eixo direto, T_{d0}'' é a constante de tempo de circuito aberto subtransitório de eixo direto, T_{q0}' é a constante de tempo de circuito aberto transitório de eixo em quadratura, T_{q0}'' é a constante de tempo de circuito aberto subtransitório de eixo em quadratura, X_d' é reatância transitória de eixo direto, X_d'' é reatância subtransitória de

eixo direto, X'_q é reatância transitória de eixo em quadratura, X''_q é reatância subtransitória de eixo em quadratura, E_{fd} é a tensão de campo, X_l é a reatância de dispersão, X_p é a reatância síncrona de Potier e (A, B, C) são constantes ajustadas para representar a curva de saturação.

2.4.2. Regulador automático de tensão

A finalidade básica do sistema de excitação é fornecer corrente contínua para o circuito de campo da máquina síncrona. Ademais, o sistema de excitação realiza uma série de funções de controle e proteção, tais como o controle da tensão terminal, do fluxo de potência reativa, melhoria da estabilidade do sistema e assegurar que os limites de capacidade da máquina síncrona não sejam excedidos. Do ponto de vista do sistema de potência, os reguladores automáticos de tensão, ou simplesmente AVR (*Automatic Voltage Regulator*), devem ser capazes de responder, de forma rápida, a uma perturbação e, conseqüentemente, melhorar a estabilidade transitória, além de modular a corrente de campo para melhorar a estabilidade a pequenas perturbações (KUNDUR, 1994).

A Figura 1 ilustra os principais componentes de um sistema de excitação. Uma breve descrição de cada componente é dada abaixo (KUNDUR, 1994):

Excitatriz: fornece a potência CC (Corrente Contínua) ao campo da máquina síncrona, constituindo o estágio de amplificação de potência do sistema de excitação.

Regulador: gera o sinal de controle para a excitatriz, a partir dos sinais de entrada.

Transdutor de tensão terminal e compensador de carga: mede, retifica e filtra a tensão terminal e compara com a referência de tensão desejada. O compensador de carga é utilizado para manter a tensão em um ponto eletricamente distante da barra terminal

Estabilizador do sistema de potência: tem a função de amortecer oscilações eletromecânicas de baixa frequência em máquinas síncronas, introduzindo amortecimento adicional ao sistema de potência.

Limites e circuitos de proteção: incluem uma gama de funções de controle e proteção, cujo objetivo é garantir que os limites de capacidade do gerador síncrono e do seu correspondente sistema de excitação não sejam excedidos. Entre os limitadores estão os de sub e sobre-excitação, limitador volt por Hertz e limitador de tensão

terminal. Geralmente, estes circuitos de proteção não são representados em estudos convencionais de estabilidade eletromecânica, tendo em vista que sua atuação é lenta quando comparada com o tempo de análise da estabilidade (em torno de 10-20 segundos).

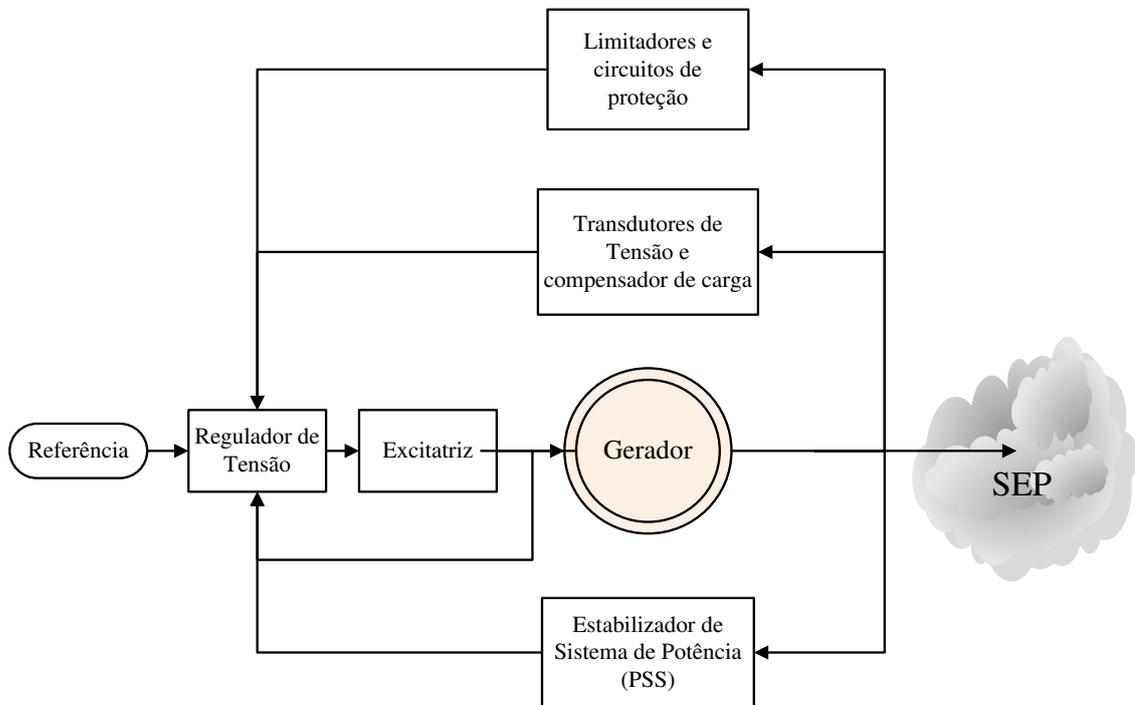


Figura 1: Componentes do sistema de excitação

Ao longo dos anos foram desenvolvidos diferentes modelos de sistemas de excitação. Nas referências (KUNDUR, 1994) e (GROUP, 1981), há uma detalhada descrição destes modelos que vêm sendo empregados nos atuais sistemas de potência. A seguir, é apresentado um resumo dos principais tipos:

Sistemas de excitação tipo CC: devido ao elevado custo de manutenção, atualmente, este modelo de excitação não é utilizado em grandes unidades de geração (WANG, SONG e IRVING, 2008). Entretanto, em alguns sistemas de potência, ainda existem os sistemas de excitação do tipo CC em operação. Estes sistemas utilizam um gerador de corrente contínua para fornecer corrente ao campo do gerador síncrono através de anéis coletores.

Sistemas de excitação do tipo CA: são sistemas que utilizam um gerador de corrente alternada para alimentar o campo do gerador principal. Ao contrário do tipo CC, a excitatriz é uma máquina CA com retificador, que pode ser estacionário ou rotativo.

Sistemas de excitação estáticos: são sistemas onde a corrente de excitação é alimentada a partir de um retificador controlado, que obtém sua potência diretamente dos terminais do gerador ou de um sistema de potência auxiliar localizado na usina, normalmente contendo baterias. No último, é possível se dar a partida da máquina síncrona com a rede desenergizada (*black start*). As baterias são geralmente carregadas a partir da rede elétrica (GÓMES-EXPÓSITO, CONEJO e CAÑIZARES, 2009). Estes sistemas apresentam uma resposta muito rápida e, nos atuais sistemas elétricos, são os mais empregados.

Em estudos de estabilidade angular existem diversos modelos de sistemas de excitação de diferentes fabricantes. Estes sistemas de excitação práticos geralmente possuem modelagem detalhada, o que torna os modelos extremamente complexos. Deste modo, é conveniente utilizar modelos de ordem reduzida, padronizados pelo IEEE (GROUP, 1981) e que são apropriados para estudos de estabilidade angular.

Dois modelos foram utilizados nas simulações deste trabalho. O primeiro tipo é um sistema de excitação do tipo CC denominado de DC4B. Este tipo de AVR é apresentado na Figura 2. O sinal de entrada para o controlador é o erro de tensão $V_{err} = V_{ref} - V_C$ do equipamento. A realimentação estabilizadora V_F é subtraída, e algumas vezes um sinal do PSS é adicionado, e ambos os sinais desaparecem em estado estacionário. O controlador é principalmente descrito pela constante de tempo dominante T_A e pela amplificação K_A . Os limites podem representar os efeitos de saturação ou limitações do fornecimento de potência. Para máquinas excitadas pelo shunt, o parâmetro K_E modela a configuração do regulador de campo. O termo S_E representa a saturação da excitatriz e é uma função da tensão de saída E_{fd} da excitatriz (GÓMES-EXPÓSITO, CONEJO e CAÑIZARES, 2009).

O segundo modelo, mais simples do que o primeiro, é um exemplo de modelo de sistemas de excitação estático ao qual é ilustrado na Figura 3. As constantes K_a representa o ganho CC do regulador e T_a é a constante de tempo do regulador, respectivamente.

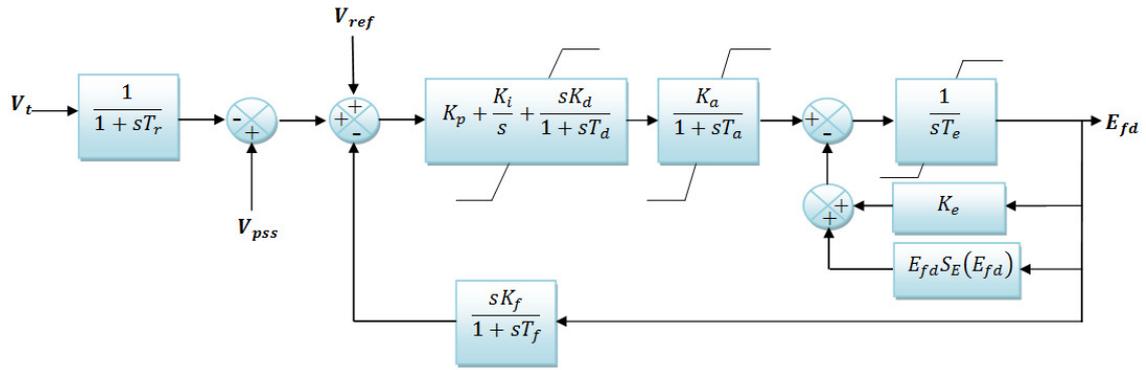


Figura 2: Modelo DC4B.
Fonte: Adaptado de (IEEE POWER, 2006).

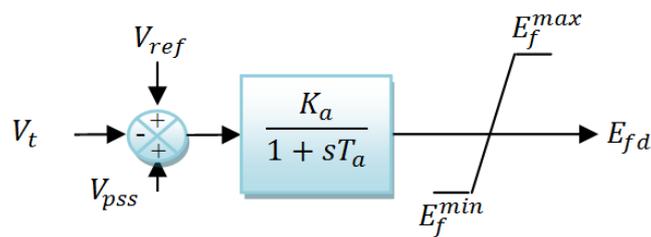


Figura 3: Modelo do STA1
Fonte: Adaptado de (IEEE POWER, 2006).

2.4.3. Estabilizadores de Sistemas de Potência

A principal função do PSS é amortecer oscilações eletromecânicas de baixa frequência a partir da atuação na malha de controle do AVR ou do GOV (Regulador de velocidade) (KUNDUR, 1994), (MACHOWSKI, BIALEK e BUMBY, 2008). A teoria básica de controle indica que qualquer sinal cuja oscilação de potência é observável é um bom candidato como sinal de entrada para o PSS. Alguns sinais são facilmente medidos, como a velocidade de rotação do eixo da máquina, frequência terminal e potência ativa (MURDOCH, VENKATARAMAN, *et al.*, 1999). Outro sinal bastante empregado é a potência acelerante, mas a verdadeira potência acelerante, calculada a partir da potência elétrica e da potência mecânica, é de difícil obtenção. É possível estimar a potência mecânica medindo-se a abertura do distribuidor em hidrogeradores ou a pressão do vapor em turbogeradores. O tipo de PSS aplicado no Brasil deve ser baseado na integral de potência acelerante, com rastreador de rampa capaz de propiciar um bom amortecimento na faixa de 0,2 a 2,0 Hz (MOTA, 2010). Similarmente aos modelos de AVRs, existem diversos modelos dinâmicos de PSS empregados na

literatura. A seguir é apresentada uma concisa descrição dos principais modelos de PSS empregados nas bibliografias especializadas no assunto.

PSS Convencional (CPSS): O diagrama de blocos deste tipo de PSS é ilustrado na Figura 4, sendo compostos por filtro do tipo *washout*, compensador dinâmico, filtro torcional (não apresentado na Figura 4) e por um limitador. Onde T_w é a constante do bloco *washout*; V_{pss} é o sinal de saída do PSS; T_1, T_2, T_3 e T_4 são as constantes dos blocos *Lead-Lag* (ou blocos de compensação); K_{pss} é o ganho do PSS e $\Delta\omega$ é o desvio de velocidade da máquina síncrona. O funcionamento do bloco *washout* é similar às funções de um filtro passa-alta, permitindo somente a passagem de sinais relacionados às baixas frequências eletromecânicas de interesse. O ganho K_{pss} determina a quantidade de amortecimento introduzida pelo PSS no sistema. O compensador dinâmico é representado por blocos do tipo compensação avanço-atraso de fase, cujo objetivo é fornecer o necessário avanço de fase para os modos eletromecânicos de interesse (KUNDUR, 1994).

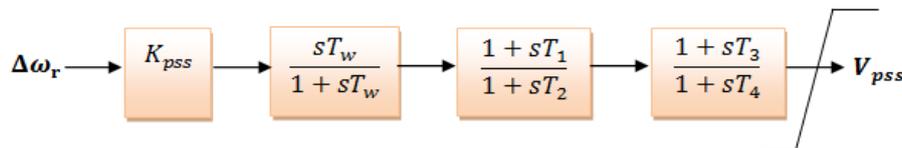


Figura 4: Modelo do PSS convencional.

PSS2B: O modelo dinâmico deste tipo de PSS é apresentado na Figura 5 ao qual é fundamentado nas equações eletromecânicas do gerador, que simulam um sinal proporcional à integral do desvio da potência mecânica adicionando sinais proporcionais à variação de velocidade do gerador e à integral da variação da potência elétrica. As principais vantagens do PSS2B sobre seus precursores são as seguintes: transitórios adversos na potência reativa são sensivelmente reduzidos durante grandes variações de carga; e não é necessário um filtro torcional no laço da integral da potência elétrica (KAMWA, GRONDIN e TRUDEL, 2005), (DE MARCO, MARTINS, *et al.*, 2012), (MOTA, 2010).

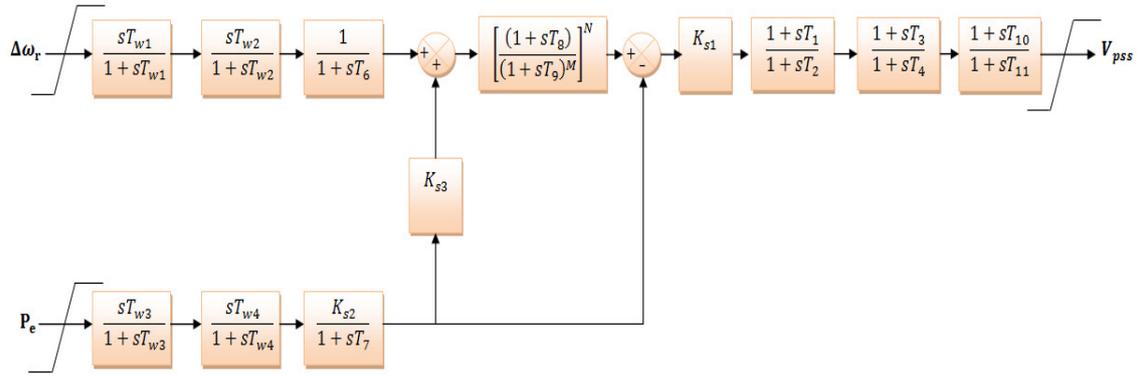


Figura 5: Modelo PSS2B com M=5 e N=1.

PSS4B: Também denominado de PSS multibanda (MBPSS), este PSS tem uma estrutura com três bandas de frequência, conforme a Figura 6, que correspondem ao intervalo de frequência baixa (tipicamente entre 0,01-0,1 Hz), intermediária (0,1-1 Hz) e alta (1-4 Hz). A banda baixa é particularmente associada ao modo global, e a intermediária é associada aos modos interárea. Já a alta é associada com os modos locais. O PSS4B mede os desvios de velocidade do rotor de duas maneiras distintas: $\Delta\omega_{L-I}$ alimenta as bandas baixa e intermediária, ao passo que $\Delta\omega_H$ (sintetizada a partir da potência elétrica) considera a banda de alta frequência. O modelo equivalente destes dois transdutores é ilustrado na Figura 7 (KAMWA, GRONDIN e TRUDEL, 2005), (DE MARCO, MARTINS, *et al.*, 2012).

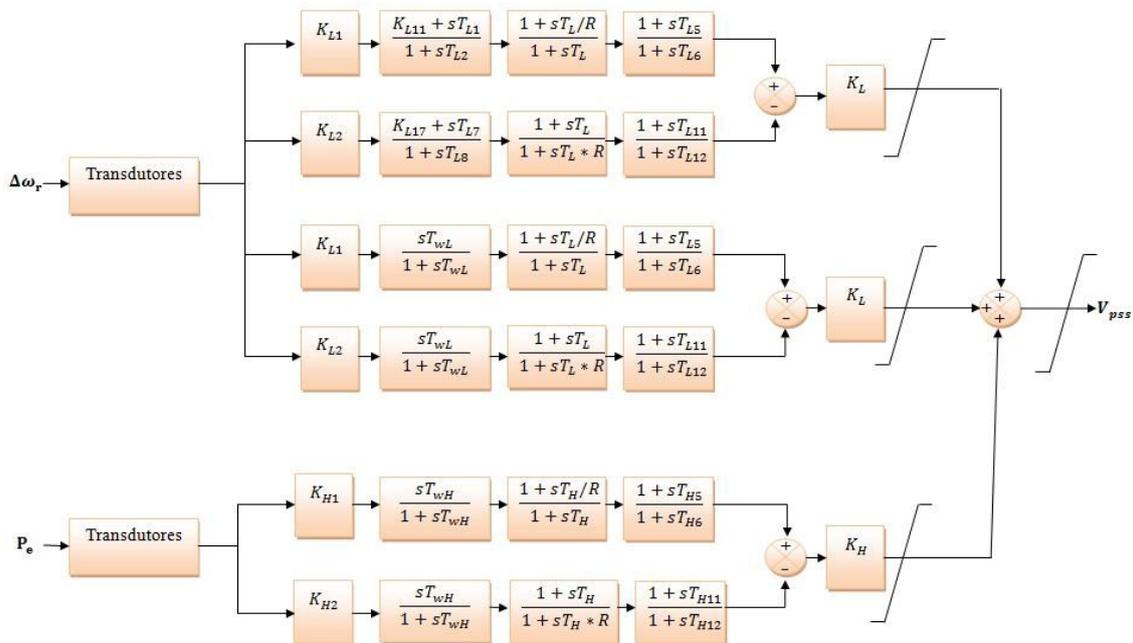


Figura 6: Modelo PSS4B.

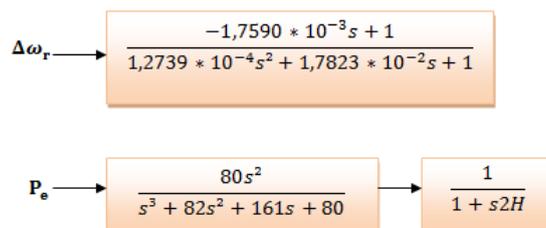


Figura 7: Modelo dos transdutores utilizados no PSS4B.

2.4.8. WAMS (Wide-Area Monitoring System)

O sistema de monitoramento de uma área ampla ou WAMS foi apresentado primeiramente pela *Bonneville Power Administration* (BPA) na década de 1980 (TAYLOR, 2006). Porém, somente em 1994 o conceito de unidade de medição fasorial ou PMU (*Phasor Measurement Units*), foi aplicado nos WAMS, que são sistemas de medição baseados na transmissão de informações analógicas e/ou digital utilizando sistemas de telecomunicações e permitindo a sincronização das medidas com base em um tempo de referência comum (MACHOWSKI, BIALEK e BUMBY, 2008). Estes sistemas são compostos por equipamentos denominados PMUs (*Phasor Measurement Units*), nos quais todas as medidas são realizadas com uma base de tempo comum, disponibilizada pela fonte de sincronização, por meio do sinal de GPS (*Global Positioning System*) (RAUHALA, SAARINEN, *et al.*, 2011), (MARINI, 2005), e, também, pelo concentrador de dados (PDC- *Phasor Data Concentrator*), cujo objetivo é organizar, armazenar e manipular os fasores de forma a eliminar os eventuais erros de transmissão; e os elos de comunicação.

Devido ao rápido desenvolvimento das tecnologias WAMS, a transmissão dos valores medidos dos sinais remotos aos centros de controle tornou-se uma tarefa relativamente simples. Deste modo, foi possível aplicá-las na teoria de projeto de controladores, cuja estrutura permite a inclusão de sinais locais e remotos na malha de controle. Por meio desta tecnologia, é possível melhorar o controle de emergência que engloba a tomada automática de decisões para assegurar a operação de SEPs diante de grandes perturbações e, também, a análise da estabilidade de tensão em curto e longo prazo (MARINI, 2005).

Quando o sinal de entrada de um controlador é um sinal remoto, o desempenho dinâmico do sistema pode ser melhor em comparação com um sinal local (SHAKARAMI e DAVOUDKHANI, 2016). O uso de medição fasorial no contexto da

estabilidade eletromecânica traz a possibilidade de se utilizar sinais remotos para os controladores e, eventualmente, a viabilidade de usar sinais que não estavam disponíveis anteriormente, como a parte real e imaginária das tensões de barra. A utilização dos sinais remotos torna mais simples a implementação de controladores globais (MARINI, 2005).

O maior problema, do ponto de vista da estabilidade da utilização de sinais remotos, é o tempo de atraso envolvido entre o instante da aquisição do sinal e a transferência deste sinal para o controlador. Este tempo de atraso é tipicamente da ordem de 100 a 700 ms (SHAKARAMI e DAVOUDKHANI, 2016), sendo dependente de fatores como distância, protocolos envolvidos na comunicação e vários outros fatores (CHAUDHURI, MAJUMDER e PAL, 2004).

Retardos no tempo muitas vezes surgem em sistemas de controle devido a atrasos do próprio processo e a atrasos no processamento dos sinais detectados. Um retardo no tempo sempre reduz as margens de estabilidade de um sistema e, portanto, é importante ser capaz de analisar o seu efeito (FRANKLIN, POWELL e EMAMI-NAEINI, 2013).

A maneira mais comum para encontrar essa aproximação é atribuída a H. Padé. Esta consiste em substituir a função transcendental $e^{-T_d s}$ por uma expansão em série de uma função racional cujo numerador é um polinômio de grau p e cujo denominador é um polinômio de grau q . O resultado é denominado de (p, q) aproximação de Padé para $e^{-T_d s}$. O resultado da aproximação de Padé ($p = q = 1$) é dado por (2.24) (FRANKLIN, POWELL e EMAMI-NAEINI, 2013):

$$e^{-T_d s} \cong \frac{1 - \frac{T_d s}{2}}{1 + \frac{T_d s}{2}} \quad (2.24)$$

Levando em consideração que ($p = q = 2$) e uma aproximação melhor é possível. Neste caso, tem-se a aproximação, que possui a função de transferência (2.25):

$$e^{-T_d s} \cong \frac{1 - \frac{T_d s}{2} + \frac{(T_d s)^2}{12}}{1 + \frac{T_d s}{2} + \frac{(T_d s)^2}{12}} \quad (2.25)$$

Em alguns casos, uma aproximação muito grosseira é aceitável. Para pequenos atrasos, a aproximação de Padé pode ser usada, o que é simplesmente uma defasagem de primeira ordem dada por (2.26):

$$e^{-T_d s} \cong \frac{1}{1 + T_d s} \quad (2.26)$$

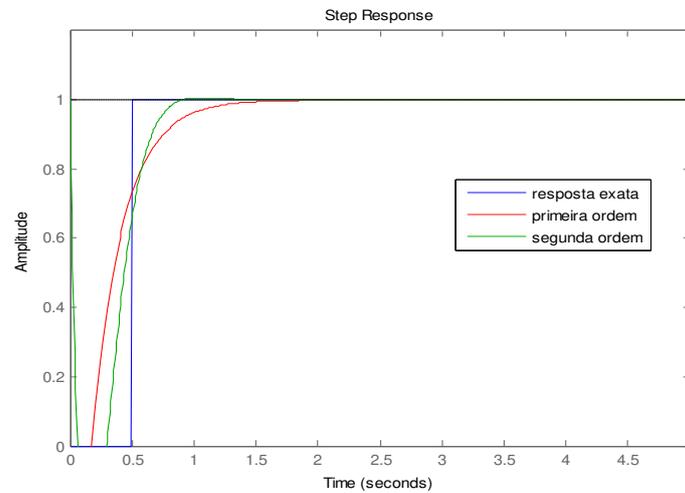


Figura 8: Resposta ao degrau para uma aproximação de Padé de 1ª e 2ª ordem

A Figura 8 ilustra a comparação da resposta ao degrau da função $e^{-T_d s}$ com suas respectivas aproximações de Padé ($T_d = 0,5$ s). Observando a Figura 8, pode-se verificar que não há muita diferença entre as respostas de primeira ordem e segunda (na verdade, a diferença entre as duas aproximações encontra-se principalmente na fase).

2.4.9. Wide-Area PSS

Um cenário comum aos projetistas é que o número de modos interárea dominantes no SEP é muito maior do que a quantidade de dispositivos de controle disponíveis (principalmente, cujos SEP possuem unidades nucleares, uma vez que, estas unidades normalmente não são equipadas com PSS por questões de segurança (CHOW, SANCHEZ-GAZCA, *et al.*, 2000)). Estes dispositivos podem controlar múltiplos modos desde que o sinal medido contenha informações com relação aos mesmos. Desta maneira, a aplicação clássica do PSS medindo sinais e amortecendo oscilações localmente, e possivelmente amortecendo modos interárea, não é suficiente. Sendo assim, novas estruturas de controle, capacitadas para processar informações de modos remotos, são necessárias para o amortecimento de múltiplos modos eletromecânicos (CHOW, SANCHEZ-GAZCA, *et al.*, 2000).

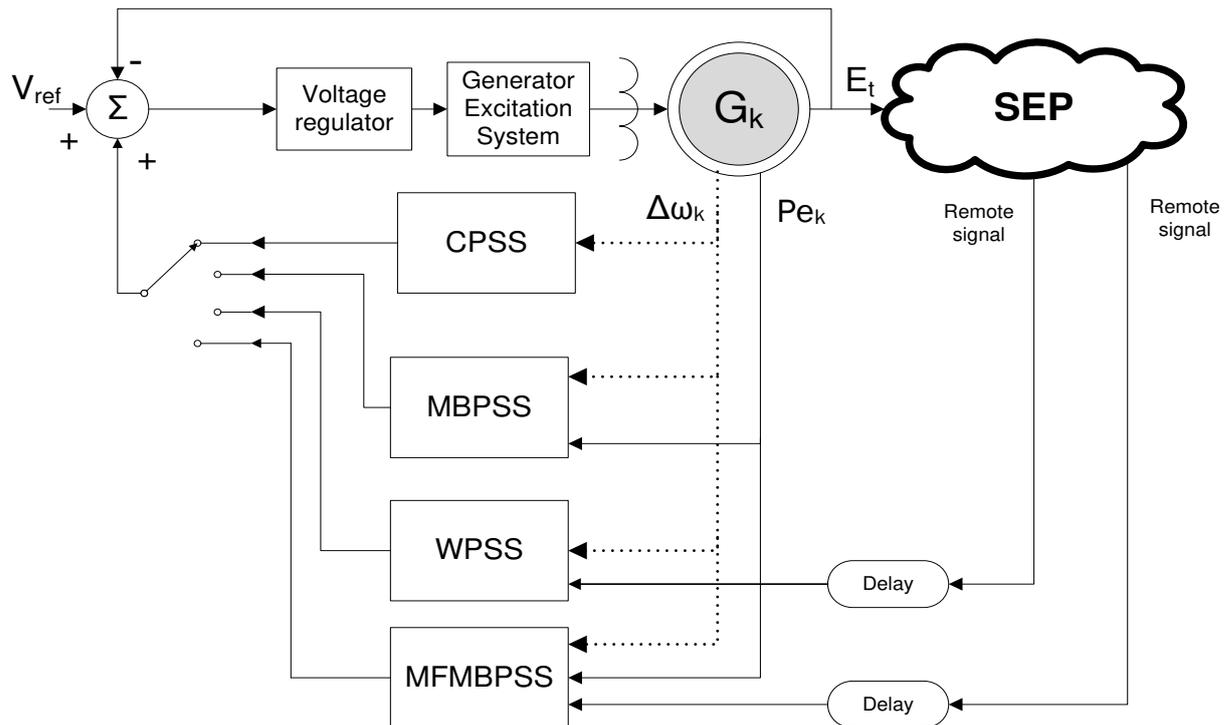


Figura 9: Esquema geral do modo de aplicação dos PSS com e sem sinal remoto

As estruturas de controle consideradas neste trabalho combinam sinais locais e remotos (ver Figura 9). Dois controladores são empregados e comparados nas simulações, WPSS e MFMBPSS (*MultiFunctional MBPSS*). Muitos trabalhos utilizam PSS do tipo convencional com sinais remotos para amortecer vários modos interárea. O CPSS com sinais remotos (aqui denominado como *Wide PSS* ou WPSS) é apresentado na Figura 10. Este tipo de PSS é composto por dois PSS convencionais, cuja entrada de um é o sinal de velocidade do gerador ao qual é instalado, portanto caracterizado como um sinal local. Em contrapartida, a segunda entrada é o sinal de velocidade de outro gerador (obviamente, diferente do primeiro), conseqüentemente este sinal é tipificado como um sinal remoto. Como o sinal adquirido do outro gerador é remoto, um tempo de atraso é associado a este sinal e, portanto, este tempo deve ser modelado e considerado nas simulações.

O diagrama simplificado de controle do *multifunctional multiband PSS* é apresentado na Figura 9. Este tipo de PSS é uma versão modificada do *Multiband PSS* com a inclusão de sinais remotos e foi proposto e desenvolvido pela Hydro-Québec e ABB, porém ainda não foi comparado com outros tipos de PSS. A Figura 11 ilustra o diagrama de blocos deste tipo de controlador. O MFMBPSS é composto por quatro bandas capaz de gerar um sinal de modulação completa derivado de entradas

independentes. O desafio é a quantidade elevada de parâmetros deste PSS. Cada banda possui 10 parâmetros (Considerando que $K_{L1} = K_{L2}$ e assim para as demais bandas), totalizando 40 parâmetros por PSS. Típicos sinais utilizados na banda remoto do MFMBPSS são a frequência (f_i), ângulo de uma barra (θ_i) do SEP ou o ângulo interno de uma máquina síncrona (δ_i). Porém, outros sinais podem ser utilizados, dependendo da aplicação.

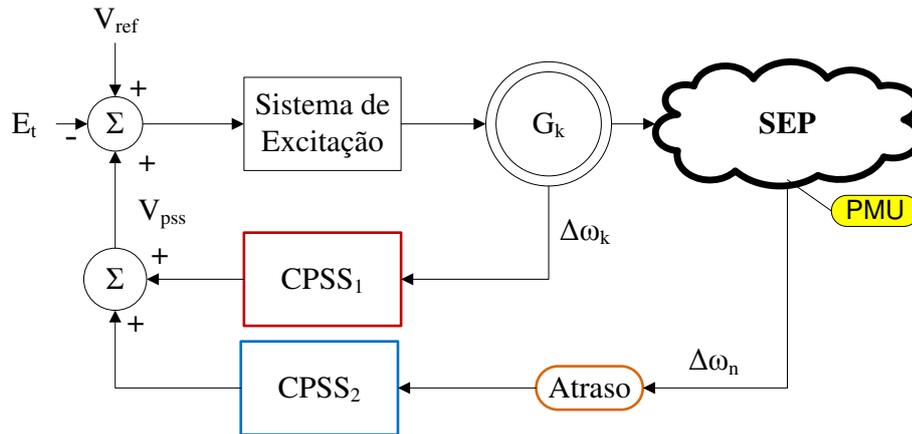


Figura 10: Modelo do W PSS

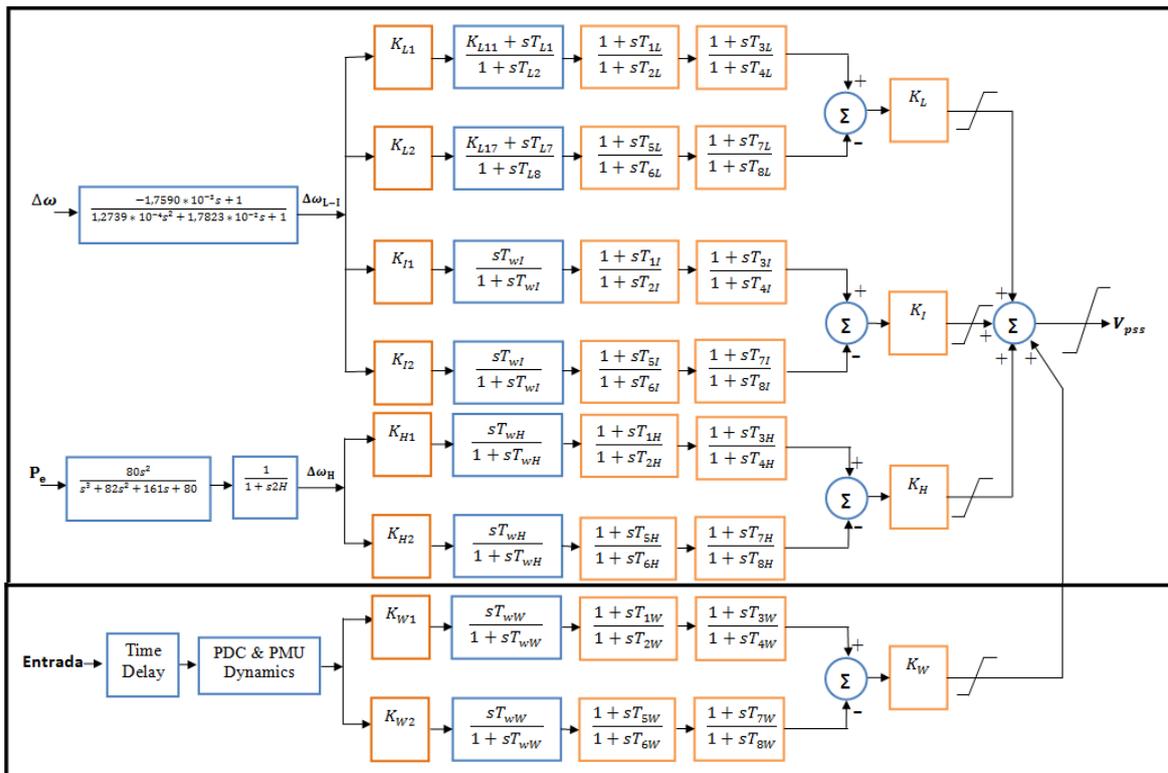


Figura 11: Modelo do MFMBPSS

2.5. Estabilidade a pequenas perturbações

2.5.1. Conceitos Básicos

Estabilidade a pequenas perturbações é definida como a habilidade do sistema de potência em manter o sincronismo quando submetido a pequenas perturbações. O período de interesse deste tipo de instabilidade está na ordem de 10 a 20 segundos após a perturbação (KUNDUR, 1994). A estabilidade a pequenas perturbações pode ser de natureza global ou local. Os problemas locais envolvem uma pequena parte do sistema de potência, e são geralmente associados com oscilações do ângulo do rotor de uma unidade geradora com o resto do sistema de potência ou contra outra unidade geradora dentro da mesma área. Estas oscilações estão na faixa de frequência de 0,7 a 1,2 Hz. Geralmente, as oscilações de modo local ocorrem quando os geradores são conectados ao sistema por linhas de transmissão com altas reatâncias (KUNDUR, PASERBA, *et al.*, 2004).

Os problemas globais são causados por interações entre um grande número de unidades geradoras. Essencialmente, envolve um grupo de geradores em uma área oscilando contra um grupo de geradores de outra área. Este tipo de oscilações é denominado de oscilações de modo interárea, cuja faixa de frequência das oscilações está entre 0,2 a 0,8 Hz. Geralmente, estas oscilações ocorrem quando os sistemas são conectados por linhas relativamente fracas (KUNDUR, PASERBA, *et al.*, 2004).

A teoria de controle moderno tem como base o conceito de estado. Um estado de um sistema dinâmico é o menor conjunto de variáveis (denominadas de variáveis de estado), de tal forma que o conhecimento dessas variáveis em $t = t_0$, junto ao conhecimento da entrada para $t \geq t_0$, determina completamente o comportamento do sistema para qualquer instante $t \geq t_0$. Neste contexto, é possível definir variáveis de estado de um sistema dinâmico como aquelas que constituem o menor conjunto de variáveis capazes de determinar o seu estado desse sistema dinâmico.

Se pelo menos n variáveis $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ são necessárias para descrever todo o comportamento de um sistema dinâmico (de tal maneira que, sendo dada a entrada para $t \geq t_0$ e especificado o estado inicial em $t = t_0$, o estado futuro do sistema fique completamente estabelecido), então essas n variáveis formam um conjunto de variáveis de estado. Se forem necessárias n variáveis de estado para descrever completamente o

comportamento do sistema, então essas n variáveis de estado poderão ser consideradas os n componentes de um vetor x denominado de vetor de estado (OGATA, 2011).

O fenômeno da estabilidade angular do sistema de potência pode ser representado por um conjunto de equações diferenciais juntamente com um conjunto de equações algébricas, na forma (2.27):

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, y) \\ 0 &= g(x, y) \end{aligned} \quad (2.27)$$

Aqui, x é o vetor das variáveis de estado e y é o vetor das variáveis algébricas, f é o vetor das equações diferenciais e g é o vetor das equações algébricas.

Na engenharia de controle, uma operação normal do sistema pode estar em torno de um ponto de equilíbrio, e os sinais podem ser considerados pequenos sinais em torno do equilíbrio. Todavia, se o sistema operar em torno de um ponto de equilíbrio e os sinais envolvidos forem pequenos, então é possível aproximar o sistema não linear por um sistema linear. Esse sistema linear é equivalente ao sistema não linear considerado dentro de um conjunto limitado de operações. O processo de linearização tem como base o desenvolvimento da função não linear em uma série de Taylor em torno do ponto de operação e conservando somente o termo linear (OGATA, 2011). Desta maneira, a análise da estabilidade a perturbação pequena envolve a linearização das equações (2.27) em torno de um ponto de operação do sistema (x_0, y_0) obtida por um programa de fluxo de potência (por exemplo: o programa ANAREDE).

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{x} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_1 & J_2 \\ J_3 & J_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

A matriz de estado do sistema de potência pode ser obtida eliminando o vetor de variáveis algébricas Δy de (2.28). Obtém-se, então, (2.29).

$$\Delta \dot{x} = (J_1 - J_2 J_4^{-1} J_3) \Delta x = \mathbf{A} \Delta x \quad (2.29)$$

O símbolo \mathbf{A} é utilizado para representar a matriz de estados do sistema, cujos autovalores fornecem as informações sobre a estabilidade do sistema. Os autovalores da matriz \mathbf{A} são definidos como os valores do parâmetro escalar λ , para o qual existem soluções não triviais de (2.30):

$$\mathbf{A} \phi = \lambda \phi \quad (2.30)$$

Onde \mathbf{A} é uma matriz $n \times n$ e ϕ um vetor de dimensão n .

A partir de (2.30), os autovalores da matriz \mathbf{A} podem ser calculados a partir da solução das raízes da sua equação característica, que é definida por (2.31):

$$(\mathbf{A} - \lambda \mathbf{I}) \phi = 0 \quad (2.31)$$

Para cada autovalor λ_i da matriz \mathbf{A} , existe um vetor ϕ_i que satisfaz (2.31), que recebe o nome de autovetor à direita da matriz \mathbf{A} associado ao autovalor λ_i . Logo, tem-se a definição de autovetor à direita em (2.32).

$$\mathbf{A}\phi_i = \lambda_i\phi_i, i = 1, \dots, n \quad (2.32)$$

Do mesmo modo, o vetor linha ψ_i que satisfaz a equação (2.33), denomina-se autovetor à esquerda da matriz \mathbf{A} .

$$\psi_i\mathbf{A} = \lambda_i\psi_i, i = 1, \dots, n \quad (2.33)$$

Utilizando como referência angular para um dado modo eletromecânico de interesse, é possível avaliar as variáveis de estado físicas associadas a ele, e, conseqüentemente, os geradores que participam predominantemente da manifestação daquele modo. Os n autovetores à direita associados a este modo eletromecânico podem ser construídos graficamente por meio de fasores. Os autovetores à direita da matriz \mathbf{A} descrevem como cada variável de estado física contribui em cada modo eletromecânico. Assim, é possível representar graficamente a influência de cada gerador no modo eletromecânica de interesse, traçando a representação em um gráfico polar do componente de cada autovetor associado àquele modo. Esta representação gráfica dos autovetores à direita, relativo a cada modo eletromecânico, denomina-se *mode-shape* (GAEDE, DA SILVA, *et al.*, 2009).

Os *mode-shapes* fornecem uma medida da atividade de uma variável de estado quando um determinado modo é excitado. É importante a utilização dos *mode-shapes* para determinar qual a natureza da oscilação e quais máquinas do sistema estão oscilando com a mesma fase ou em oposição de fase (KUNDUR, 1994). A Figura 12, retirada de (ESCALANTE, DO BOMFIM, *et al.*, 2010), apresenta o *modo-shape* do modo Norte/Sul do Sistema Interligado Nacional (SIN). Observa-se que as máquinas da região Norte-Nordeste oscilam contra as máquinas da região Sul-Sudeste.

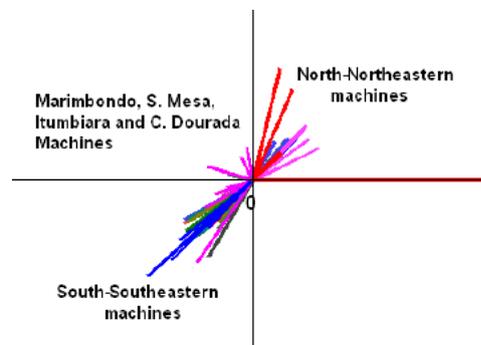


Figura 12: Mode-Shape do modo N/S.

Fonte: Adaptado de (ESCALANTE, DO BOMFIM, *et al.*, 2010).

Os elementos de um determinado autovetor à direita fornecem a intensidade com que um modo de resposta está presente nas variáveis de estado. Além disso, é importante determinar quais variáveis de estado são mais influentes num certo modo de resposta. Para isto, geralmente utilizam-se os fatores de participação (PEREZ-ARRIAGA, VERGHESES e SCHWEPPE, 1982). Esses fatores são importantes para a identificação de possíveis causas de problemas relacionados com modos críticos do sistema. O fator de participação é definido como um produto, elemento por elemento, dos autovetores direito e esquerdo associados. Matematicamente, tem-se em (2.34).

$$p_{ki} = \psi_{ik} \phi_{ki} \quad (2.34)$$

Onde ψ_{ik} é o k -ésimo elemento do i -ésimo autovetor à esquerda ψ_i e ϕ_{ki} é o k -ésimo elemento do i -ésimo autovetor à esquerda ϕ_i .

Os fatores de participação trabalham somente com os estados e não incluem as entradas e saídas. Efetivamente, na ausência destas informações, fica inviável identificar, por exemplo, a localização ótima de um controlador. Deste modo, é imprescindível conhecer os índices de controlabilidade, observabilidade e os resíduos.

Programas convencionais para análise e controle da estabilidade a pequenas perturbações têm seus algoritmos baseados na descrição do sistema em espaço de estados:

$$\begin{cases} \Delta \dot{x} = A \Delta x + B \Delta u \\ \Delta y = C \Delta x \end{cases} \quad (2.35)$$

Onde u e y são variáveis de entrada e saída, respectivamente.

A função de transferência, relacionando as variáveis de entrada u e as variáveis de saída y , é obtida aplicando a transformada de Laplace na equação.

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A)^{-1}B \quad (2.36)$$

Ou

$$G(s) = \sum_{i=1}^{i=n} \frac{C \phi_i \psi_i B}{s - \lambda_i} = \sum_{i=1}^{i=n} \frac{R_i}{s - \lambda_i} \quad (2.37)$$

Onde R_i é conhecido como resíduo modal, sendo igual ao produto da observabilidade modal $C\phi_i$ e da controlabilidade modal $\psi_i B$.

A partir destas informações é possível classificar os modos do sistema quanto à sua controlabilidade e observabilidade (KUNDUR, 1994), (PAL e CHAUDHURI, 2005).

Um sistema é dito controlável no instante t_0 se for possível, por meio de um vetor de controle não limitado, transferir o sistema de qualquer estado inicial $x(t_0)$ para qualquer outro estado, em um intervalo de tempo finito. A propósito, os conceitos de controlabilidade e observabilidade foram introduzidos por Kalman e têm papel importante no projeto de sistema de controle no espaço de estados. De fato, as condições de controlabilidade e observabilidade podem ditar a existência de uma solução completa para o problema de projeto do sistema de controle. No entanto, esta solução pode não existir se o sistema considerado é não controlável (OGATA, 2011).

Os autovalores podem ser reais ou complexos conjugados. Se a matriz de estados é real, então os autovalores complexos sempre ocorrem em pares conjugados. A dependência no tempo de um modo correspondente a um autovalor λ_i é dada por $e^{\lambda_i t}$. Logo, a estabilidade do sistema é determinada pelos autovalores da matriz de estados A . Se os λ_i têm parte real negativa, a resposta é atenuada pelos termos $e^{\lambda_i t}$, o que indica um sistema estável. Se a parte real de algum dos λ_i for positiva, o respectivo termo $e^{\lambda_i t}$ introduzirá um crescimento exponencial na resposta, indicando um sistema instável. Cada autovalor λ_i é denominado um modo de oscilação do sistema. Considerando um par de autovalores complexo conjugado (KUNDUR, 1994):

$$\lambda_i = \sigma_i \pm j\omega_i \quad (2.38)$$

A parte real σ_i está relacionada ao crescimento exponencial da resposta. Já a parte imaginária ω_i determina a frequência de oscilação do respectivo modo de resposta. A frequência é dada em Hz por (2.39).

$$f = \frac{\omega_i}{2\pi} \quad (2.39)$$

2.6. Estabilidade transitória

2.6.1. Conceitos Básicos

A estabilidade transitória é o estudo de grandes perturbações em sistemas elétricos de potência e seus estudos são esperados quando se determina se o sistema permanecerá em sincronismo após perturbações significativas, como faltas no sistema de transmissão, variações rápidas de carga, perdas de unidades geradoras ou chaveamento de linhas. Estes estudos foram introduzidos em meados da década de 1950, mas estiveram limitados à consideração dos problemas dinâmicos de uma máquina e barramento infinito ou duas máquinas (STEVENSON, 1986).

Diferentemente do estudo da estabilidade a perturbação pequena, o estudo da estabilidade transitória não permite a linearização das equações, ou seja, as equações algébricas e diferenciais não lineares devem ser resolvidas por métodos diretos ou por procedimentos numéricos iterativos.

O problema da estabilidade transitória é descrita por um conjunto de equações algébricas e diferenciais. Existem dois tipos de métodos para resolução da estabilidade transitória. No primeiro método, denominado de método indireto, a estabilidade transitória é explorada mediante o acompanhamento no domínio do tempo. Enquanto no segundo método, ou método direto, a avaliação ocorre no espaço de estados do seu movimento no domínio de atração do ponto de equilíbrio de regime permanente. Existem, também, os métodos híbridos, sendo que estes são uma mistura dos métodos direto e indireto. Métodos que utilizam inteligência artificial são inseridos no conjunto dos métodos diretos (PAUCAR, 1998).

Os métodos indiretos permitem que os diferentes componentes dos sistemas elétricos sejam modelados de forma mais detalhada, obtendo resultados mais precisos e confiáveis. Em contrapartida, seu esforço computacional é alto, o que os torna quase incompatíveis para serem utilizados em ambiente em tempo real (PAVELLA e MURTHY, 1994).

Os métodos diretos foram desenvolvidos com o objetivo de diminuir algumas deficiências dos métodos indiretos. Sua principal vantagem é a de não necessitar do conhecimento explícito da evolução temporal das variáveis de estado no período pós-falta para a avaliação da estabilidade do sistema de potência (FERREIRA, 2005). Porém, como desvantagem, tem-se a necessidade de uma função de energia adequada à modelagem do sistema de potência em estudo.

Os métodos híbridos combinam as vantagens dos métodos indiretos com as vantagens dos métodos diretos. A saber, existem dois tipos: o primeiro utiliza o sistema multimáquina sem qualquer tipo de redução, enquanto o segundo considera uma

máquina equivalente do sistema multimáquina, e a estabilidade é avaliada utilizando o critério das áreas iguais (PAVELLA, ERNST e RUIZ-VEGA, 2000).

2.6.2. Avaliação da estabilidade transitória

De maneira geral, o estudo da estabilidade transitória angular em SEP compreende três intervalos de tempo distintos: pré-falta (intervalo antes da ocorrência da perturbação, falta (intervalo entre a ocorrência da perturbação e sua respectiva eliminação do sistema) e pós-falta (intervalo após a eliminação da perturbação). O resultado dos estudos da estabilidade transitória é a determinação do máximo intervalo de tempo para a atuação do sistema de proteção associado a um determinado equipamento (denominado de tempo crítico), de modo que todos os geradores do sistema se mantenham em sincronismo no intervalo pós-falta (KUNDUR, 1994), (THEODORO, 2013). Logo, o objetivo é a maximização de um determinado índice com o intuito de aumentar os níveis de estabilidade transitória dos SEP. A seguir, é apresentada uma breve fundamentação matemática das várias metodologias apresentadas na literatura.

Função de Energia Transitória: O método direto de análise da estabilidade transitória baseado na função de energia transitória (TEF – *Transient Energy Function*) tem sua gênese nas ideias de Lyapunov sobre estabilidade. Lyapunov forneceu dois métodos para o estudo da estabilidade. Para o primeiro método, considerou a estabilidade com base na aproximação linear. O segundo método de Lyapunov é matematicamente equivalente a encontrar uma função escalar que descreve a energia interna armazenada no sistema. Ele demonstrou que, se tal função é construída, e se a derivada da função em relação às trajetórias das equações de movimento é negativa, então a função e o estado do qual ela depende eventualmente irão se dissipar e o estado irá permanecer no ponto de equilíbrio, ou seja, definindo uma função escalar $V(x)$ em uma vizinhança Ω da origem do espaço vetorial (FRANKLIN, POWELL e EMAMI-NAEINI, 2013).

A função $V(\cdot)$ é uma função de Lyapunov e, se $V(x)$ é definida positiva e $\dot{V}(x)$ é definida negativa, então a origem é assintoticamente estável. A função que tem esta propriedade é denominada de função de Lyapunov (PAUCAR, 1998). Entretanto, a aplicação da metodologia das funções de Lyapunov apresenta algumas limitações por conta da grande dificuldade em construir uma função de Lyapunov. Uma boa estratégia de investigação tem sido dirigida para encontrar funções de Lyapunov para classes

específicas de sistemas não lineares (FRANKLIN, POWELL e EMAMI-NAEINI, 2013).

Dada a dificuldade para a obtenção da função de Lyapunov, então é empregada a denominada função de energia transitória ou TEF. $V(.)$ é uma função de energia se $\dot{V}(x) \leq 0$, e tanto a trajetória x como a função de energia $V(.)$ são limitadas em valor. A TEF não é uma função de Lyapunov e infelizmente não há uma metodologia geral para contruir uma função de Lyapunov (ou de energia) para sistemas dinâmicos quaisquer. Desta maneira, para SEP têm sido formuladas funções aproximadas ou válidas sob certas condições específicas (PAUCAR, 1998). Um SEP constitui um excelente exemplo de um sistema dinâmico não linear. Os fenômenos dinâmicos eletromecânicos experimentados por um SEP submetido a perturbações podem ser adequadamente caracterizados pela segunda Lei de Newton, que estabelece que a energia acelerante interna de um sistema dinâmico deve-se à energia externa atuante sobre o sistema (PAUCAR, 1998).

A potência elétrica P_{ei} , da i -ésima máquina é definida em função dos ângulos das tensões internas δ como sendo expressas por (2.40)-(2.42):

$$P_{ei} = \text{Re}\{\mathbf{E}_i \mathbf{I}_i^*\} \quad (2.40)$$

Ou

$$P_{ei} = \sum_{j=1}^n [C_{ij} \text{sen}(\delta_{ij}) + D_{ij} \text{cos}(\delta_{ij})] \quad (2.41)$$

$$P_{ei} = E_i^2 G_{ii} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n [C_{ij} \text{sen}(\delta_{ij}) + D_{ij} \text{cos}(\delta_{ij})] \quad (2.42)$$

Onde $\delta_{ij} = \delta_i - \delta_j$; $C_{ij} = E_i E_j B_{ij}$; $D_{ij} = E_i E_j G_{ij}$; E_i e E_j são as magnitudes das tensões internas das máquinas i e j .

A equação que descreve o movimento do rotor de um gerador síncrono está fundamentada na segunda Lei de Newton, ou seja, o torque de aceleração é igual ao produto do momento de inércia do rotor pela sua aceleração angular. Por meio da aplicação da segunda Lei de Newton, a dinâmica de um SEP composto por N_g máquinas

síncronas representadas pelo seu modelo clássico pode ser modelada matematicamente a partir das equações diferenciais (2.43) e (2.44) (veja também as equações (2.4) e (2.5)).

$$\frac{2H}{\omega_s} \frac{d\omega_i}{dt} = P_{mi} - P_{ei} - D_i \omega_i \quad (2.43)$$

$$\frac{d\delta_i}{dt} = \omega_i - \omega_s \quad (2.44)$$

Onde ω_i é a velocidade angular do rotor (p.u); ω_s é a velocidade síncrona; P_{mi} é a entrada de potência mecânica; P_{ei} é a potência elétrica; $i = 1, 2, \dots, N_g$; H_i é a constante de inércia do rotor (s); δ_i é ângulo elétrico do rotor e D_i é o coeficiente de amortecimento mecânico (p.u).

A representação do sistema clássico relativo ao centro de inércia COI das máquinas síncronas permite uma melhor compreensão física de seu comportamento durante o período transitório, após a ocorrência de uma contingência. Nesse contexto, é definido o ângulo elétrico do COI e a velocidade angular do COI em (2.45) (KUNDUR, 1994), (PAUCAR, 1998).

$$\delta_{COI} = \frac{1}{H_T} \sum_{i=1}^{N_g} H_i * \delta_i \quad (2.45)$$

$$\omega_{COI} = \frac{1}{H_T} \sum_{i=1}^{N_g} H_i * \omega_i$$

$$\theta_i = \delta_i - \delta_{COI} \quad (2.46)$$

$$\Omega_i = \omega_i - \omega_{COI}$$

H_T é a soma das constantes de inércia de todos os N_g geradores no sistema.

Desprezando o coeficiente de amortecimento mecânico, a potência acelerante P_{ai} do gerador i com relação ao COI do sistema é definida por (2.47).

$$P_{ai} = P_{mi} - P_{ei} - \frac{H_i}{H_T} P_{COI} \quad (2.47)$$

$$P_{COI} = \sum_{i=1}^{N_g} (P_{mi} - P_{ei})$$

Quando o amortecimento é desprezado, o sistema de equações do modelo clássico com relação ao COI pode ser escrito por (2.48) e (2.49).

$$\frac{2H_i}{\omega_s} \frac{d\Omega_i}{dt} = P_{mi} - P_{ei} - \frac{H_i}{H_T} P_{COI} = P_{ai} \quad (2.48)$$

$$\frac{d\theta_i}{dt} = \Omega_i \quad (2.49)$$

A potência elétrica P_{ei} pode ser função dos ângulos δ (veja equação (2.41)) ou função dos ângulos θ (veja a equação (2.50)).

$$P_{ei} = E_i^2 G_{ii} + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n [C_{ij} \text{sen}(\theta_{ij}) + D_{ij} \text{cos}(\theta_{ij})] \quad (2.50)$$

Desconsiderando o amortecimento D_i , tendo em vista que este já é incluído nos enrolamentos amortecedores das máquinas síncronas (PAUCAR, 1998), pode-se definir a função $f_i(\theta)$, a partir das equações (2.48) e (2.49).

$$f_i(\theta) = \frac{2H_i}{\omega_s} \frac{d\Omega_i}{dt} = P_{mi} - P_{ei} - \frac{H_i}{H_T} P_{COI}, \quad i = 1, 2, \dots, N_g \quad (2.51)$$

A função de energia transitória (V) de um SEP multimáquinas pode ser obtida integrando-se todas as N_g equações, previamente multiplicadas por $\frac{d\theta_i}{dt} = \Omega_i$. Então, tem-se:

$$\left(\frac{d\theta_i}{dt} \right) \left\{ \sum_{i=1}^{N_g} \left[\frac{2H_i}{\omega_s} \frac{d\Omega_i}{dt} - f_i(\theta) \right] \right\} = 0 \quad (2.52)$$

Ou

$$\sum_{i=1}^{N_g} \left[\frac{2H_i}{\omega_s} \Omega_i \frac{d\Omega_i}{dt} - f_i(\theta) \frac{d\theta_i}{dt} \right] = 0 \quad (2.53)$$

Seguindo o raciocínio.

$$\sum_{i=1}^{N_g} \left[\frac{2H_i}{\omega_s} \Omega_i d\Omega_i \right] - \sum_{i=1}^{N_g} [f_i(\theta) d\theta_i] = 0 dt \quad (2.54)$$

Integrando ambos os membros de (2.54), tem-se (2.55):

$$\int 0 dt = \int \sum_{i=1}^{N_g} \left[\frac{2H_i}{\omega_s} \Omega_i d\Omega_i \right] - \int \sum_{i=1}^{N_g} [f_i(\theta) d\theta_i] \quad (2.55)$$

Resolvendo as integrais de (2.55) chega-se a (2.56).

$$V(\theta, \Omega) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_g} \frac{2H_i}{\omega_s} \Omega_i^2 \Big|_{\Omega_i^a}^{\Omega_i^b} - \sum_{i=1}^{N_g} \int_{\theta_i^a}^{\theta_i^b} f_i(\theta) d\theta_i \quad (2.56)$$

Substituindo a função $f_i(\theta)$ e P_{ei} na equação (2.56) tem-se (2.57).

$$V(\theta, \Omega) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_g} \frac{2H_i}{\omega_s} \Omega_i^2 \Big|_{\Omega_i^a}^{\Omega_i^b} - \sum_{i=1}^{N_g} \int_{\theta_i^a}^{\theta_i^b} \left(P_{mi} - P_{ei} - \frac{H_i}{H_T} P_{COI} \right) d\theta_i \quad (2.57)$$

Lembrando que:

$$\sum_{i=1}^{n_g} (H_i d\theta_i) = \sum_{i=1}^{n_g} (H_i \Omega_i) = \sum_{i=1}^{n_g} [H_i (\omega_i - \omega_{COI})] = 0 \quad (2.58)$$

Logo:

$$\sum_{i=1}^{N_g} \int_{\theta_i^a}^{\theta_i^b} \frac{H_i}{H_T} P_{COI} d\theta_i = 0 \quad (2.59)$$

Então, o termo referente ao COI é eliminado. Arrumando a equação (2.57).

$$V(\theta, \Omega) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_g} \frac{2H_i}{\omega_s} \Omega_i^2 \Big|_{\Omega_i^a}^{\Omega_i^b} - \sum_{i=1}^{N_g} \int_{\theta_i^a}^{\theta_i^b} (P_{mi} - P_{ei}) d\theta_i \quad (2.60)$$

$$\begin{aligned}
V(\theta, \Omega) = & \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_g} \frac{2H_i}{\omega_s} \Omega_i^2 \Big|_{\Omega_i^a}^{\Omega_i^b} \\
& - \sum_{i=1}^{N_g} \int_{\theta_i^a}^{\theta_i^b} \left\{ P_{mi} - E_i^2 G_{ii} \right. \\
& \left. - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^n [C_{ij} \text{sen}(\theta_{ij}) + D_{ij} \text{cos}(\theta_{ij})] \right\} d\theta_i
\end{aligned} \tag{2.61}$$

$$\begin{aligned}
V(\theta, \Omega) = & \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_g} \frac{2H_i}{\omega_s} \Omega_i^2 \Big|_{\Omega_i^a}^{\Omega_i^b} - \sum_{i=1}^{N_g} (P_{mi} - E_i^2 G_{ii})(\theta_i^b - \theta_i^a) \\
& - \sum_{i=1}^{N_g-1} \sum_{j=i+1}^{N_g} \left[C_{ij} (\text{cos}\theta_{ij}^b - \text{cos}\theta_{ij}^a) \right. \\
& \left. - \int_{\theta_i^a + \theta_j^a}^{\theta_i^b + \theta_j^b} D_{ij} \text{cos}\theta_{ij} d(\theta_i + \theta_j) \right]
\end{aligned} \tag{2.62}$$

Lembrando que a constante de inércia H_i se relaciona com outra constante de inércia M_i por (2.63), sendo que f_s é a frequência síncrona da máquina síncrona.

$$M_i = \frac{2H_i}{\omega_s} = \frac{2H_i}{2\pi f_s} = \frac{H_i}{\pi f_s}, \text{ com } f_s = \frac{p \text{ RPM}}{2 \cdot 60} \tag{2.63}$$

Logo, a equação completa da função de energia torna-se (2.64).

$$\begin{aligned}
V(\theta, \Omega) = & \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_g} M_i \Omega_i^2 \Big|_{\Omega_i^a}^{\Omega_i^b} - \sum_{i=1}^{N_g} (P_{mi} - E_i^2 G_{ii}) (\theta_i^b - \theta_i^a) \\
& - \sum_{i=1}^{N_g-1} \sum_{j=i+1}^{N_g} \left[C_{ij} (\cos \theta_{ij}^b - \cos \theta_{ij}^a) \right. \\
& \left. - \int_{\theta_i^a + \theta_j^a}^{\theta_i^b + \theta_j^b} D_{ij} \cos \theta_{ij} d(\theta_i + \theta_j) \right]
\end{aligned} \tag{2.64}$$

$$V(\theta, \Omega) = V_{EC}(\Omega) + V_{EP}(\theta) \tag{2.65}$$

Em que $V_{EC}(\Omega)$ é a energia cinética e $V_{EP}(\theta)$ é a energia potencial.

A função de energia transitória V , assinalada em (2.64), é uma função da velocidade Ω e do ângulo θ , considerando como referência ângulo o COI. Os limites a e b correspondem aos instantes de tempo inicial e final do intervalo de tempo considerado no cálculo de V . Em geral, o limite a é o instante em que o sistema pós-falta fica em equilíbrio estável, isto é, quando $\Omega = 0$, mas esta condição somente será verificada quando $t = \infty$, o que na prática corresponde a um tempo de simulação extenso, como, por exemplo, de algumas dezenas de segundos. De qualquer maneira, a função de energia V não depende explicitamente do tempo (PAUCAR, 1998).

A função de energia cinética (2.66), V_{EC} , é uma função que depende da velocidade Ω , ou seja:

$$V_{EC}(\Omega) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_g} M_i \Omega_i^2 \Big|_{\Omega_i^a}^{\Omega_i^b} \tag{2.66}$$

A função de energia potencial, V_{EP} , é uma função que depende do ângulo θ . Se as condutâncias de transferência G_{ij} (que representam as perdas) são desprezíveis, obtém-se uma expressão fechada para V_E . Do contrário, esses termos (incluídos em D_{ij}) contribuem com uma parcela dependente da trajetória (para $N_g > 2$). Desta maneira, a parcela da energia transitória correspondente à energia potencial por ser escrita por meio das equações (PAUCAR, 1998).

$$V_{POS}(\theta) = - \sum_{i=1}^{N_g} (P_{mi} - E_i^2 G_{ii})(\theta_i^b - \theta_i^a) \quad (2.67)$$

$$V_{MAG}(\theta) = - \sum_{i=1}^{N_g-1} \sum_{j=i+1}^{N_g} [C_{ij} (\cos\theta_{ij}^b - \cos\theta_{ij}^a)] \quad (2.68)$$

$$V_{DIS}(\theta) = + \sum_{i=1}^{N_g-1} \sum_{j=i+1}^{N_g} \left[\int_{\theta_i^a + \theta_j^a}^{\theta_i^b + \theta_j^b} D_{ij} \cos\theta_{ij} d(\theta_i + \theta_j) \right] \quad (2.69)$$

Ou seja:

$$V_{EP}(\theta) = V_{POS}(\theta) + V_{MAG}(\theta) + V_{DIS}(\theta) \quad (2.70)$$

Onde $V_{POS}(\theta)$ é a energia de posição; $V_{MAG}(\theta)$ é a energia de magnetização e $V_{DIS}(\theta)$ é a energia de dissipação.

O termo referente à energia de dissipação, denotada por $V_{DIS}(\theta)$, é dependente do caminho. Este termo pode ser calculado utilizando a integração trapezoidal e mais detalhes podem ser encontrados nas referências (PAUCAR, 1998), (SAUER e PAI, 1998) e (ATHAY, PODMORE e VIRMANI, 1979).

De acordo com a teoria da função de energia transitória, a TEF permanece constante no período pós-falta (caso o coeficiente de amortecimento D_i do gerador i seja desprezado). Então, pode-se aplicar a propriedade da conservação da energia. Se o sistema é estável após uma perturbação, $V_{EC}(\Omega)$ e $V_{EP}(\theta)$ são positivas e são menores do que TEF . Caso contrário, $V_{EC}(\Omega)$ aumenta e $V_{EP}(\theta)$ diminui rapidamente. Da equação da energia cinética, pode-se observar que $V_{EC}(\Omega)$ é proporcional ao quadrado da velocidade angular Ω (com relação ao COI). Então, a taxa de aumento de $V_{EC}(\Omega)$ é muito grande, o que a torna como sendo um bom parâmetro para detectar o “quanto um sistema é estável ou instável”. A Figura 13 ilustra o comportamento da energia cinética no caso de um sistema estável (CAI, CHUNG e WONG, 2008), (LIN, CHUNG, *et al.*, 2008).

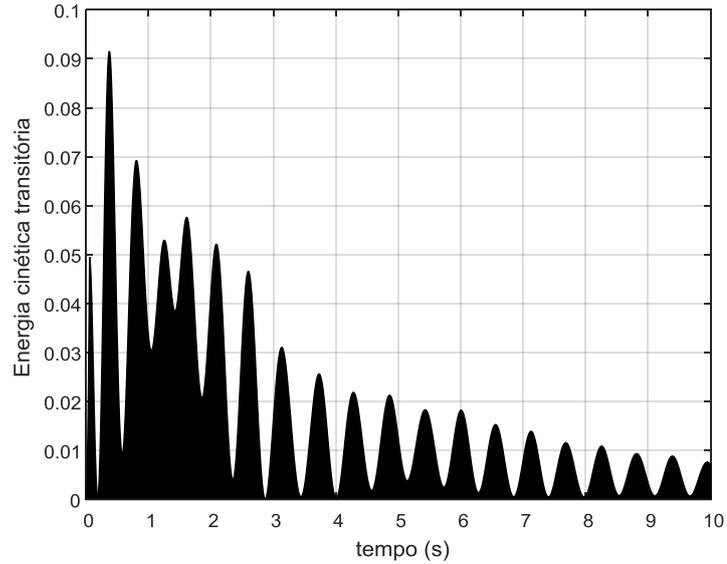


Figura 13: Comportamento de V_{EC} em função do tempo.

Método dos produtos escalares (MPE): é um tipo de método híbrido que consiste no uso de alguns conceitos derivados dos métodos de função de energia, associados à solução parcial do sistema no domínio do tempo. O MPE permite que seja feita uma avaliação da estabilidade transitória de um sistema nos instantes iniciais após a ocorrência de uma perturbação, proporcionando, assim, a finalização da simulação rapidamente (FERNANDES, 2014). Na literatura, o MPE pode ser aplicado como um critério de seleção de contingências ou ser utilizado como um critério de estabilidade transitória de um sistema (FU e BOSE, 1999).

Então, é possível definir os produtos escalares em três tipos diferentes de equações (2.71), fazendo a combinação de P_{ai} , θ_i e Ω_i . O sobrescrito *cl* (do inglês *clearing*) define o instante de eliminação do defeito (FU e BOSE, 1999).

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{dot}_1 = \sum_{i=1}^{N_g} P_{ai} * \Omega_i \\ \dot{dot}_2 = \sum_{i=1}^{N_g} P_{ai} * \theta_i \\ \dot{dot}_3 = \sum_{i=1}^{N_g} \Omega_i * (\theta_i - \theta_i^{cl}) \end{array} \right. \quad (2.71)$$

A função \dot{dot}_2 , cuja unidade é (*rad.pu*), representa uma aproximação da função potencial de um sistema, quando o ponto de equilíbrio estável pós-falta é considerado

como o ângulo do COI e quando se considera um somatório, em vez de uma integral. O conjunto de suas raízes define uma superfície limite de estabilidade nomeada de Superfície Limite de Energia Potencial (SLEP ou PEBS- *Potential Energy Boundary Surface*). Sendo assim, mudanças de sinal em \dot{dot}_2 indicam que a trajetória da energia do sistema está cruzando sua SLEP (FERNANDES, 2014), (FU e BOSE, 1999).

Por meio deste argumento, optou-se pelo aprofundamento e aplicação do produto escalar \dot{dot}_2 . A evolução do tempo deste produto escalar irá definir a instabilidade ou estabilidade do sistema em estudo. O comportamento do produto interno para um sistema estável (a) e instável (b) é ilustrado na Figura 14, respectivamente. O produto interno tem valor elevado para sistema instáveis, enquanto para sistemas estáveis, seu valor diminui até o sistema encontrar um novo ponto de operação, para o qual o produto escalar \dot{dot}_2 é nulo.

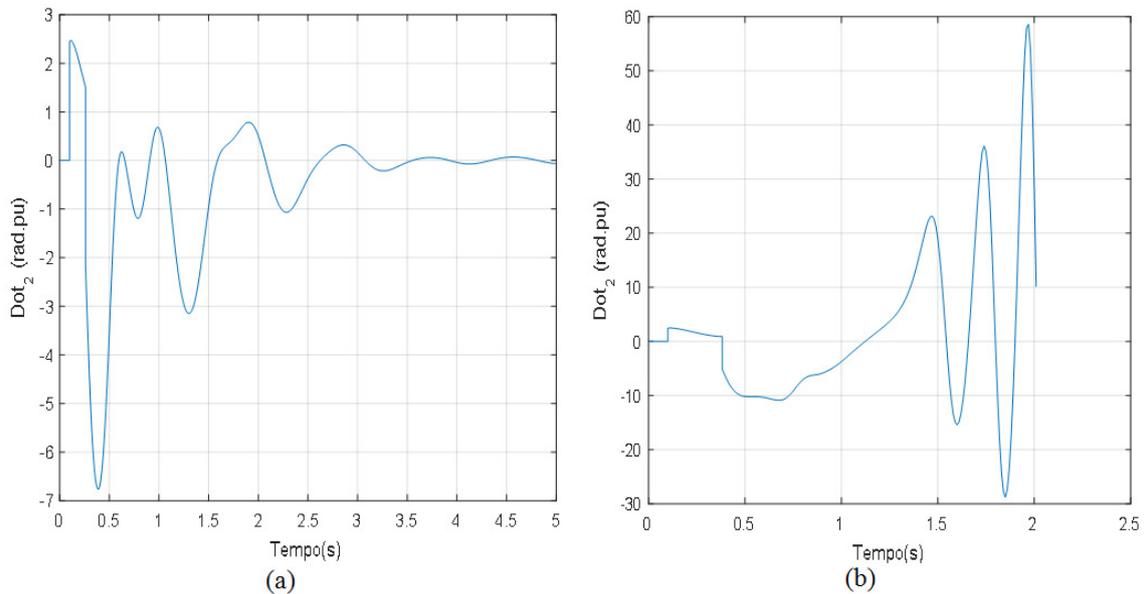


Figura 14: comportamento de \dot{dot}_2 .

Capítulo 3

3. Técnicas de Inteligência Artificial

3.1. Introdução

Em linguagem matemática, é possível escrever muitos problemas de otimização na forma genérica em (3.1):

$$\begin{aligned} & \text{Min (ou Max)} f_i(x), \quad (i = 1, 2, \dots, M) \\ & \text{Sujeito a:} \\ & h_j(x) = 0, \quad (j = 1, 2, \dots, J) \\ & g_k(x) \leq 0, \quad (k = 1, 2, \dots, K) \end{aligned} \tag{3.1}$$

Onde $f_i(x)$, $h_j(x)$ e $g_k(x)$ são funções dependentes das variáveis de decisão $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T$. Estas variáveis podem ser contínuas, discretas ou uma combinação destas duas.

A função $f_i(x)$ é chamada de função objetivo ou função custo. Quando $M = 1$, o problema é do tipo mono-objetivo. Caso contrário, quando $M > 1$, é denominado multiobjetivo (ou multicritério). O espaço gerado pelas variáveis de decisão é chamado de espaço de busca \mathfrak{R}^n , ao passo que o espaço formado pelos valores da função objetivo é denominado espaço de solução. Os problemas de otimização são problemas de maximização ou minimização de função (ou funções), sendo que, geralmente, existe um conjunto de restrições nas variáveis: restrições de igualdade h_j e restrições de desigualdade g_k . Em conjunto, estas são denominadas de restrições do problema (YANG, 2010).

Após o problema de otimização ser formulado corretamente, o principal objetivo é encontrar o ponto formado pelas variáveis de decisão que minimizam (ou maximizam) a função objetivo e satisfazem as restrições, bem como calcular o valor da função objetivo neste ponto. Esta etapa é desempenhada utilizando uma adequada técnica matemática (YANG, 2010).

Pode-se classificar os algoritmos de otimização de diferentes maneiras. Do ponto de vista da natureza do algoritmo podem ser, basicamente, determinísticos ou probabilísticos. Algoritmos determinísticos seguem uma sequência determinística de possíveis soluções (exemplo: *Hill- Climbing*). Por outro lado, os algoritmos do tipo probabilísticos somente exigem a avaliação da função objetivo e introduzem no

processo de otimização, juntamente com parâmetros estocásticos (exemplo: algoritmos genéticos).

Os algoritmos de otimização probabilísticos podem ser divididos em dois grupos¹: heurísticos e meta-heurísticos² (técnicas de inteligência artificial- IA). Os algoritmos heurísticos resolvem problemas complexos utilizando uma reduzida quantidade de tempo para encontrar soluções de boa qualidade (MELIÁN, PÉREZ e VEGA, 2003). O termo meta significa “além” ou “alto nível”, e tem geralmente um desempenho melhor do que as heurísticas. Ademais, todos os algoritmos de inteligência artificial utilizam determinada relação de compromisso entre randomização e busca local. Muitos algoritmos de inteligência artificial compartilham as seguintes características: são inspirados na natureza (baseado em alguns princípios físicos, biológicos ou etológicos), utilizam componentes estocásticos (variáveis aleatórias), não utilizam o gradiente ou matriz Hessiana da função objetivo e envolvem ajustes de parâmetros (BOUSSAID, LEPAGNOT e SIARRY, 2013).

Os algoritmos de inteligência artificial podem ser classificados de várias maneiras. Uma forma de classificação são os algoritmos baseados em população e em trajetória. Por exemplo, os algoritmos genéticos são algoritmos baseados em população, enquanto os de otimização por enxame de partículas (PSO- *Particle Swarm Optimization*) são fundamentados em trajetória (YANG, 2010). Outra forma de classificar as metaheurísticas são em algoritmos evolutivos, algoritmos baseados em fenômenos físicos, algoritmos fundamentado na inteligência de enxames, algoritmos bioinspirados e algoritmos inspirados na natureza (DHIMAN e KUMAR, 2017).

A Inteligência de Enxames (IE ou SI), também citado como inteligência de colônias ou inteligência coletiva, é um conjunto de técnicas baseadas no comportamento coletivo de sistemas auto-organizados, distribuídos, autônomos, flexíveis e dinâmicos. Estes sistemas são formados por uma população de agentes computacionais simples que possuem a capacidade de perceber e modificar o seu ambiente de maneira local. Esta capacidade torna possível a comunicação entre agentes, que captam as mudanças no ambiente geradas pelo comportamento de seus congêneres (SERAPIÃO, 2009). Um algoritmo bem conhecido na literatura pertencente ao grupo IE é o PSO e suas variantes. Em geral, os IE são algoritmos mais simples de implementar comparados com os

¹ Existem os algoritmos do tipo hiper-heurísticos, que não serão considerados neste trabalho.

² No decorrer do texto, os algoritmos do tipo meta-heurísticos serão denominados também de técnicas de inteligência artificial.

algoritmos evolutivos devido à inclusão de poucos operadores (ou seja, os evolutivos apresentação os operadores de seleção, *crossover* e mutação) (DHIMAN e KUMAR, 2017).

3.2. Por que desenvolver novas técnicas de IA?

O Teorema da Inexistência do Almoço Grátis (*No free lunch Theorem* ou NFL) afirma que todos os algoritmos de busca têm exatamente o mesmo desempenho, quando se faz a média por meio de todos os infinitos problemas existentes. Grosso modo, isto equivale a afirmar que se o algoritmo A é melhor que o algoritmo B em uma série de k problemas, então deve haver outra série de k problemas em que o algoritmo B tem um desempenho superior ao algoritmo A. Uma consequência do NFL é que nenhum algoritmo genérico pode ser melhor do que um algoritmo projetado especificamente para a resolução de um problema, em que as características especiais deste problema, incluindo suas restrições, mapeamentos espaciais e quaisquer outras que se possa imaginar, sejam cuidadosamente projetadas e utilizadas para benefício da solução (LINDEN, 2012).

3.3. Um breve histórico

Alan Turing foi provavelmente o primeiro a utilizar os algoritmos heurísticos durante a Segunda Guerra Mundial (YANG, 2010). Em 1951, Robbins e Monro publicaram o primeiro trabalho sobre métodos estocásticos de otimização (ROBBINS e MONRO, 1951). Em 1963, Rastrigin propôs a busca aleatória (RASTRIGIN, 1963). Em 1966, Fogel propôs a programação evolucionária (FOGEL, OWENS e WALSH, 1966) e, nove anos depois, Holland e seus colaboradores da Universidade de Michigan desenvolveram os algoritmos genéticos (YANG, 2010). No início da década de 1980, mais precisamente em 1983, Kirkpatrick, Gellat e Vecchi apresentaram o algoritmo simulate annealing (KIRKPATRICK, GELATT e VECCHI, 1983). Em 1986, Glover propôs a busca tabu e criou o termo meta-heurística. Moscato propôs os algoritmos meméticos em 1989.

Em 1992, Marco Dorigo concluiu sua tese em otimização, descrevendo um trabalho inovador com o desenvolvimento do algoritmo de otimização colônia de formigas. Em 1995, outro significativo progresso foi o desenvolvimento do algoritmo

de otimização por enxame de partículas pelos americanos Kennedy e Eberhart (KENNEDY e EBERHART, 1995). Aproximadamente em 1997, Storn e Price idealizaram o algoritmo evolução diferencial, e sua aplicação demonstrou que era mais eficiente do que os algoritmos genéticos em muitas aplicações (YANG, 2010).

No começo do século 21, mais precisamente em 2001, Zong Woo Geem desenvolveu o algoritmo de busca harmônica. Karaboga, em 2005, idealizou o algoritmo colônia de abelhas. Em 2008, Yang desenvolveu o algoritmo vaga-lume. Yang e Deb introduziram o algoritmo cuckoo search em 2009 (YANG, 2010). Ao longo dos anos foram desenvolvidas várias técnicas de inteligência artificial, sendo que algumas serão descritas brevemente nos próximos tópicos. O foco das técnicas de IA apresentadas a seguir são as baseadas em enxames. São técnicas que foram aplicadas a diversos problemas de otimização e que apresentaram resultados superiores a técnicas precursoras das mesmas.

3.4. Ant Lion Optimization (ALO)

Inspiração

A formiga-leão (ver Figura 15) pertence à família *Myrmeleontidae*, ordem Neuroptera. Esta espécie é sugadora tanto na fase larval como na adulta. As larvas são providas de mandíbulas longas e falciformes cuja principal função é absorver o líquido corpóreo das presas. Para capturar suas presas, a larva da formiga-leão constrói uma armadilha em forma de cone invertido, onde se esconde, alimentando-se de formigas e outros pequenos insetos que ali caem. Estes funis, em formato cônico, têm comumente entre 2 a 5 cm de diâmetro e profundidade semelhante. A armadilha construída pela formiga-leão é ilustrada na Figura 16. Esta armadilha possui uma angulação de modo que qualquer animal que adentre ali acaba desmoronando areia das bordas, parando diretamente nas mandíbulas da larva. Baseado nesta característica, Seyedali Mirjalili propôs o algoritmo ALO (*Ant Lion Optimization*).



Figura 15: Formiga-leão
 Fonte: Adaptado de (VARIABEL, 2015).



Figura 16: Armadilha construída pela formiga-leão
 Fonte: Adaptado de (VARIABEL, 2015).

Modelo matemático

O algoritmo ALO reproduz a interação entre a formiga-leão caçando sua principal presa: as formigas. O modelo matemático desta interação exige que as formigas se movam no espaço de busca \mathfrak{R}^n e seu predador, as formigas-leão, no momento da caçada, seja capaz de ajustar a armadilha em formato cônico. No modelo matemático, as formigas se movem de maneira estocástica e imita o comportamento da natureza. Para este modelo, Seyedali Mirjalili (MIRJALILI, 2015) utiliza o modelo reproduzido pela equação (3.2).

$$X(t) = [0, \text{cumsum}(2r(t_1) - 1), \text{cumsum}(2r(t_2) - 1), \dots, \text{cumsum}(2r(t_{iter_{max}}) - 1)] \quad (3.2)$$

Onde a função *cumsum*, residente no MatLab, retorna a soma cumulativa; $iter_{max}$ é o máximo número de iterações; t é a iteração atual e $r(t)$ é uma função estocástica definida por (3.3).

$$r(t) = \begin{cases} 1, & \text{se } rand > 0.5 \\ 0, & \text{se } rand \leq 0.5 \end{cases} \quad (3.3)$$

Onde *rand* gera números aleatórios de maneira uniforme.

As posições de cada formiga e formiga-leão são armazenadas em uma matriz, em cada iteração, cuja estrutura é exibida em (3.4) e (3.5), respectivamente.

$$M_{ant} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & \cdots & a_{1d} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & \cdots & a_{1d} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n1} & \cdots & \cdots & a_{nd} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$M_{al} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & \cdots & a_{1d} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & \cdots & a_{1d} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n1} & \cdots & \cdots & a_{nd} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Em que a_{ij} representa o valor da j -th variável da i -th formiga (ou formiga-leão), n é o número de formigas (e formigas-leão) e d é a dimensão do problema.

Para cada linha das matrizes M_{ant} e M_{al} , são calculados os fitness da função objetivo. Estes valores são armazenados em um vetor de fitness semelhante ao representado em (3.6) e (3.7), respectivamente.

$$F_{ant} = \begin{bmatrix} f(M_{ant}(1,:)) \\ f(M_{ant}(2,:)) \\ \vdots \\ \vdots \\ f(M_{ant}(n,:)) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$F_{al} = \begin{bmatrix} f(M_{al}(1,:)) \\ f(M_{al}(2,:)) \\ \vdots \\ \vdots \\ f(M_{al}(n,:)) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Durante o processo de otimização, algumas condições são aplicadas:

- ✓ As formigas se movem em torno do espaço de busca utilizando diferentes trajetórias aleatórias;

- ✓ As trajetórias aleatórias são afetadas pelas armadilhas construídas pelas formigas-leão;
- ✓ O tamanho das armadilhas é proporcional ao fitness da formiga-leão;
- ✓ A formiga-leão com maior armadilha tem maior probabilidade de capturar uma formiga;
- ✓ Cada formiga pode ser capturada por uma formiga-leão em cada iteração;
- ✓ Os limites da trajetória aleatória das formigas são estreitados de forma adaptada no decorrer das iterações;
- ✓ Se uma formiga tem o fitness melhor do que uma formiga-leão, significa que a formiga foi capturada pela formiga-leão.

O caminho aleatório (*Random Walks*- RW) desenvolvido pelas formigas é baseado na equação (3.2). As posições das formigas são atualizadas a cada iteração, obedecendo ao RW. Considerando que o espaço de busca possui um limite (limites inferiores e superiores das variáveis de decisão), a equação não pode ser utilizada diretamente para atualizar as posições das formigas. A fim de manter o RW dentro do espaço de busca, utiliza-se a normalização do tipo *min-max* (ver equação (3.8)).

$$X_i^t = \frac{\left[(X_i^t - \min(X_i^t)) \times (ub_i^t - lb_i^t) \right]}{\left(\max(X_i^t) - \min(X_i^t) \right)} + lb_i^t \quad (3.8)$$

Onde lb_i^t é o limite inferior da i -th variável na iteração t e ub_i^t é o limite superior da i -th variável na iteração t .

O objetivo da equação (3.8) é garantir que os RW das formigas não excedam o espaço de busca das variáveis de decisão. Porém, os RW das formigas são afetados pelas armadilhas construídas pelas formigas-leão. Desta maneira, para modelar isto matematicamente, foi proposta a equação (3.9).

$$\begin{cases} lb_i^t = Antlion_i^t + lb^t \\ ub_i^t = Antlion_i^t + ub^t \end{cases} \quad (3.9)$$

Aqui, c^t é o mínimo de todas as variáveis de decisão na t -th iteração; d^t é o máximo de todas as variáveis de decisão na t -th iteração; c_i^t é o mínimo de todas as variáveis de decisão para i -th formiga; d_i^t é o máximo de todas as variáveis de decisão para i -th

formiga e $Antlion_j^t$ indica a posição da j -th formiga-leão selecionada para a t -th iteração.

Para fazer a modelagem da capacidade de caça das formigas-leão, uma roleta russa é empregada. A roleta russa é utilizada para selecionar uma formiga-leão com base nos seus $fitness$ durante o processo de otimização.

As formigas-leão percebem a aproximação das formigas e desta maneira arremessam areia com grande precisão na direção de suas presas. Para este comportamento, Seyedali Mirjalili propõe a equação (3.10) (MIRJALILI, 2015).

$$\begin{cases} c^t = \frac{c^t}{I} \\ d^t = \frac{d^t}{I} \end{cases} \quad (3.10)$$

Onde I é dado por $I = \frac{(10^w)t}{iter_{max}}$; t é a iteração corrente; $iter_{max}$ é o máximo número de iterações e w é uma constante definida pela seguinte lógica: $w = 2$ quando $t > 0,1iter_{max}$, $w = 3$ quando $t > 0,5iter_{max}$, $w = 4$ quando $t > 0,75iter_{max}$, $w = 5$ quando $t > 0,9iter_{max}$ e $w = 6$ quando $t > 0,95iter_{max}$. Com $iter_{max}$ igual ao número máximo de iterações.

O estágio final da caçada é quando uma formiga alcança o fundo do funil e é capturada pela mandíbula da formiga-leão. Depois desta etapa, a formiga-leão puxa a formiga para dentro da armadilha e devora a presa. Para imitar este processo, assume-se que o processo de caça ocorre quando o $fitness$ da formiga torna-se maior que o $fitness$ da formiga-leão correspondente.

$$Antlion_j^t = Ant_i^t, \text{ Se } F_{ant}(Ant_i^t) > F_{al}(Antlion_j^t) > \quad (3.11)$$

Onde t é a iteração corrente, $Antlion_j^t$ é a posição da j -th formiga-leão na t -th iteração e Ant_i^t é a posição da i -th formiga-leão na t -th iteração.

O elitismo é uma importante característica dos algoritmos evolutivos, cujo objetivo é transferir a cópia do melhor indivíduo para a próxima geração. No ALO, esta operação é representada pela equação (3.12).

$$Ant_i^t = \frac{(R_A^t + R_E^t)}{2} \quad (3.12)$$

Onde R_A^t é o RW da formiga-leão selecionada pela roleta russa na t -th iteração; R_E^t é o RW da melhor formiga-leão na t -th iteração e Ant_i^t indica a posição da i -th formiga na t -th iteração.

Procedimento do algoritmo

O procedimento básico do algoritmo ALO é apresentado na Tabela 1. A solução do problema é a primeira linha da matriz da posição das formigas-leão denominada de M_{al}^{best} .

Tabela 1: Procedimento básico do ALO.

Escolha da função objetivo $f(x)$, $x = (x_1, x_2, \dots, x_d)$ e parâmetros do ALO;
Inicializar as matrizes M_{ant} e M_{al} ;
Avaliar a função objetivo para todos os indivíduos de M_{al} ;
Armazenar o melhor <i>fitness</i> F_{al}^{best} e melhor formiga-leão M_{al}^{best} ;
Enquanto ($t < iter_{max}$)
Para cada formiga.
Selecionar uma formiga-leão utilizando a roleta russa (R_A^t);
Calcular (R_E^t) baseado na melhor formiga-leão M_{al}^{best} ;
Atualizar a posição das formigas $M_{ant} = \frac{(R_A^t + R_E^t)}{2}$.
Fim Para
Calcular o fitness de todas as formigas;
Substituir uma formiga-leão pela correspondente formiga;
Fim Enquanto
Solução: M_{al}^{best} .

3.5. Grey Worf Optimization (GWO)

Inspiração

O algoritmo GWO (*Grey Wolf Optimizer*) foi desenvolvido pelos pesquisadores Seyedali, Seyed e Andrew em 2013 (MIRJALILI, MIRJALILI e LEWIS, 2014). É inspirado no comportamento social de caça dos lobos-cinzentos (*Canis Lupus*). Este algoritmo é considerado uma nova abordagem no âmbito da Inteligência de Enxames (IE). Apesar de novo e inexplorado, o GWO vem se mostrando promissor em diferentes áreas de conhecimento. Especificamente, na área de Sistemas Elétricos de Potência foi aplicado com sucesso para sintonizar PSS (SHAKARAMI e DAVOUDKHANI, 2016), resolver o problema do despacho econômico (PRADHAN, ROY e PAL, 2016) e otimizar o controle automático de geração (SHARMA e SAIKIA, 2015).

Os lobos-cinzentos geralmente se alimentam de alces, veados ou caribus. Porém, ele sozinho dificilmente teria chances frente a um alce com dez vezes o seu peso. É neste momento que a alcateia entra em ação, como ilustra a Figura 17. Na maioria das vezes, apenas um ou dois lobos realmente matam a presa, mas é correto afirmar que todos os animais participam da caçada, porque todos ajudam a amedrontar e a cansar a presa (SUPERINTERESSANTE, 2005). Basicamente, existem duas regras para a estratégia de caça: primeiro, mover-se para o mais perto possível da presa; e segundo, afastar-se caso haja lobos ainda mais próximos dela. Trabalhando juntos, eles asseguram o jantar para os filhotes, responsabilidade de toda a alcateia.



Figura 17: Lobo-cinzento caçando uma grande presa
Fonte: Adaptado de (WIKIPEDIA, 2017).

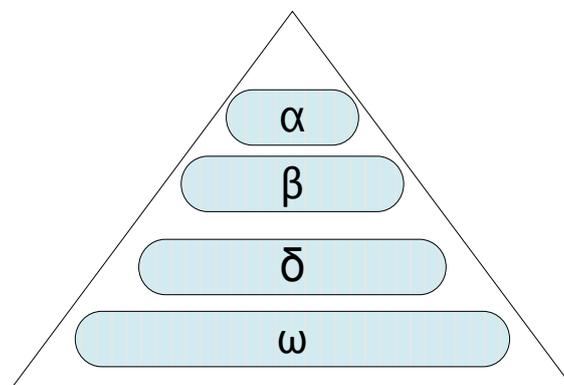


Figura 18: Hierarquia dos lobos cinzentos

Por natureza, os lobos cinzentos preferem viver em grupos normalmente contendo, em média, entre 5 a 12 lobos. Cada grupo é constituído por uma estrutura hierárquica conforme apresenta a Figura 18, sendo que algumas referências classificam-no em quatro subgrupos, representados pelas letras gregas alfa (α), beta (β), delta (δ) e ômega (ω). O líder da alcateia é o lobo α (pode ser um macho ou fêmea). O lobo β vem a seguir atuando como o segundo na cadeia de comando, tomando, assim, o trono caso o macho α morra e, possivelmente, acasalará, também, com a fêmea α . No degrau inferior

da escada, está o lobo δ , seguido do lobo ω . No algoritmo GWO, o subgrupo α possui o maior *fitness*. Observando a Figura 18, é possível concluir que o segundo e terceiro melhor *fitness* pertencem aos subgrupos β e δ , respectivamente. O resto das soluções candidatas se assume pertencer ao subgrupo ω . No algoritmo GWO, a caçada é guiada por α , β e δ . Os lobos ω seguem estes três lobos.

Modelo matemático

No processo de caça, os lobos circulam a presa durante o processo. O modelo matemático para simular esse comportamento é dado pela equação (3.13).

$$\begin{cases} \vec{D} = |\vec{C} \cdot \vec{X}_p(t) - \vec{X}(t)| \\ \vec{X}(t+1) = \vec{X}_p(t) - \vec{A} \cdot \vec{D} \end{cases} \quad (3.13)$$

Onde t indica a iteração corrente; \vec{A} e \vec{C} são vetores; $\vec{X}_p(t)$ indica a posição da presa e $\vec{X}(t)$ é a posição do lobo-cinzento.

Os vetores \vec{A} e \vec{C} são calculados pelas equações (3.14) e (3.15), respectivamente.

$$\vec{A} = 2\vec{a} \cdot \vec{r}_1 - \vec{a} \quad (3.14)$$

$$\vec{C} = 2 \cdot r_2 \quad (3.15)$$

Onde o parâmetro \vec{a} decai linearmente de 2 a 0 no decorrer das iterações e r_1 e r_2 são números aleatórios uniformes.

A caça dos lobos-cinzentos é geralmente comandada pelo α . Eventualmente, os β e δ participam da caçada. Ou seja, os lobos α , β e δ estimam a posição da presa. As equações (3.16)-(3.18) descrevem o mecanismo de movimentação dos lobos durante a caçada.

$$\begin{cases} \vec{D}_\alpha = |\vec{C}_1 \cdot \vec{X}_\alpha(t) - \vec{X}(t)| \\ \vec{D}_\beta = |\vec{C}_2 \cdot \vec{X}_\beta(t) - \vec{X}(t)| \\ \vec{D}_\delta = |\vec{C}_3 \cdot \vec{X}_\delta(t) - \vec{X}(t)| \end{cases} \quad (3.16)$$

$$\begin{cases} \vec{X}_1 = \vec{X}_\alpha - \vec{A}_1 \cdot \vec{D}_\alpha \\ \vec{X}_2 = \vec{X}_\beta - \vec{A}_2 \cdot \vec{D}_\beta \\ \vec{X}_3 = \vec{X}_\delta - \vec{A}_3 \cdot \vec{D}_\delta \end{cases} \quad (3.17)$$

$$\vec{X}(t+1) = \frac{\vec{X}_1 + \vec{X}_2 + \vec{X}_3}{3} \quad (3.18)$$

O mecanismo de busca do algoritmo GWO, diferente dos algoritmos clássicos da IE, cria uma área de busca radial como consequência da utilização de três referências ao invés de uma. O raio de busca varia de acordo com o parâmetro a . As fases de busca do algoritmo são influenciadas pelo parâmetro a . Enquanto $a > 1$, ou seja, o número de iterações realizadas pelo algoritmo é inferior à metade das iterações que realizará, o enxame tende a focalizar-se em uma busca global. De forma análoga, enquanto $0 < a < 1$, a tendência é de busca local.

Procedimento do algoritmo

O procedimento do GWO é apresentado na Tabela 2. O GWO possui somente dois parâmetros para serem ajustados (a e C).

Tabela 2: Procedimento para o algoritmo GWO.

Escolha da função objetivo $f(x), x = (x_1, x_2, \dots, x_d)$ e parâmetros GWO;
Iniciar a população aleatoriamente;
Avalia a função objetivo para todos os indivíduos: X_α é o melhor fitness, X_β é o segundo melhor fitness e X_δ é o terceiro melhor fitness;
Enquanto ($t < iter_{max}$)
Para cada indivíduo.
Atualizar a posição da presa. Equação (3.18).
Fim Para
Atualizar a, A e C ;
Calcular o fitness de todos os indivíduos;
Atualizar X_α, X_β e X_δ ;
Fim Enquanto
Solução: X_α .

3.6. Moth-Flame Optimization (MFO)

Inspiração

As borboletas e mariposas desempenham importantes papéis ecológicos, dentre os quais se destaca a importância desses organismos na polinização de diversas espécies de plantas. Borboletas e mariposas pertencem à ordem *Lepidoptera* e apresentam hábitos diurnos e noturnos, respectivamente. Atualmente estima-se que existem 160.000 espécies descritas de *Lepidoptera* no mundo, sendo que aproximadamente 3.288 espécies ocorrem no Brasil (FAVRETTO, 2012).

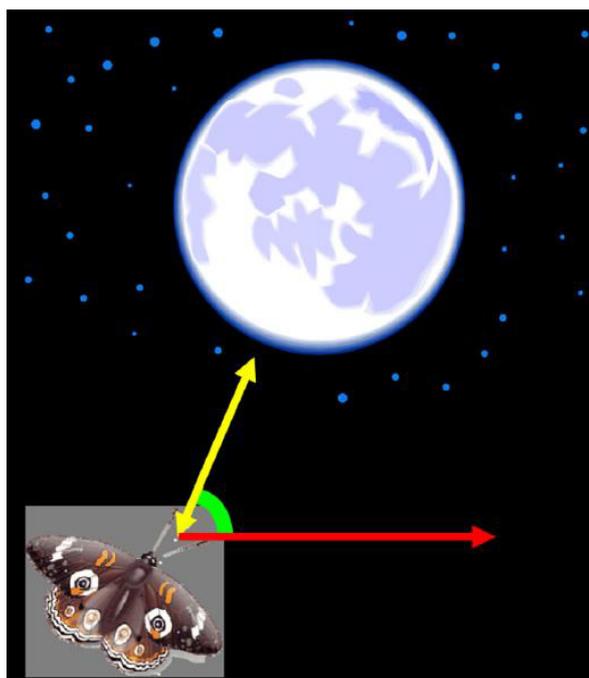


Figura 19: Orientação transversal
Fonte: Adaptado de (MIRJALILI, 2015.1).

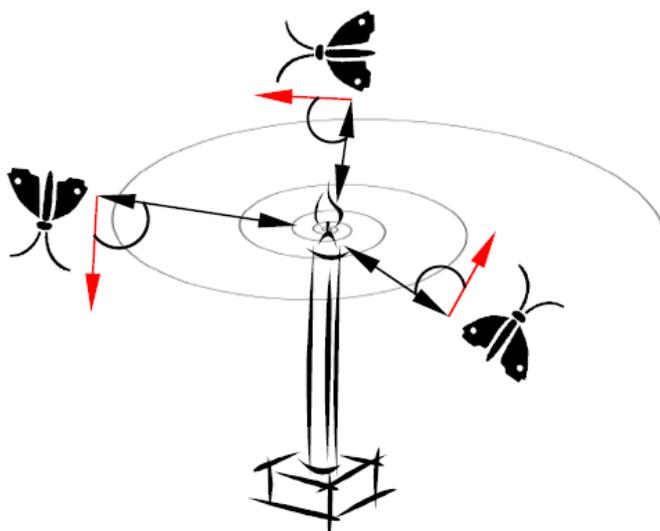


Figura 20: Voo em espiral em torno de uma fonte de luz
Fonte: Adaptado de (MIRJALILI, 2015.1).

Um fato bem interessante sobre as mariposas (*Moth*) é que elas se orientam pela luz do luar. Por causa de um comportamento denominado de orientação transversal, estes insetos (outros também utilizam este artifício) voam em um ângulo constante relacionado a uma fonte de luz distante, como a lua, por exemplo. A Figura 19 ilustra o conceito de orientação transversal. Mas, com a luz criada pelo homem, o ângulo muda quando elas passam pelo objeto e as confunde. As mariposas e outros insetos voadores parecem sofrer uma atração suicida pela luz das lâmpadas artificiais. Quando encontram uma, ficam voando em círculos até ir seguir em linha reta para a morte e acabam fritas

no bulbo quente da lâmpada (HYPERSCIENCE, 2018). Este comportamento é ilustrado na Figura 20. A trajetória realizada pela mariposa neste comportamento mortal pode ser modelada através de uma espiral logarítmica.

Modelo matemático

A representação matemática da população de mariposas em um espaço de busca de dimensão d é dada pela matriz apresentada em na equação (3.19).

$$M = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & \cdots & \cdots & m_{1d} \\ m_{21} & m_{22} & \cdots & \cdots & m_{2d} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ m_{n1} & m_{n2} & \cdots & \cdots & m_{nd} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Onde n é número de é o tamanho da população (número de mariposas) e d a dimensão do problema.

Para todas as mariposas, vamos supor que existe um vetor com o objetivo de armazenar os correspondentes valores de *fitness*, ou seja:

$$OM = \begin{bmatrix} OM_1 \\ OM_2 \\ \vdots \\ OM_n \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Outro elemento chave do algoritmo MFO é a matriz da chama (*flame*) representando uma luz artificial. Esta matriz é similar a matriz das mariposas. A dimensão das matrizes M e F são iguais ($n \times dim$) e representada pela equação (3.21).

$$F = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} & \cdots & \cdots & F_{1d} \\ F_{21} & F_{22} & \cdots & \cdots & F_{2d} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ F_{n1} & F_{n2} & \cdots & \cdots & F_{nd} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Para as chamas, nós definimos que existe um vetor para armazenar seus respectivos *fitness*.

$$OF = \begin{bmatrix} OF_1 \\ OF_2 \\ \vdots \\ OF_n \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Deve-se notar que no algoritmo MFO as mariposas e chamas são soluções do problema. A diferença entre estes componentes e a maneira de atualizar-los no decorrer das iterações.

Como todas as técnicas de IA, o algoritmo MFO inicializa de maneira aleatória obedecendo aos limites mínimos e máximos das variáveis de decisão.

Após a etapa de inicialização, as mariposas dão início ao mecanismo de orientação transversal. O modelo matemático para este mecanismo obedece a trajetória de uma espiral logarítmica. A atualização da posição de cada mariposa concorda com a equação (3.23).

$$M_i = S(M_i, F_j) \quad (3.23)$$

Onde M_i indica a posição da i -ésima mariposa, F_j assinala a j -ésima chama e S é a função espiral (no caso a utilizada foi a função espiral logarítmica).

A função espiral logarítmica é dada pela equação (3.24).

$$S(M_i, F_j) = D_i \times e^{bt} \times \cos(2\pi t) + F_j \quad (3.24)$$

Onde D_i denota a distância da i -ésima mariposa para a j -ésima chama, b é uma constante que define a forma da espiral logarítmica e t é um número aleatório entre -1 e 1.

A variável D é calculado pela seguinte expressão (3.25).

$$D_i = |F_j - M_i| \quad (3.25)$$

A Figura 21 ilustra a espiral logarítmica, o espaço ao redor da chama e a posição da mariposa considerando diferentes valores de t .

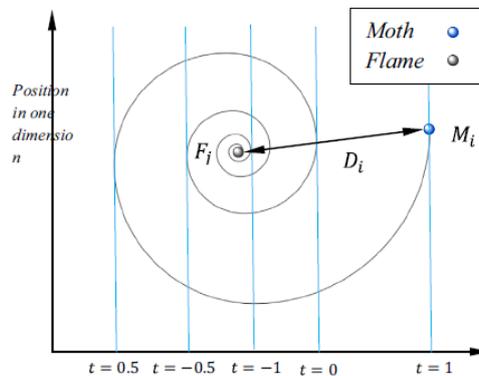


Figura 21: Espiral logarítmica e o espaço de busca

Durante as iterações do algoritmo MFO, o número de chamadas é gradativamente reduzido utilizando a equação (3.26).

$$N_f = \text{round} \left[n - l \times \left(\frac{n-1}{iter_{max}} \right) \right] \quad (3.26)$$

Onde l é a iteração corrente, $iter_{max}$ é o número máximo de iterações e n é o tamanho da população.

Procedimento do algoritmo

O procedimento do MFO é apresentado na Tabela 3 e, em geral, somente necessita ajustar o valor da constante b na espiral logarítmica.

Tabela 3: Procedimento para o algoritmo MFO

Escolha da função objetivo $f(x)$, $x = (x_1, x_2, \dots, x_d)$
Iniciar a população de mariposa (matriz M) aleatoriamente;
$l = 1$ e $b = 1$;
Enquanto ($l < iter_{max}$)
Atualizar N_f
Se $l == 1$
$OM = \text{sort}(M)$
$F = f(M)$
$OF = \text{sort}(F)$
Senão
$F = f(M_l)$
$OF = \text{sort}(F_{l-1}, F_l)$
$OM = \text{sort}(M_{l-1}, M_l)$
Fim Se
$a = -1 + \left(\frac{-l}{iter_{max}} \right)$
Para $i = 1$ até n .
Para $j = 1$ até d .
Se $i \leq N_f$
Calcular D .
Atualizar $M_{ij} = S(M_i, F_j)$
Senão
Calcular D .
Atualizar $M_{ij} = S(M_i, F_j)$
Fim Se
Fim Para
Fim Para
Fim Enquanto
Solução: OM .

3.7. Quantum PSO (QPSO)

Inspiração

Este algoritmo é baseado na famosa técnica PSO. A metaheurística PSO é uma técnica de otimização estocástica baseada em populações e desenvolvida em 1995 por Kennedy e Eberhart. A técnica foi inspirada no comportamento coletivo de bandos de pássaros e cardumes de peixes em busca de alimentos em uma determinada região (SERAPIÃO, 2009). Desde então, várias versões melhoradas do PSO foram apresentadas na literatura, ao qual, o QSO faz parte. A seguir é apresentado um resumo do clássico PSO e do QPSO.

Modelo matemático

➤ PSO

O termo partícula foi adotado para simbolizar os pássaros (ou peixes) e representa as possíveis soluções do problema a ser resolvido. Cada partícula é inicializada com uma posição e velocidade de forma aleatória (veja equação (3.27)). O parâmetro da experiência individual de cada partícula é simbolizado por $Pbest$. Em contrapartida, o $Gbest$ representa o conhecimento do enxame como um todo. A ideia básica desta técnica é que as partículas têm suas velocidade e posições atualizadas dinamicamente de acordo com o histórico das experiências individuais e coletivas de todo o enxame. Para atualizar a velocidade e posição de cada partícula são empregadas as equações (3.28) e (3.29), respectivamente.

$$\begin{aligned}x_{ij}^1 &= rand \times (ub_j - lb_j) + lb_j \\v_{ij}^1 &= rand\end{aligned}\quad (3.27)$$

Onde x_{ij}^1 é a posição inicial da partícula i ; v_{ij}^1 é a velocidade inicial da partícula i ; ub_j e lb_j são vetores com os limites máximos e mínimos da variável de decisão j .

$$v_{ij}^{t+1} = w^t \times v_{ij}^t + c_1 \times r_1 \times (Pbest_{ij}^t - x_{ij}^t) + c_2 \times r_2 \times (Gbest_j^t - x_{ij}^t) \quad (3.28)$$

$$x_{ij}^{t+1} = x_{ij}^t + v_{ij}^{t+1} \quad (3.29)$$

Onde v_{ij}^{t+1} é a velocidade atualizada da partícula i ; c_1 e c_2 são os coeficientes cognitivo e social, respectivamente; w é o peso ou momento de inércia; r_1 e r_2 dois números

aleatórios de distribuição uniforme entre 0 e 1; $Pbest_{ij}^t$ é a melhor posição encontrada pela partícula i ; $Gbest_j^t$ é a melhor posição alcançada pelo enxame; $1 \leq i \leq n$; $1 \leq j \leq d$; n é o tamanho da população; d é a quantidade de variáveis envolvidas no problema e t é a iteração corrente.

A literatura recomenda que melhores resultados são obtidos através do ajuste do peso de inércia em um valor elevado, promovendo uma exploração global, e progressivamente diminuí-lo com o objetivo de refinar a solução (PARSOPOULOS e VRAHATIS, 2004). Desta maneira, a atualização do peso de inércia é descrito pela equação (3.30).

$$w^t = w_{max} - \frac{(w_{max} - w_{min})}{t_{max}} \times t \quad (3.30)$$

Onde t_{max} é o número máximo de iterações e t é a iteração corrente.

➤ QPSO

O QPSO fundamenta-se na mecânica quântica e na análise da trajetória do PSO. O algoritmo utiliza uma estratégia baseada em um modelo poço de potencial delta quântico para amostrar em torno dos melhores pontos anteriores e receber ajuda da melhor posição média com a finalidade de aumentar a capacidade de busca global da partícula. QPSO é um tipo de algoritmo probabilístico diferindo em muitos aspectos do PSO tradicional (SUN, FANG, *et al.*, 2011), (ALFEREZ, 2013).

Os formalismos matemáticos do QPSO são detalhados em (SUN, FANG, *et al.*, 2011). Sendo assim, pode-se definir o vetor C como a média dos $Pbest$ de todas as partículas, onde todas as nomenclaturas já foram definidas na seção anterior.

$$C^t = (C_1^t, \dots, C_d^t)$$

$$C^t = \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n Pbest_{i,1}^t, \dots, \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n Pbest_{i,d}^t \right) \quad (3.31)$$

Desta maneira, as posições das partículas são atualizadas obedecendo à equação (3.32). Onde a constante r_1 é um número uniformemente aleatório.

$$X_{ij}^{t+1} = \begin{cases} p_{ij}^t + \alpha \times |C_j^t - X_{ij}^t| \times \ln(1/u), & \text{se } r_1 > 0.5 \\ p_{ij}^t - \alpha \times |C_j^t - X_{ij}^t| \times \ln(1/u), & \text{se } r_1 \leq 0.5 \end{cases} \quad (3.32)$$

Onde u é um número uniformemente aleatório.

O parâmetro α é conhecido como coeficiente de contração-expansão (CE), ao qual é muito importante no controle da velocidade da convergência do QPSO. Em geral, o valor de α diminui de maneira linear de α_1 até α_0 como apresenta a equação (3.33) (SUN, FANG, *et al.*, 2011).

$$\alpha^t = \alpha_0 + \frac{(\alpha_1 - \alpha_0) \times (t_{max} - t)}{t_{max}} \quad (3.33)$$

O vetor p_{ij} é denominado de atrator local cujas coordenadas são definidas pela equação (3.34):

$$p_{ij} = \varphi Pbest_{ij} + (1 - \varphi) Gbest_j \quad (3.34)$$

Onde φ é um número uniformemente aleatório.

O QPSO apresenta algumas vantagens em relação ao tradicional (ou clássico) algoritmo PSO devido às seguintes peculiaridades (SUN, XU e FENG, 2004):

- Sistemas quânticos são complexos sistemas não lineares que se baseiam no Princípio da Sobreposição de Estados, isto é, os modelos quânticos têm muito mais estados que o modelo convencional.
- Sistemas quânticos são sistemas incertos, desta maneira bem diferente do sistema clássico estocástico. Antes da medição a partícula pode estar em qualquer estado com certa probabilidade visto que não existe uma trajetória definida.

Procedimento do algoritmo

O procedimento do algoritmo dos algoritmos PSO e QPSO são apresentados nas Tabelas 4 e 5, respectivamente.

Tabela 4: Procedimento para o algoritmo PSO

Função objetivo $f(x)$, $x = (x_1, x_2, \dots, x_d)$
 Inicializar a posição x_{ij} e velocidade v_{ij} das n partículas.
 Calcular o *fitness* e extrair *Pbest* e *Gbest*.
Enquanto ($t \leq t_{max}$)
 Atualizar w .
 Para $i = 1$ até n Faça
 Para $j = 1$ até d Faça
 Atualizar a velocidade da partícula v_{ij} .
 Atualiza a posição da partícula x_{ij} .
 Se $x_{ij} > ub_j \rightarrow x_{ij} = ub_j$. **Fim Se**
 Se $x_{ij} < lb_j \rightarrow x_{ij} = lb_j$. **Fim Se**
 Fim Para
 Fim Para
 Calcular o *fitness* e extrair *Pbest* e *Gbest*.
Fim Enquanto
Retornar $x^* = Gbest$ e $f^* = f(Gbest)$.

Tabela 5: Procedimento para o algoritmo QPSO

Função objetivo $f(x)$, $x = (x_1, x_2, \dots, x_d)$
 Inicializar a posição x_{ij} das n partículas.
 Calcular o *fitness* e extrair *Pbest* e *Gbest*.
Enquanto ($t \leq t_{max}$)
 Atualizar α .
 Para $i = 1$ até n Faça
 Para $j = 1$ até d Faça
 $\varphi = rand(0,1)$
 $u = rand(0,1)$
 Calcular p_{ij}
 Atualiza a posição da partícula x_{ij} .
 Se $x_{ij} > ub_j \rightarrow x_{ij} = ub_j$. **Fim Se**
 Se $x_{ij} < lb_j \rightarrow x_{ij} = lb_j$. **Fim Se**
 Fim Para
 Fim Para
 Calcular o *fitness* e extrair *Pbest* e *Gbest*.
Fim Enquanto
Retornar $x^* = Gbest$ e $f^* = f(Gbest)$.

Capítulo 4

4. Metodologia proposta

4.1. O problema abordado

Apesar de a maioria dos sistemas reais apresentarem características não lineares, quando o sistema opera em uma pequena faixa, então seu comportamento pode ser aproximado satisfatoriamente por meio de modelos lineares. Todavia, os sistemas não lineares são mais difíceis de serem resolvidos do que os sistemas lineares. Porém, quando o sistema tem um grau mediano ou severo de não linearidade ou quando a faixa de operação é variável ou quando estes sistemas experimentam transições contínuas em sua operação, necessariamente deverá ser levado em conta o modelo não linear no projeto do controle, de tal forma que permita manter a estabilidade e desempenho desejados para o sistema em malha fechada (BRAVO e NORMEY-RICO, 2009).

A linearização é o processo de encontrar um modelo linear que se aproxima de um modelo não linear. Para um sistema com não linearidades suaves e uma derivada contínua, pode-se calcular um modelo linear, que é válido para pequenos sinais (ou pequenas perturbações). Em muitos casos, esses modelos podem ser usados para projeto. A equação diferencial não linear é uma equação na qual as derivadas do estado têm uma relação não linear com o próprio estado e/ou controle, ou seja, as equações diferenciais não podem ser escritas na forma (2.28), mas na forma (2.27). Para realizar a linearização para pequenas perturbações, primeiramente é preciso determinar os valores de equilíbrio (para o SEP, equivale à solução do fluxo de potência) e então expandir a equação não linear em termos de perturbações a partir destes valores de equilíbrio (FRANKLIN, POWELL e EMAMI-NAEINI, 2013). Porém, quando se pretende controlar sistemas não lineares utilizando as técnicas de controle linear, estes de um modo geral apenas permitem um bom desempenho dentro de uma pequena gama de operações do sistema. Assim sendo, para certificar a estabilidade completa do sistema, deve-se considerar o modelo não linear (as equações diferenciais).

O estudo da estabilidade angular em SEP, como foi visto nos capítulos anteriores, pode ser dividido em estabilidade angular a pequenas perturbações e estabilidade angular transitória. No estudo da estabilidade angular transitória, a não

linearidade do SEP determina a resposta do sistema no tempo, e, conseqüentemente, a linearização das equações diferenciais não funciona, exigindo ferramentas de análise em curto prazo que considerem plenamente as principais características não lineares do sistema. Em contrapartida, o fenômeno da estabilidade angular a pequenas perturbações é analisado a partir da linearização das equações do modelo do sistema (GÓMES-EXPÓSITO, CONEJO e CAÑIZARES, 2009).

A estabilidade angular pode ser melhorada com a aplicação dos PSS, FACTS (*Flexible Alternating Current Transmission System*) e controles de amortecimento com ligações HVDC (*High-Voltage Direct Current*) por meio do aumento da região de estabilidade pós-falta e do aumento do amortecimento das oscilações eletromecânicas de baixo amortecimento ou não amortecidas. O projeto destes controladores é baseado em duas etapas que consistem em localização e ajuste dos parâmetros do controlador para fornecer um desempenho ótimo do sistema. Na etapa de localização, em geral, são utilizados os métodos dos resíduos de maneira satisfatória. Na etapa de ajuste, existem dois objetivos a serem alcançados, que são maximizar o amortecimento dos modos de oscilações locais e interárea, sem comprometer a estabilidade dos outros modos, e melhorar o desempenho transitório do sistema (YUAN e FANG, 2009).

É usual na etapa de ajuste destes controladores a utilização de modelos linearizados do sistema e, posteriormente, a validação dos parâmetros obtidos após o processo de sintonia por meio de simulações não lineares da planta controlada. Como foi comentado anteriormente, as técnicas de linearização são aplicadas a situações de perturbações que ocorrem próximas ao ponto de operação nominal e são inadequadas para descrever o comportamento não linear do SEP quando este se encontra distante do ponto de equilíbrio.

Desta maneira, o ajuste dos controladores é realizado para faixas determinadas de frequência de oscilação da máquina síncrona em torno do ponto de operação nominal, que permite considerar simplificações para o modelo e facilitar o ajuste dos parâmetros de controle (DA SILVA JÚNIOR, 2012). Nos projetos práticos, os controladores são ajustados visando à estabilidade a pequenas perturbações, utilizando uma extensiva análise de autovalores, *modes shapes*, fatores de participação, controlabilidade, observabilidade, etc. Posteriormente, os parâmetros obtidos são testados diante de grandes perturbações (KUNDUR, KLEIN, *et al.*, 1989).

4.2. Robustez

Robustez é de crucial importância em projetos de sistemas de controle, pois sistemas reais são vulneráveis a perturbações externas e sinais ruidosos, ademais sempre existem discrepâncias entre os modelos matemáticos utilizados no projeto e o sistema real (GU, PETKOV e KONSTANTINOV, 2005). No contexto abordado, um dos maiores problemas inerentes ao projeto e sintonização de PSS vem do fato de que o desempenho destes controladores depende significativamente do ponto de operação do SEP, e as condições de operação do sistema elétrico variam normalmente ao longo do dia. Esta característica do sistema dificulta a obtenção de um desempenho desejado para os controladores projetados através das técnicas de controle clássico, uma vez que tais técnicas baseiam-se em uma linearização do modelo do sistema em um ponto nominal de operação e que esta linearização tem sua validade restrita a uma vizinhança deste ponto. Porém, este problema pode ser resolvido através da aplicação de técnicas de controle robusto (BOUKARIM, WANG, *et al.*, 2000), (DO BOMFIM, TARANTO e FALCÃO, 2000), (DE CAMPOS, DA CRUZ e ZANETTA JR., 2014). Através destas técnicas é possível obter controladores que garantem formalmente a estabilidade do sistema e um desempenho aceitável do controlador frente às variações das condições de operação do SEP dentro de uma região pré-especificada (DE OLIVEIRA, RAMOS e BRETAS, 2005).

No contexto dos algoritmos de IA, a robustez geralmente é caracterizada por algum índice ou por uma lista de contingências previamente estabelecida. Por exemplo, (DILL e E SILVA, 2013) introduz a noção de pseudospectra aplicado a sintonização de PSS. É um bom índice para quantificar robustez, porém o cálculo da pseudospectra requer muito tempo computacional. Neste contexto, o problema do projeto robusto de PSS pode ser modelado através da teoria da perturbação (GOLUB e VAN LOAN, 1996).

4.3. Teoria da perturbação

Antes de introduzir os conceitos utilizados sobre a teoria da perturbação é conveniente definir as matrizes de autovetor à direita e a esquerda através das expressões (4.1)- (4.4).

$$A\Phi - \Phi\Lambda = 0 \quad (4.1)$$

$$\Psi A - \Lambda\Psi = 0 \quad (4.2)$$

$$\underbrace{\Phi = [\phi_1 \quad \phi_2 \quad \cdots \quad \phi_n]}_{\text{Autovetor a direita}} \quad \Psi = \underbrace{\begin{bmatrix} \psi_1^t \\ \psi_2^t \\ \vdots \\ \psi_n^t \end{bmatrix}}_{\text{Autovetor a esquerda}} \quad (4.3)$$

$$\Psi\Phi = I \quad (4.4)$$

Onde a matriz diagonal Λ sendo uma matriz cuja diagonal principal formada pelos autovalores $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ de A e em (4.4) para que o produto de Ψ por Φ seja igual à identidade, os autovetores à esquerda e direita precisam ser previamente normalizados.

A análise da perturbação, em particular, estuda as conseqüências de pequenas mudanças na matriz A e dos seus autovalores e/ou autovetores. Dada a matriz A , o problema se resume em determinar os autovalores (e às vezes também os autovetores) da matriz perturbada $A + \Delta A$.

Definição 1: designamos por raio espectral de uma matriz A o valor (SAAD, 2003):

$$\rho(A) = \max_{i=1, \dots, n} |\lambda_i| \quad (4.5)$$

Onde $\lambda_1, \dots, \lambda_n$ são os autovalores de A .

Definição 2: As normas de Frobenius e norma 2 de uma matriz quadrada $A_{n \times n}$ são definidas por, respectivamente.

$$\|A\|_F = \left(\sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^n |a_{ij}|^2 \right)^{1/2} \quad (4.6)$$

$$\|A\|_2 = [\rho(AA^t)]^{1/2} \quad (4.7)$$

Na equação (4.7), os autovalores de AA^t são positivos. Então, suas raízes quadradas são chamadas de valores singulares de A e são denotados por $\sigma_i, i = 1, \dots, n$. Logo, a equação (4.7) pode ser escrita por (4.8).

$$\|A\|_2 = \max_{i=1,\dots,n} \sigma_i \quad (4.8)$$

Definição 3: Seja A uma matriz real de ordem n . Então, a matriz A é uma matriz normal se satisfizer a igualdade (4.9) (GOLUB e VAN LOAN, 1996).

$$A^t A = A A^t \quad (4.9)$$

Matrizes normais apresentam baixa sensibilidade dos autovalores diante de perturbações. Matrizes não normais apresentam maior sensibilidade a variações paramétrica. Desta maneira, uma pequena perturbação na matriz A pode deslocar algum dos autovalores para o semiplano direito do plano complexo, caracterizando um sistema instável. Logo, é importante que a matriz do SEP, em malha fechada, seja a mais próxima possível da normalidade para que o deslocamento dos autovalores seja uniforme e de acordo com a amplitude da perturbação (DILL, 2013).

Teorema de Bauer-Fike: seja \tilde{A} , A e ΔA matrizes quadradas de ordem n com $\tilde{A} = A + \Delta A$ e $A = \Phi \Lambda \Phi^{-1}$. Então, para cada autovalor $\tilde{\lambda}$ de \tilde{A} , existe um autovalor de λ de A , tal que (BAUER e FIKE, 1960), (GOLUB e VAN LOAN, 1996):

$$\min_{\lambda \in \lambda(A)} |\lambda - \tilde{\lambda}| \leq \kappa_2(\Phi) \|\Delta A\|_2 \quad (4.10)$$

Onde $\kappa_2(\Phi) = \|\Phi\|_2 \|\Phi^{-1}\|_2$ é o número de condicionamento espectral de Φ . Então, $\kappa_2(\Phi)$ geralmente é utilizado como uma medida de robustez. O número de condição espectral utilizando a norma de *Frobenius* fornece resultados mais conservativos com relação à sensibilidade do autovalor do que a norma 2 ($\|\Phi\|_2 \leq \|\Phi\|_F$) (GOLUB e VAN LOAN, 1996). Então, podemos utilizar para quantificar a robustez de uma pequena perturbação na matriz A . Observe que para matrizes normais o número de condicionamento $\kappa_F(\Phi) = 1$.

$$\kappa_F(\Phi) = \|\Phi\|_F \|\Phi^{-1}\|_F \quad (4.11)$$

Teorema 1: A matriz A é normal se obedece a igualdade (4.12). A demonstração deste teorema pode ser encontrada em (ASHARI, 2005).

$$\|A\|_F^2 = \sum_{i=1}^n |\lambda_i(A)|^2 \quad (4.12)$$

4.4. Metodologia proposta

Uma sintonização completa de PSS deve obedecer a requisitos tanto na análise linear como não-linear. Por isso, as funções objetivos consideradas neste trabalho almejam melhorar o desempenho do SEP para pequenas (função objetivo F_1) e grandes perturbações (função objetivo F_5) no contexto da estabilidade angular. Ademais, um conceito muito importante na teoria de controle é a robustez. A robustez é retratada nas funções objetivos $F_2 - F_3$. Finalmente, a função F_4 objetiva minimizar os efeitos do tempo de atraso na estabilidade angular a pequenas perturbações dos SEP.

Função objetivo 1:

O índice mais utilizado para sintonização de controladores, no âmbito da estabilidade angular a pequenas perturbações, é a escolha do amortecimento mínimo ζ_{min} . O valor do amortecimento mínimo depende muito de alguns SEPs. Por exemplo, a *Ontario Hydro* define um ζ_{min} de 3%. Porém, muitos autores, na literatura, utilizam um ζ_{min} igual a 5% (DILL, 2013).

Uma maneira simples de garantir um amortecimento mínimo para todos os modos eletromecânicos é assegurar que seus autovalores fiquem posicionados dentro de um cone, no semiplano esquerdo do plano complexo (DILL, 2013). Porém, os modelos utilizados na estabilidade a pequenas perturbações correspondem a modelos não-lineares do SEP que foram linearizados em torno de um ponto de operação. Mudanças no ponto de operação ocorrem frequentemente devido a mudanças cargas ou alterações na rede elétrica. Desta maneira, é necessário garantir que o controle do sistema forneça um desempenho apropriado para estas mudanças. Para abordar este problema foi considerado um conjunto \mathcal{A} composto por todas as matrizes de estado para cada ponto de operação considerado em projeto. Logo o conjunto \mathcal{A} é dado por (4.13).

$$\mathcal{A} = \{A_1, A_2, \dots, A_{N_{po}}\} \quad (4.13)$$

Onde N_{po} é a quantidade de pontos de operação considerados na etapa de sintonização dos controladores.

Define-se o conjunto dos Z formado pelas menores razões de amortecimento da matriz A_i no ponto de operação i , ou seja:

$$Z = \left\{ \min \text{damp}(A_1), \min \text{damp}(A_2), \dots, \min \text{damp}(A_{N_{po}}) \right\} \quad (4.14)$$

Onde a função $\text{damp}(A_i)$ calcula o amortecimento de todos os autovalores da matriz A_i .

Finalmente, define-se o número real ζ_{min} que quantifica o menor amortecimento encontrado dentre todos os pontos de operação considerados no projeto.

$$\zeta_{min} = \min Z \quad (4.15)$$

O objetivo então é maximizar o valor de ζ_{min} . Através do conhecimento de ζ_{min} , pode-se montar a primeira função objetivo no problema multiobjetivo. Deseja-se maximizar o valor de ζ_{min} ou em outras palavras minimizar $100 - \zeta_{min}$.

$$F_1 = \min(100 - \zeta_{min})^2 \quad (4.16)$$

Função objetivo 2:

Para cada ponto de operação, pode-se montar o conjunto composto por cada número de condicionamento espectral correspondente a cada matriz de estado A_i , ou seja:

$$\mathcal{K} = \left\{ \kappa_F(\Phi_1), \kappa_F(\Phi_2), \dots, \kappa_F(\Phi_{N_{po}}) \right\} \quad (4.17)$$

O objetivo é minimizar o maior valor de \mathcal{K} , isto é, minimizar o deslocamento realizado pelos autovalores após uma perturbação na matriz de estado em malha fechada.

$$F_2 = \min(\max \mathcal{K}) \quad (4.18)$$

Função objetivo 3:

Esta função é um índice que caracteriza robustez na sintonização dos PSS. O objetivo é minimizar o maior valor de \mathcal{N} (significa um índice de normalidade da matriz de estado em malha fechada). O conceito matemático desta função objetivo é apresentado na equação (4.19).

$$\mathcal{N} = \left\{ \left| \|\mathbf{A}_1\|_F^2 - \sum_{i=1}^n |\lambda_i(\mathbf{A}_1)|^2 \right|, \left| \|\mathbf{A}_2\|_F^2 - \sum_{i=1}^n |\lambda_i(\mathbf{A}_2)|^2 \right|, \dots, \left| \|\mathbf{A}_{N_{po}}\|_F^2 - \sum_{i=1}^n |\lambda_i(\mathbf{A}_{N_{po}})|^2 \right| \right\} \quad (4.19)$$

$$F_3 = \min(\max \mathcal{N}) \quad (4.20)$$

Função objetivo 4:

A quarta função objetivo relaciona à sensibilidade do autovalor λ_i da matriz de estado \mathbf{A} em malha fechada com relação ao tempo de atraso. Não é regra geral que o máximo tempo de atraso forneça um amortecimento adequado. Na prática, os tempos de atraso são aleatórios e é aconselhável minimizar seus efeitos. A sensibilidade do autovalor λ_i com relação a um determinado parâmetro p pode ser determinada pela expressão (4.21).

$$\frac{\partial \lambda_i}{\partial p} = \psi_i^* \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial p} \phi_i \quad (4.21)$$

Desta maneira, o objetivo é minimizar a sensibilidade de todos os autovalores com relação ao tempo de atraso, ou seja:

$$F_4 = \min \left| \max \left(\frac{\partial \lambda_i}{\partial p} \right) \right| \quad (4.22)$$

Função objetivo 5:

As quatro funções objetivos consideradas anteriormente referem-se ao problema robusto da estabilidade angular a pequenas perturbações. Porém, como foi citado previamente, é importante considerar o problema da estabilidade angular a grandes perturbações, visto que na prática, o SEP utiliza elementos não-lineares (histerese,

limitadores, integrador *antiwindup*, etc.). A função F_5 aborda a questão da não linearidade a partir da teoria de Lyapunov. Em F_5 , \hat{x} é o vetor de desvio das variáveis de estados utilizadas para obter um desempenho desejado, que é definido por (LIN, CHUNG, *et al.*, 2008):

$$F_4 = \int_0^{\infty} [\hat{x}^T Q \hat{x}] dt \quad (4.23)$$

$$\hat{x} = x(t) - x(0) \quad (4.24)$$

Em que $x(t)$ é o estado no tempo t , $x(0)$ é o estado inicial e Q é uma matriz diagonal cuja dimensão é $n \times n$.

Para um sistema com N_g máquinas, \hat{x} é definido por $\hat{x} \equiv [\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_{N_g}]^T$. De acordo com a fórmula da energia cinética, as constantes de inércia de todos os geradores funcionam como um peso relativo. Desta maneira, os elementos da matriz Q são dados pela equação (4.25).

$$Q \equiv \frac{1}{2} \begin{bmatrix} M_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & M_{N_g} \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Depois de definir o vetor \hat{x} e a matriz quadrada Q , então é possível montar função F_5 com o objetivo de quantificar a estabilidade transitória.

$$F_5 = \int_0^{\infty} \left[[\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_{N_g}] \frac{1}{2} \begin{bmatrix} M_1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & M_{N_g} \end{bmatrix} [\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_{N_g}]^T \right] dt \quad (4.26)$$

$$F_5 = \int_0^{\infty} \left[\frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_g} M_i \Omega_i^2 \right] dt \quad (4.27)$$

$$F_5 = \int_0^{t_{sim}} V_{EC}(\Omega) dt \quad (4.28)$$

Onde t_{sim} é o tempo de simulação escolhido.

Na equação, para maior precisão, é conveniente a utilização da energia cinética corrigida. De acordo com a referência (PAUCAR, 1998), os geradores críticos são aqueles mais susceptíveis a perder a estabilidade quando ocorre determinada perturbação. A energia cinética transitória que origina a separação dos geradores críticos do resto do sistema deve-se ao movimento desses geradores, isto é, é a energia cinética do centro inercial dos geradores críticos em relação à energia cinética dos outros geradores. Conforme esta teoria, foi observado que não é a energia cinética total do sistema ao final da perturbação que conduz à instabilidade, mas sim deve-se descontar a porção de energia cinética envolvida nas oscilações intermáquinas que não contribui para separar os geradores críticos do resto do sistema. Desta maneira, deve-se corrigir a fórmula da energia cinética transitória (PAUCAR, 1998). A energia cinética corrigida é dada por:

$$V_{ECcorr}(\Omega) = \frac{1}{2} M_{eq} \Omega_{eq} \quad (4.29)$$

Onde

$$M_{eq} = \frac{M_{cr} * M_{sys}}{M_{cr} + M_{sys}} \quad (4.30)$$

$$\Omega_{eq} = \Omega_{cr} - \Omega_{sys} \quad (4.31)$$

As velocidades angulares do centro inercial de k máquinas críticas e das $N_g - k$ máquinas não críticas são dadas pelas expressões, respectivamente (FOUAD e STANTON, 1981):

$$\Omega_{cr} = \frac{\sum_{i=1}^k M_i * \Omega_i}{\sum_{i=1}^k M_i} \quad (4.32)$$

$$\Omega_{sys} = \frac{\sum_{i=1}^{N_g-k} M_i * \Omega_i}{\sum_{i=1}^{N_g-k} M_i} \quad (4.33)$$

Desta maneira, a expressão (4.29) deve ser utilizada no integrando na função objetivo F_5 .

A função F_5 é calculada para um determinado evento no SEP. Considerando somente como perturbação a aplicação de curto-circuito, então é oportuno filtrar os eventos em ordem crescente de severidade e considerar somente o mais severo.

Definindo um índice de desempenho PI pela equação (4.34), o maior valor de PI significa a perturbação mais severa que será utilizada para a sintonização dos controladores.

$$PI = \max[\dot{dot2}(t)] - \min[\dot{dot2}(t)] \quad (4.34)$$

Onde $0 \leq t \leq t_{sim}$.

Softwares utilizados

As funções F_1 - F_4 dependem exclusivamente do modelo linearizado do SEP. Este modelo é quantificado pelas matrizes A , B , C e D ao qual são obtidas por meio do programa PacDyn. O processo de obtenção da matriz de estado para um específico sistema e controlador é ilustrado na Figura 22. Os pontos de operação considerados são adquiridos do software Anarede a partir de um arquivo histórico. O arquivo histórico (.his ou .sav) é gerado pelo Anarede e lido pelo PacDyn. No PacDyn, pode-se gerar as matrizes de estados fornecendo a entrada e saída do sistema em malha aberta (o fechamento da malha é realizada no MatLab (*Matrix Laboratory*) via script implementado pelo próprio autor). Deste modo, gera-se um arquivo (.out) contendo as matrizes A , B , C e D (normalmente nula). No MatLab, é possível ler os dados destas matrizes, sendo que, após a leitura, para cada técnica de IA, pode-se otimizar os parâmetros dos controladores, a fim de alcançar o objetivo requisitado em projeto. Ao final do processo de otimização, pode-se validar os parâmetros obtidos no software PacDyn.

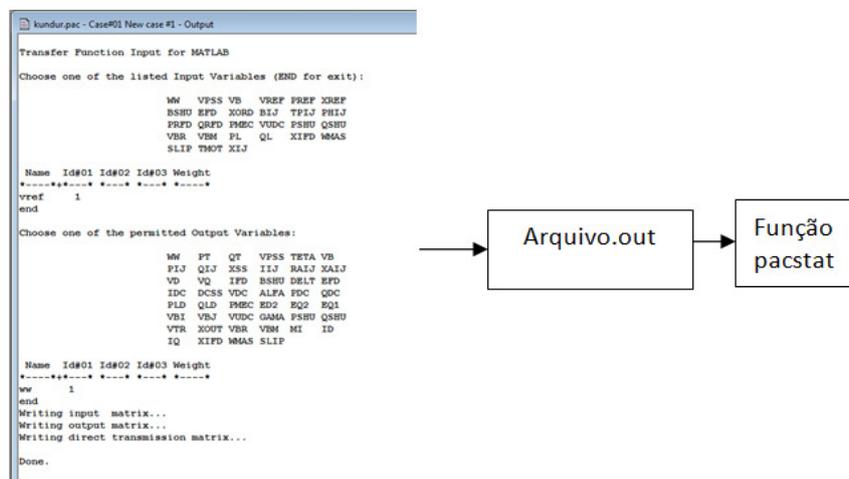


Figura 22: Obtenção da matriz de estado com o PacDyn

Em contrapartida, os valores das variáveis utilizadas na função objetivo F_5 podem ser obtidos por meio do programa ANATEM. A janela de execução é ilustrada na Figura 23. O objetivo, então, é executar o ANATEM de maneira automática e armazenar os valores das curvas geradas por este software em uma matriz. Pode-se utilizar a classe *Java.awt.Robot*, disponível em linguagem Java, para controlar as ações realizadas pelo mouse ou teclado. A matriz com os valores armazenados contém todas as variáveis necessárias para calcular os produtos escalares (PI) e a função de energia transitória corrigida. Em posse dos índices da estabilidade angular a pequenas perturbações e estabilidade angular transitória, pode-se, então, inseri-los nos algoritmos de IA.

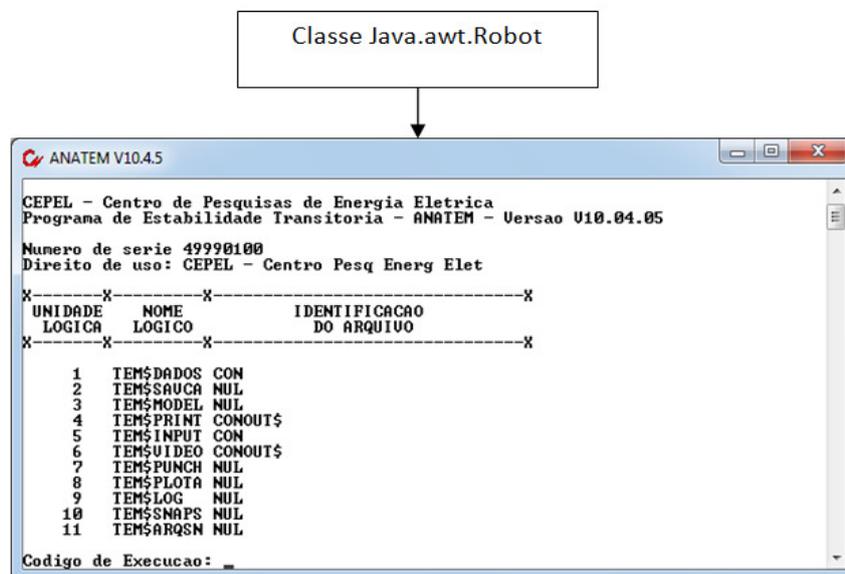


Figura 23: Execução do programa ANATEM.

Otimização Multiobjetivo

Um problema com vários objetivos pode ser transformado em um problema com apenas um objetivo por meio do conceito de escalarização. A abordagem de escalarização é quando os objetivos são transformados em uma única função objetivo, denominada de função de escalarização.

Na otimização multiobjetivo, o conceito de otimalidade baseia-se na noção introduzida por Francis Edgeworth em 1881, e, posteriormente, generalizado por Vilfredo Pareto, em 1896. Geralmente, o Problema de Otimização Multiobjetivo (POM) possui objetivos que são conflitantes entre si. Assim sendo, a combinação de cada uma dessas soluções ótimas, considerando diferentes alternativas, pode fornecer uma família de soluções, e não uma única solução ótima. No POM, existem diversas soluções de

compromisso entre os objetivos tratados. Quando as funções objetivo são conflitantes, uma não pode ser minimizada sem aumentar a outra. Desta situação, origina-se a solução de *Pareto* (ou *Edgeworth-Pareto*).

Um ponto factível x_p para o problema POM (equação (4.35)) é denominado Pareto ótimo se e somente se nenhum outro ponto factível x exista tal que $f_i(x) \leq f_i(x_p), \forall i \in \mathcal{M} := \{1, \dots, M\}$ e $f_i(x) < f_i(x_p)$, para pelo menos um índice $i \in \mathcal{M}$. A tradicional técnica para resolver o POM com funções objetivo conflitantes é construir a fronteira de Pareto e então escolher o ponto mais adequado ao longo da curva (ZAVALA e FLORES-TLACUAHUAC, 2012). A fronteira de Pareto é tipicamente construída aplicando o método da ϵ -Restrição. Outra técnica bastante empregada é selecionando um conjunto de pesos ω_i denominado de "soma dos pesos". Esta técnica é largamente utilizada na literatura especializada (ABDEL-MAGID e ABIDO, 2003), (ABIDO, 2003) e portanto, a técnica soma dos pesos foi empregada neste trabalho de doutorado.

O método da soma dos pesos método foi primeiramente empregado por Zadeh (ZADEH, 1963) e possui alto grau de simplicidade. Por isso, muitas vezes é utilizado na literatura. O método dos pesos serve para obter uma aproximação da fronteira. O problema de otimização multiobjetivo pode ser descrito por (4.35), sendo que este problema escalarizado, usando o método com um dado vetor de pesos $\omega \geq 0$, então (4.35) transforma-se no problema (4.36).

$$\begin{aligned} & \text{otimizar } f_i(x), i = 1, \dots, M \\ & \text{Sujeito a:} \\ & h_j(x) = 0, \quad (j = 1, 2, \dots, J) \\ & g_k(x) \leq 0, \quad (k = 1, 2, \dots, K) \end{aligned} \tag{4.35}$$

$$\begin{aligned} & \text{otimizar } \omega_i f_i(x), i = 1, \dots, M \\ & \text{Sujeito a:} \\ & h_j(x) = 0, \quad (j = 1, 2, \dots, J) \\ & g_k(x) \leq 0, \quad (k = 1, 2, \dots, K) \end{aligned} \tag{4.36}$$

Em que M é a quantidade de funções objetivo; x é o vetor das variáveis de decisão com dimensão N ; $f_i(x)$ é a função objetivo i ; $h_j(x)$ é função das restrições de igualdade j e $g_k(x)$ é função das restrições de desigualdade k .

A escolha dos pesos afeta diretamente os resultados, sendo estes escolhidos baseado nos valores das funções objetivos obtidos em simulações realizadas separadamente com o objetivo de analisar a magnitude de cada função objetivo em

particular. Aplicando o método da soma dos pesos ao problema abordado, tem-se a equação (4.37).

$$\begin{aligned}
 F &= \min[\omega_1 f_1(x) + \omega_2 f_2(x) + \omega_3 f_3(x) + \omega_4 f_4(x) + \omega_5 f_5(x)] \\
 &\text{Sujeito a:} \\
 &Z_{min} \leq Z \leq Z_{max}
 \end{aligned}
 \tag{4.37}$$

Onde Z_{min} e Z_{max} representam os vetores com os limites mínimos e máximos dos parâmetros dos controladores (variáveis de decisão), respectivamente.

Fluxograma da metodologia proposta:

A Figura 24 apresenta a metodologia proposta para solucionar o problema de sintonização de diversos controladores para melhorar toda a estabilidade angular em SEP. A localização e o sinal de entrada de todos os controladores são pré-definidos pelos métodos dos resíduos e fatores de participação. Uma lista pré-definida de contingências é preparada para formar o problema de controle robusto. Cada solução de fluxo de potência é armazenada em um arquivo com extensão *sav* ou *his* gerados pelo software ANAREDE. Estes arquivos são utilizados no software PacDyn para formar, para cada ponto de operação, uma matriz de estado diferente. Se o banco de dados for formado por n contingência, então o problema terá n matrizes de estados. Para cada contingência, o software PacDyn gerará um arquivo do tipo *out*, que será lido por uma função escrita em linguagem MatLab (denominada de *pacstat*). Através destas matrizes de estados, as funções objetivos F_1 , F_2 , F_3 e F_4 são formadas. Posteriormente, O software ANATEM é executado e o arquivo de saída *plt* contendo todas as variáveis de interesse é lido e o resultado é a formação da função F_5 . Monta-se a função objetivo e o melhor indivíduo com o melhor *fitness* é armazenado a cada iteração. Após o fim do processo de otimização, o vetor com os valores dos parâmetros dos controladores é salvo para uma posterior validação nos softwares ANATEM e PacDyn.

Capítulo 5

5. Resultados e Simulações

5.1. Introdução

Nesta seção são apresentadas as simulações realizadas em dois sistemas testes: (1) Sistema Equivalente Sul-Sudeste do Brasil ou simplesmente JcIta e (2) Sistema Interligado *New England- New York* ao qual atende pela sigla de NETS-NYPS. As simulações foram executadas utilizando-se um computador AMD PRO-2,80 GHz, 8 GB de RAM e sistema operacional Windows 7 Professional- 64 Bits.

5.2. Sistema JcIta

Estabilidade a pequenas perturbações

Este sistema teste de 7 barras e 5 geradores foi proposto pelos pesquisadores Nelson Martins e Leonardo Lima (MARTINS e LIMA, 1989). O diagrama unifilar é ilustrado na Figura 25 e seus dados podem ser encontrados em (MARTINS e LIMA, 1989). Todos os geradores são equipados com reguladores de tensão do tipo STA1 com constantes de tempo $K_a = 30$ pu e $T_a = 0,05$ s.

Para o ajuste dos controladores têm-se cinco pontos de operação retirados de (BOUKARIM, WANG, *et al.*, 2000) e apresentados na Tabela 6. Observa-se que o menor valor de amortecimento é dado no caso nº 5 com -16,58% de amortecimento. Com base na Tabela 6 e na Figura 26, ficou evidente que o sistema em questão apresenta amortecimento negativo em todos os PO o que configura autovalores com parte real positiva, condição que não assegura estabilidade a pequenas perturbações ao sistema simulado. A referência recomenda que o valor da razão de amortecimento nunca deve ser inferior a 5% em SEP reais (GOMES JR., MARTINS e PORTELA, 2003).

Ademais, este sistema apresenta também um par de zeros complexos conjugados localizados no lado direito do plano complexo, ou seja, o sistema em análise é de fase não- mínima. Conseqüentemente, se apenas um PSS com estrutura convencional for empregado, há uma grande dificuldade em estabilizar o sistema. Uma solução seria aumentar o número de PSS instalados neste sistema. Outra solução seria a instalação de um PSS combinando sinais remotos e locais ou até mesmo a instalação de controladores

FACTS ou HVDC (CANIZARES, FERNANDES, *et al.*, 2017), porém com a instalação dos FACTS ou HVDC haveria um aumento de custo.

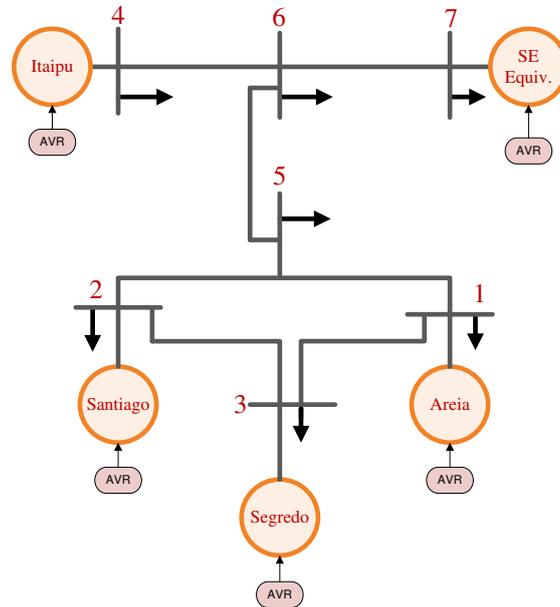


Figura 25: Diagrama unifilar do sistema JcIta.

Tabela 6: Condições de operação para o sistema JcIta

Caso #	X_{5-6}	X_{6-7}	Modo 1		Modo 2	
	pu	pu	f(Hz)	$\zeta(\%)$	f(Hz)	$\zeta(\%)$
1	0,39	0,57	0,858	-11,90	0,935	3,83
2	0,50	0,57	0,855	-12,10	0,918	3,50
3	0,80	0,57	0,851	-12,66	0,877	2,77
4	0,39	0,63	0,830	-14,04	0,931	4,04
5	0,39	0,70	0,796	-16,58	0,926	4,18

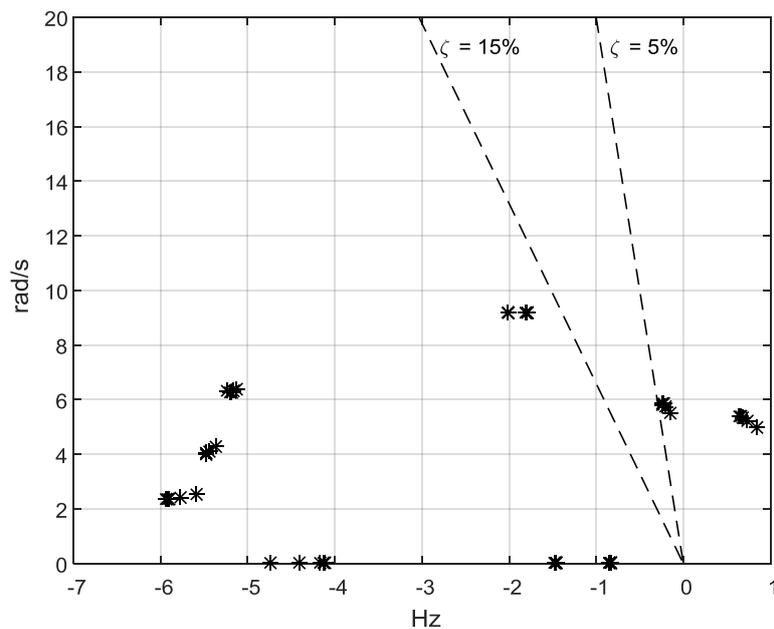


Figura 26: Polos em malha aberta do sistema JcIta

Depois de entender o estado do SEP para os cinco pontos de operação, foi realizada a análise modal. Através da análise modal, envolvendo o cálculo dos resíduos, controlabilidade, observabilidade e *modes-shapes* verificou-se que 1 PSS com sinal remoto seria instalado no gerador 4. Duas situações foram simuladas: (1) instalação de 1 WPSS no gerador 4 e (2) instalação de 1 MFMBPSS no gerador 4. As Figuras 27 e 28 apresentam uma síntese da inserção destes controladores neste sistema teste, respectivamente. As siglas L, I, H e W na Figura 28 expressam as bandas baixa, intermediária, alta e remota do MFMBPSS. As entradas locais e remotas do WPSS são a velocidade do gerador 4 e a velocidade do gerador 3, respectivamente. Em contrapartida, o MFMBPSS possui 3 entradas: duas locais (velocidade e potência elétrica do gerador 4) e uma remota (ângulo, frequência ou ângulo interno do gerador da barra 3). No caso do MFMBPSS o ângulo interno do gerador 3 ($\Delta\delta_3$) foi utilizado como entrada da banda remota.

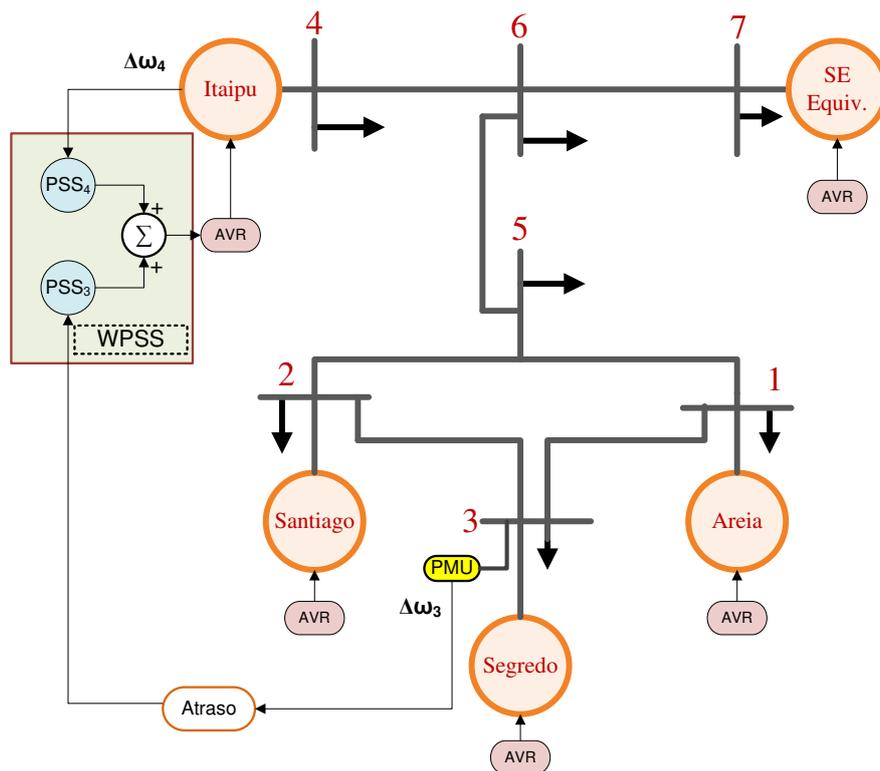


Figura 27: Sistema JcIta com WPSS instalado no gerador 4

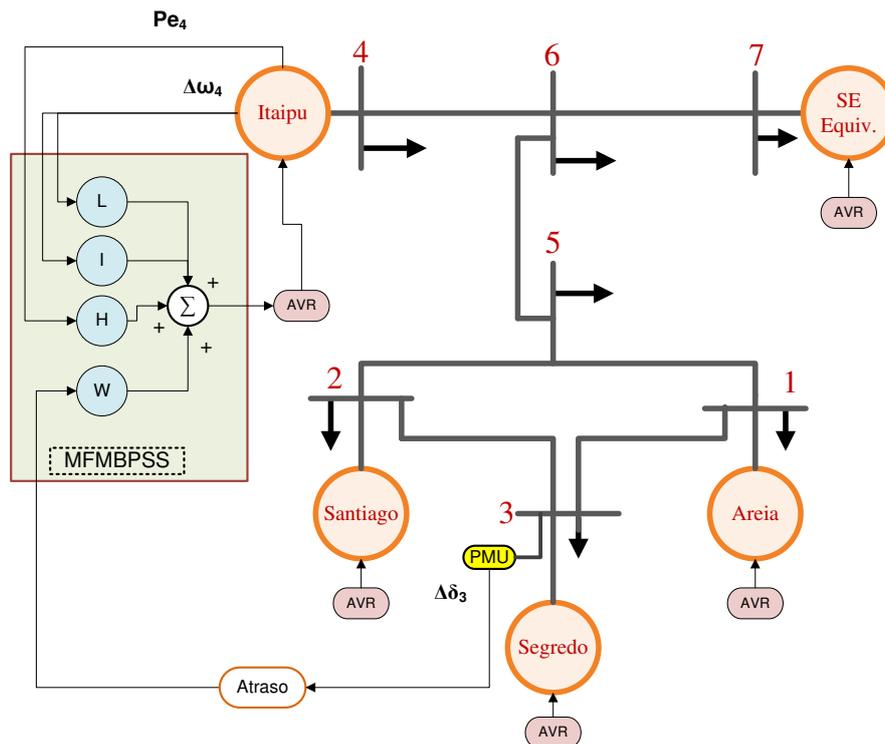


Figura 28: Sistema JcIta com MBMFPSS instalado no gerador 4

Estabilidade Transitória

Para a análise da estabilidade transitória no sistema composto por 7 barras e 5 geradores, a lista de perturbações é apresentada na Tabela 7 com seus respectivos PI (tempo de simulação de 6 s). Todas as perturbações são caracterizadas pela abertura da linha de transmissão (código ABCI no ANATEM) em 0 s e fechamento da linha de transmissão (código FECI no ANATEM) em 0,5 s. O modelo do AVR (com limites de ± 10 pu) e todos os dados estáticos e dinâmicos do sistema são idênticos aos utilizados nas simulações da estabilidade a pequenas perturbações. O ponto de operação #1 (veja Tabela 6) é utilizado para o estudo da estabilidade angular transitória. Observando a Tabela 7, a saída da linha 5-6 tem um maior impacto na estabilidade transitória do JcIta. O comportamento dos ângulos dos geradores para esta perturbação é ilustrada na Figura 29. Pode-se, então, tomar como referência esta perturbação na etapa de sintonização dos parâmetros dos WPSS e MFMBPSS neste sistema teste.

Tabela 7: Valores de PI- sistema JcIta

Caso	Perturbação	PI
1	Desligamento da linha 1-5	2,4093
2	Desligamento da linha 5-6	5,0030
3	Desligamento da linha 2-5	3,4749
4	Desligamento da linha 2-3	0,6354

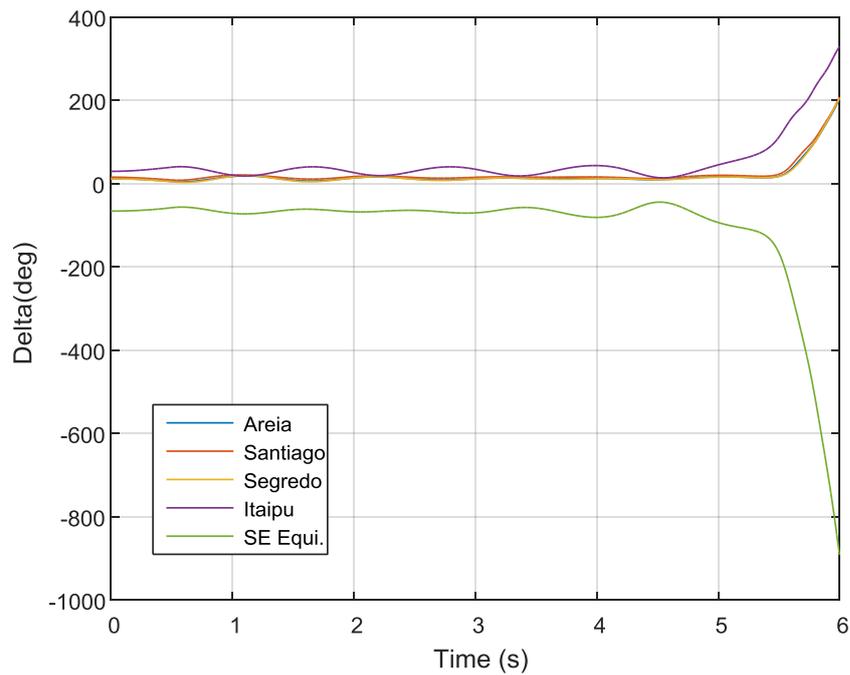


Figura 29: Comportamento dos ângulos com a saída da linha 5-6

Sintonização robusta de WPSS e MFMBPSS

Projeto robusto

A perturbação ao qual representa a função objetivo F_5 caracteriza-se pela abertura da linha 5-6 por um tempo de 0,8 segundo. Após este tempo, ocorre o fechamento da linha especificada. O tamanho da população e o número máximo de iterações foram de 40 e 50, respectivamente. Os valores dos pesos utilizados na etapa de otimização para este sistema teste foram $\omega_1 = 1$, $\omega_2 = 10^{-7}$, $\omega_3 = 10^{-12}$, $\omega_4 = 10^{-3}$ e $\omega_5 = 300$. A estabilidade transitória foi simulada por 6 segundos e os limites mínimo e máximo dos parâmetros dos WPSS e MFMBPSS são dados nas Tabelas 8 e 9, respectivamente. Ademais, as Tabelas 8 e 9 apresentam os valores dos parâmetros do WPSS e MFMBPSS obtidos após a aplicação das técnicas de IA GWO, ALO, MFO e QPSO, respectivamente. Diferente do WPSS, o MFMBPSS é um controlador que possui muitos parâmetros a serem otimizados (Para este sistema teste foram 30 parâmetros).

Através da Tabela 10 observa-se que todos os algoritmos encontraram soluções adequadas (com exceção do ALO com WPSS que não apresentou um resultado expressivo no amortecimento mínimo) tanto para o amortecimento quanto para o índice de estabilidade transitória baseado na função de energia transitória. O tempo de

processamento dos algoritmos de IA foi próximo dos 282 minutos. Isto é de se esperar, pois o que consumiu mais tempo no processo de otimização foi à solução da estabilidade transitória. A matriz de estado em malha fechada (36x36 para o WPSS e 64x64 para o MFMBPSS) é relativamente pequena e o tempo de processamento para o cálculo dos autovalores (método QR) é desprezível comparado com o cálculo da função de energia transitória.

Tabela 8: Parâmetros do WPSS- sistema JcIta

Gerador	Banda	Parâmetros	Técnica				Limites
			GWO	ALO	MFO	QPSO	
4	Local	K_{pss}	47,2900	40,5875	35,7194	38,4692	[1 50]
		T_1	0,8425	0,7078	0,3550	0,1026	[0,1 1]
		T_2	0,0147	0,0432	0,0944	0,0407	[0,01 0,1]
		T_3	0,1015	0,1000	0,3788	0,8574	[0,1 1]
		T_4	0,1000	0,0229	0,0884	0,0595	[0,01 0,1]
	Remota	K_{pss}	4,7066	6,0771	2,7253	3,6149	[1 50]
		T_1	0,7014	0,5598	1,0000	0,8180	[0,1 1]
		T_2	0,0231	0,0250	0,0142	0,0261	[0,01 0,1]
		T_3	0,9396	0,6090	0,6967	0,8842	[0,1 1]
		T_4	0,0385	0,0172	0,0436	0,2097	[0,01 0,1]

Tabela 9: Parâmetros do MFMBPSS- sistema JcIta

Gerador	Banda	Parâmetros	Técnica				Limites
			GWO	ALO	MFO	QPSO	
4	L	$K_{L1}=K_{L2}$	1,1660	6,3070	21,1484	15,1020	[1 60]
		K_L	39,9191	11,9244	25,4542	1,6044	[0,1 50]
		T_1	0,5437	0,1356	0,0100	0,4956	[0,01 1,5]
		T_2	0,6625	0,3704	1,5000	0,3784	[0,01 1,5]
		T_3	0,3574	0,5489	0,8354	0,3276	[0,01 1,5]
		T_4	0,0270	0,01142	0,0122	0,5164	[0,01 1,5]
		T_5	0,5352	0,4048	0,2078	0,0183	[0,01 1,5]
		T_6	1,4957	0,7559	1,0930	0,0100	[0,01 1,5]
		T_7	0,3877	0,5073	1,5000	0,0100	[0,01 1,5]
	T_8	0,2719	0,2479	0,7398	0,1304	[0,01 1,5]	
I	$K_{I1}=K_{I2}$	0,4746	3,0607	60,000	1,3746	[1 60]	

		K_I	28,272	14,4733	0,2019	15,8354	[0,1 50]
		T_1	0,4666	0,0245	1,3517	0,3768	[0,01 1,5]
		T_2	0,01211	0,4598	0,0165	0,7819	[0,01 1,5]
		T_3	0,7957	0,0128	0,1131	1,5000	[0,01 1,5]
		T_4	1,2825	0,6523	0,0100	0,0300	[0,01 1,5]
		T_5	0,4422	0,6246	1,5000	0,3037	[0,01 1,5]
		T_6	0,3915	0,9933	0,3799	0,4502	[0,01 1,5]
		T_7	0,5553	0,0287	0,9364	0,0724	[0,01 1,5]
		T_8	0,9297	0,5872	1,3493	0,0117	[0,01 1,5]
	H	$K_{H1}=K_{H2}$	0,0749	15,1842	41,9889	11,8163	[1 60]
		K_H	2,1332	1,1640	0,1474	5,1182	[0,1 50]
		T_1	1,4582	0,3092	0,5827	0,7199	[0,01 1,5]
		T_2	0,1350	0,6010	1,2010	0,3041	[0,01 1,5]
		T_3	0,0898	0,0134	0,2604	0,0100	[0,01 1,5]
		T_4	0,5294	0,0101	0,3648	0,1322	[0,01 1,5]
		T_5	0,4080	0,8339	1,5000	0,4420	[0,01 1,5]
		T_6	0,6206	0,0731	1,2929	0,1522	[0,01 1,5]
		T_7	1,3970	1,0861	0,0100	0,2037	[0,01 1,5]
		T_8	0,9298	0,0219	0,4681	0,4615	[0,01 1,5]
	W	$K_{W1}=K_{W2}$	1,6330	1,1636	4,5785	1,7431	[1 60]
		K_W	1,4614	0,1315	0,1000	0,1104	[0,1 50]
		T_1	0,4746	0,0230	1,4450	0,0944	[0,01 1,5]
		T_2	0,0749	0,9532	0,2305	0,2091	[0,01 1,5]
		T_3	0,0365	0,2899	0,1976	0,0993	[0,01 1,5]
		T_4	0,6152	0,3586	1,5000	0,1128	[0,01 1,5]
		T_5	1,0715	0,3148	0,4882	0,7450	[0,01 1,5]
		T_6	0,9774	0,0188	0,0664	0,0366	[0,01 1,5]
		T_7	0,8575	0,1266	1,4066	0,2435	[0,01 1,5]
		T_8	1,1709	0,0451	1,4904	0,5301	[0,01 1,5]

Tabela 10: Amortecimento e índices de estabilidade transitória obtidos pelas técnicas de IA- JcIta

Técnica	WPSS		MFMBPSS	
	ζ_{min} (%)	$\int_0^{t_{sim}} V_{EC}(\Omega)dt$	ζ_{min} (%)	$\int_0^{t_{sim}} V_{EC}(\Omega)dt$
GWO	7,4078	0,0352	7,6648	0,0226
ALO	1,0308	0,0530	7,9131	0,0987
MFO	6,9994	0,0400	5,9935	0,2157
QPSO	7,1642	0,0386	7,6374	0,2527

Com o objetivo de analisar a robustez do sistema em malha fechada, alguns casos foram simulados (ver Tabela 11) como, por exemplo, mudanças de carga, geração ou topológica. A Tabela apresenta os resultados obtidos. Os parâmetros obtidos pelo algoritmo ALO foram utilizado para o MFMBPSS nestas simulações. Em contrapartida, os parâmetros do WPSS obtidos pelo algoritmo GWO foram empregadas na análise da robustez. Ambos os tipos de PSS apresentaram um bom resultado perante diversas condições de operação. Destaca-se que o WPSS apresentou, nos casos 7 e 10 da Tabela 11, um amortecimento abaixo de 5%.

Tabela 11: Teste de robustez do WPSS e MFMBPSS para o JcIta

Condição	Descrição	ζ_{min} (%)	
		MFMBPSS	WPSS
1	Variação de 10% da carga na barra 3	9,8177	8,7545
2	Variação de 20% da carga na barra 3	10,301	8,8187
3	Aumento de 50% da reatância da linha 5-1	8,1959	7,8652
4	Reatância da linha 5-1 é dobrada	6,3570	6,4297
5	Reatância da linha 5-2 é dobrada	5,2816	5,7149
6	Aumento de 10% na geração da barra 3	7,7482	8,5296
7	Reatância da linha 4-6 reduzida pela metade	7,1264	3,5707
8	Carga 100% corrente constante	8,7978	9,3564
9	Carga 100% impedância constante	9,3451	8,6938
10	Atraso de 300 ms do sinal remoto	5,7185	2,3202

Sensibilidade com relação ao tempo de atraso

As Figuras 31 e 32 apresentam a sensibilidade do mínimo valor de amortecimento (considerando os cinco pontos de operação apresentados na Tabela 6) com o sistema JcIta com MFMBPSS (Parâmetros obtidos com ALO) e WPSS (Parâmetros obtidos com WPSS), respectivamente. Variou-se o tempo de atraso de maneira aleatória (veja Figura 31) em $\pm 15\%$ com relação ao tempo de atraso (200 ms) utilizado no processo de sintonização dos controladores. Foi observado que não existe um padrão definido para a variação do fator de amortecimento mínimo com o tempo de atraso. Isso foi observado também nas referências (PERES, 2016), (CÁRDENAS, 2011) e é um tópico bastante complexo que deve ser examinado em pesquisas futuras.

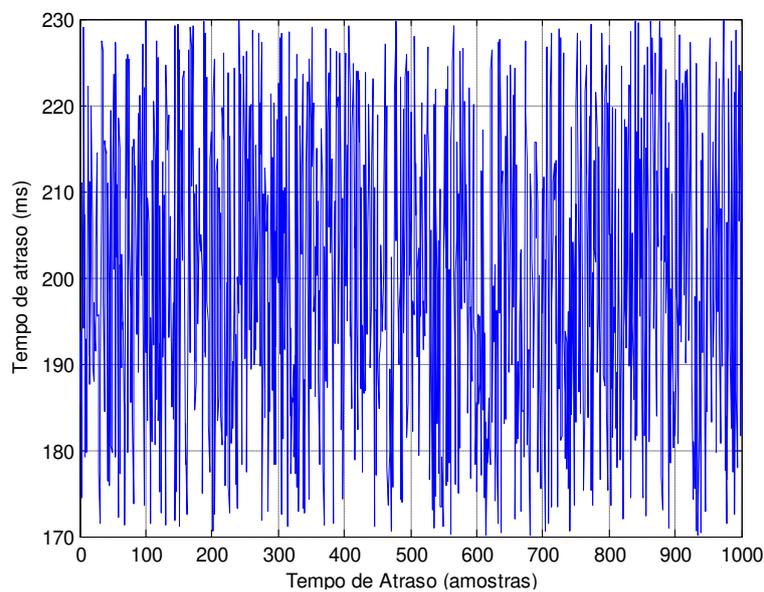


Figura 30: Variação do tempo de atraso no sistema JcIta

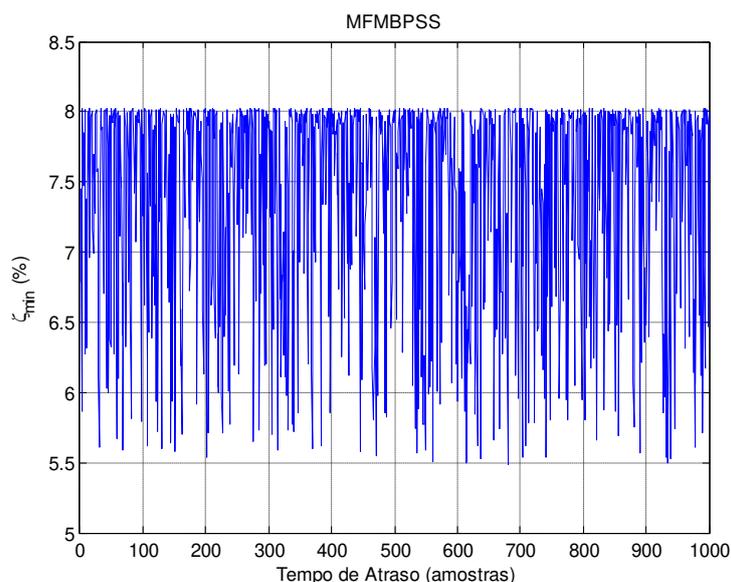


Figura 31: Impacto do tempo de atraso no amortecimento do JcIta com MFMBPSS

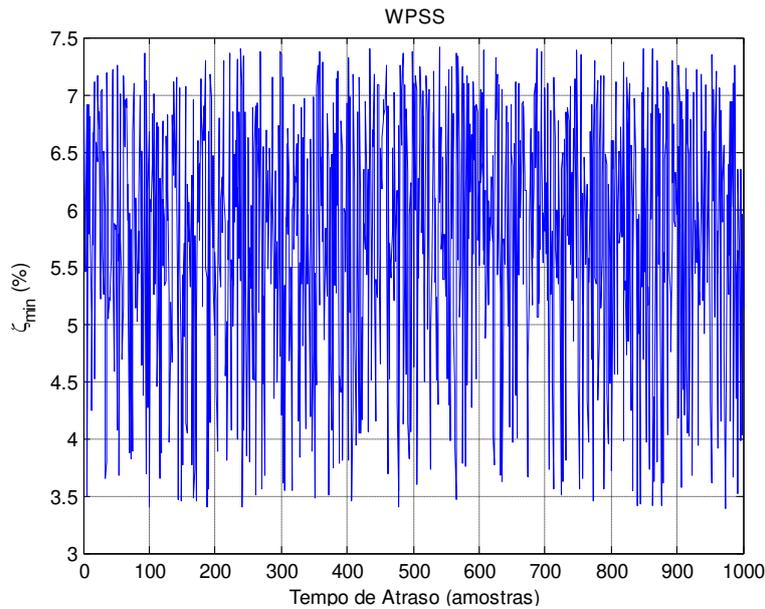


Figura 32: Impacto do tempo de atraso no amortecimento do JcIta com WPSS

Pode-se observar que a variação do tempo de atraso tem um impacto maior no WPSS. Em algumas situações o amortecimento do sistema com WPSS cai abaixo dos 5%, porém nunca negativo. Esta situação não foi observada no JcIta com MFMBPSS, o que garante uma vantagem adicional do MFMBPSS perante o WPSS. Em contrapartida, ambos os tipos de PSS apresentam uma razoável sensibilidade com relação ao tempo de atraso. Esta sensibilidade pode ser minimizada empregando um compensador adaptativo para o tempo de atraso (*ATDC- Adaptive Time Delay Compensator*) (CHENG, CHEN, *et al.*, 2014).

Simulações no domínio do tempo

Para um projeto de controladores em SEP é imprescindível simulações não-lineares com o objetivo de analisar situações ao quais as simulações lineares são limitadas. Nesta seção foi simulado casos de abertura de linha de transmissão e curto-circuito no sistema JcIta. As seguintes perturbações foram consideradas: (1) Abertura da linha entre a barra 1 e barra 5 e posteriormente o fechamento total da referida linha por um tempo de 0,80 segundo (2) Abertura da linha entre a barra 1 e barra 5 e posteriormente o fechamento total da referida linha por um tempo de 1,00 segundo (3) Curto-circuito aplicado na barra 5 por 50 ms e eliminado após 50 ms através da abertura da linha 5-1, a qual é religada após outros 50 ms.

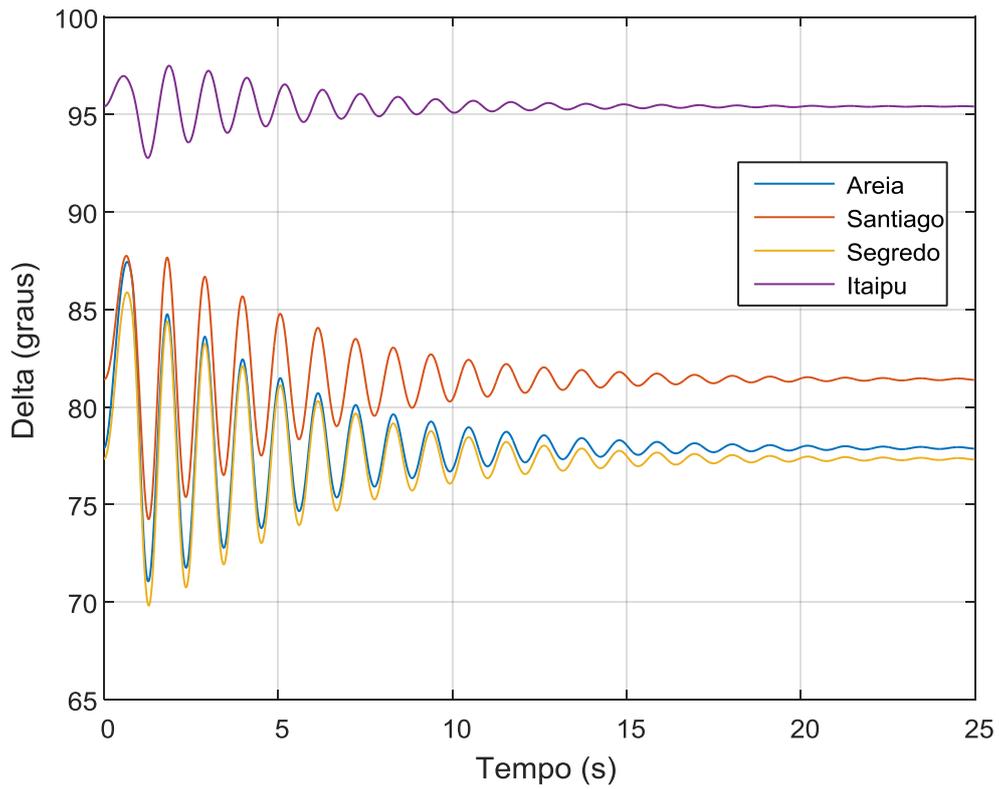


Figura 33: Ângulo dos geradores- caso (1)- sistema JcIta com MFMBPSS

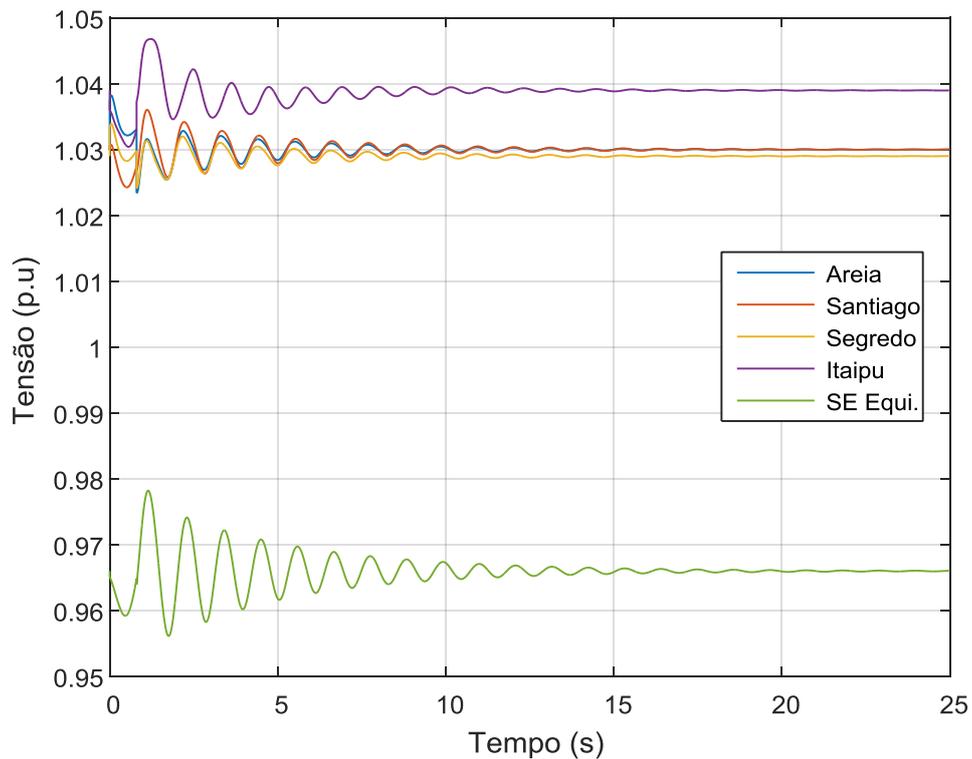


Figura 34: Tensão das barras de geração- caso (1)- sistema JcIta com MFMBPSS

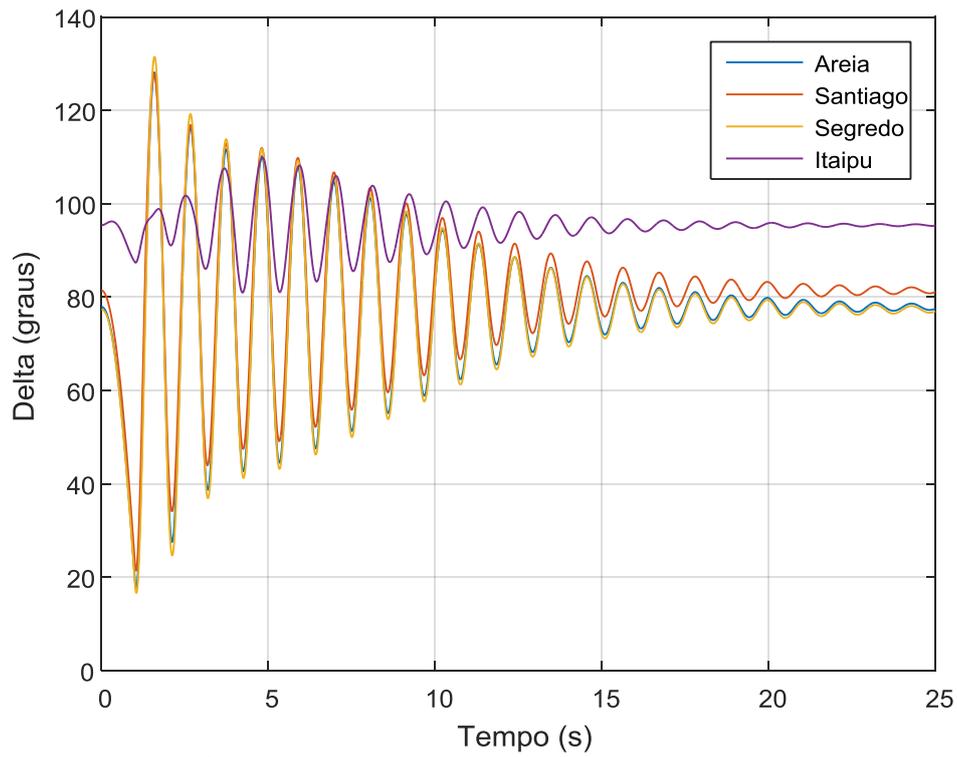


Figura 35: Ângulo dos geradores- caso (2)- sistema JcIta com MFMBPSS

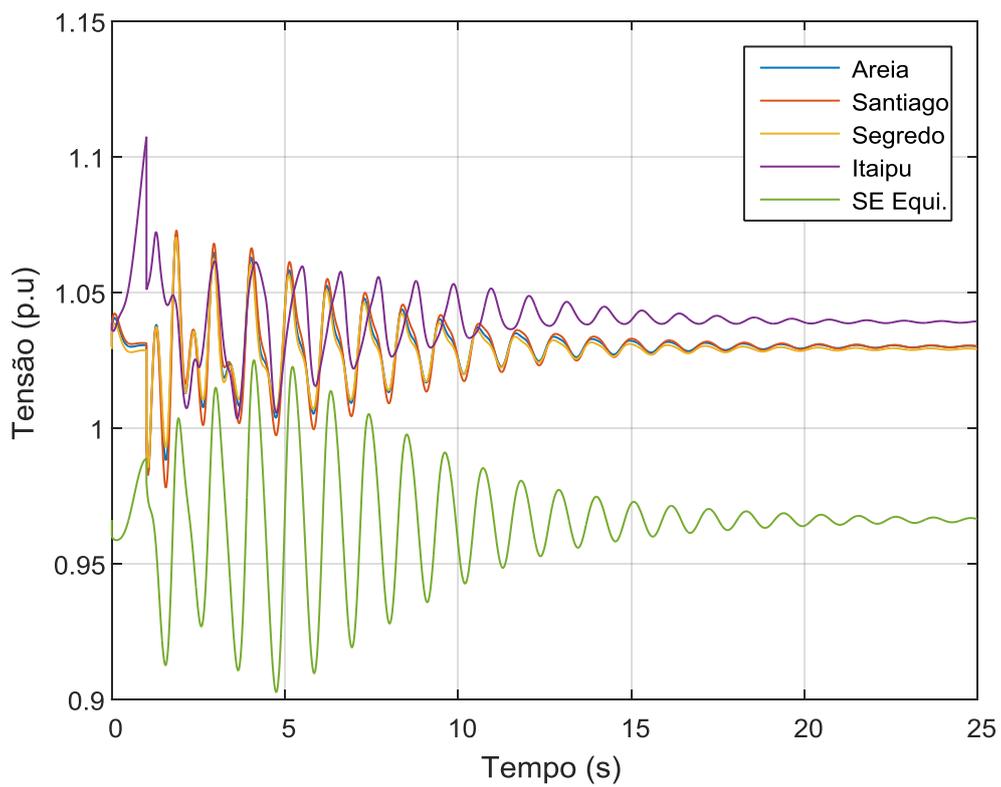


Figura 36: Tensão das barras de geração- caso (2)- sistema JcIta com MFMBPSS

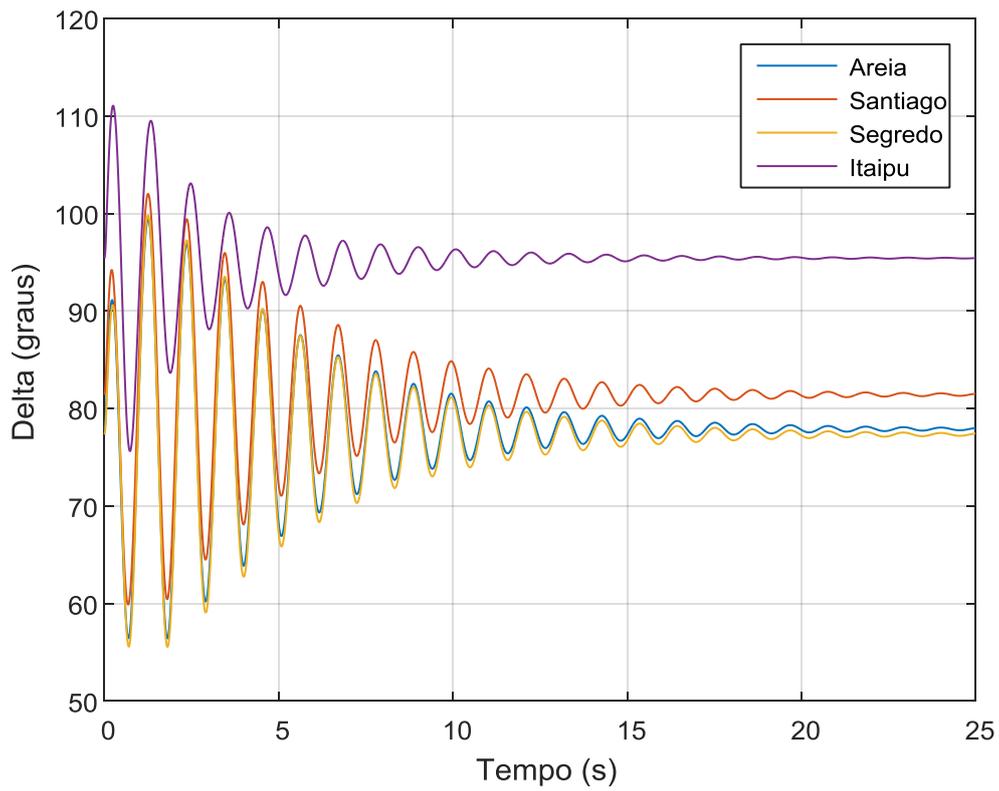


Figura 37: Ângulo dos geradores- caso (3)- sistema JcIta com MFMBPSS

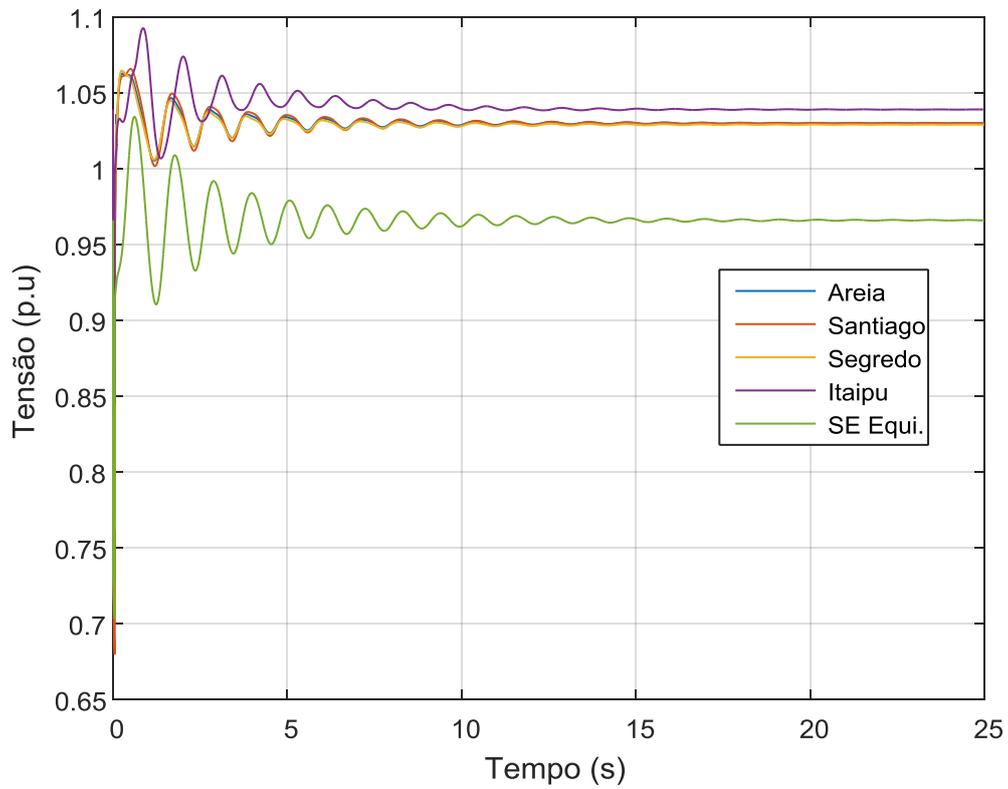


Figura 38: Tensão das barras de geração- caso (3)- sistema JcIta com MFMBPSS

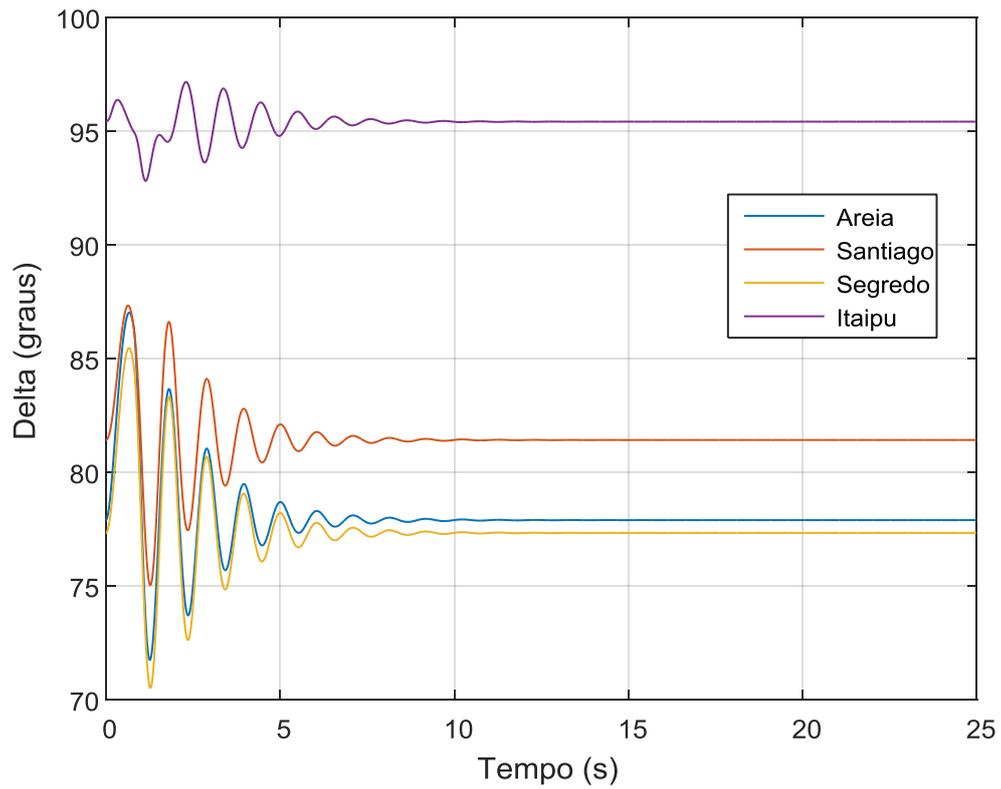


Figura 39: Ângulo dos geradores- caso (1)- sistema JcIta com WPSS

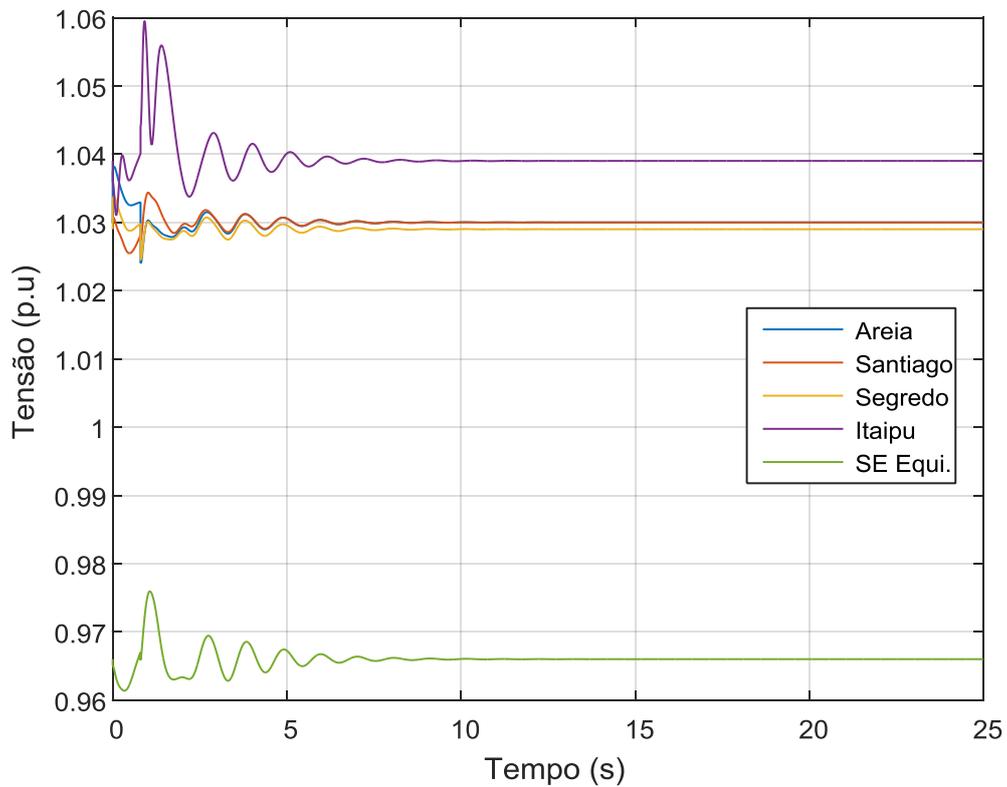


Figura 40: Tensão das barras de geração- caso (1)- sistema JcIta com WPSS

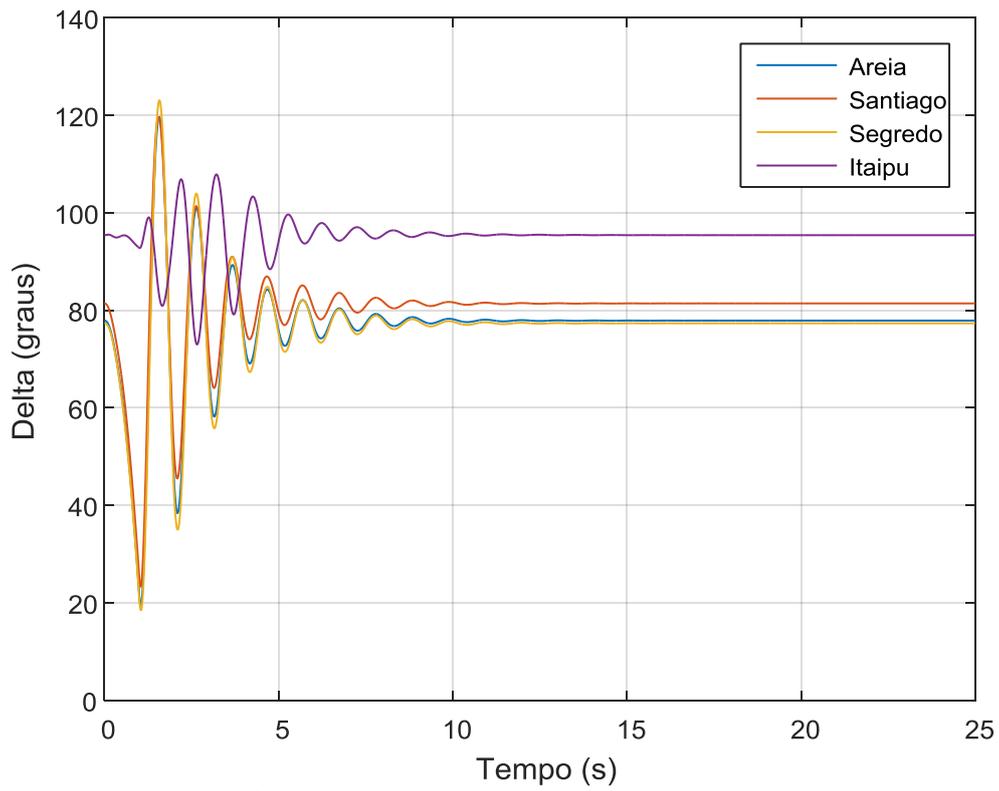


Figura 41: Ângulo dos geradores- caso (2)- sistema JcIta com WPSS

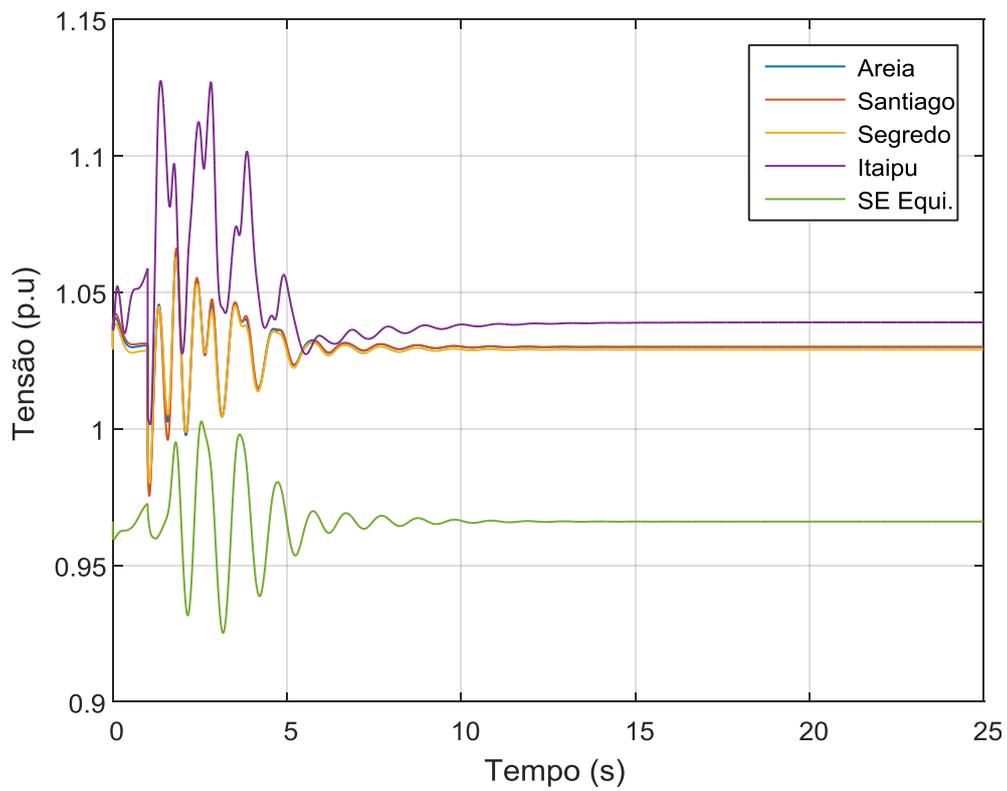


Figura 42: Tensão das barras de geração- caso (2)- sistema JcIta com WPSS

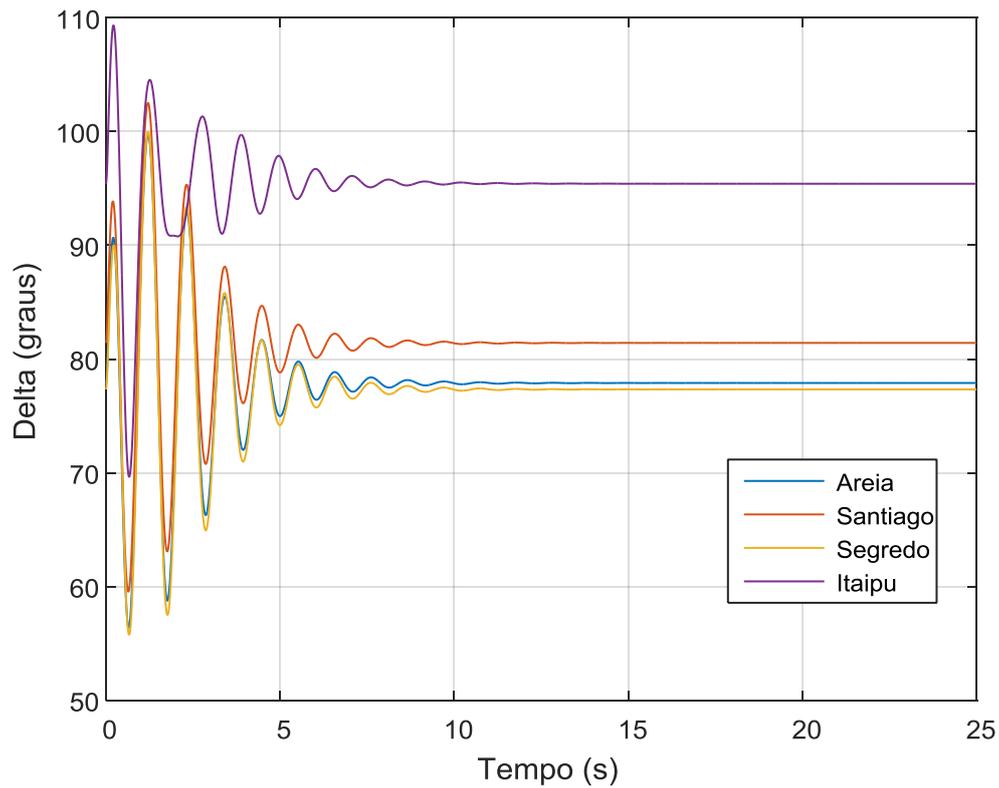


Figura 43: Ângulo dos geradores- caso (3)- sistema JcIta com WPSS

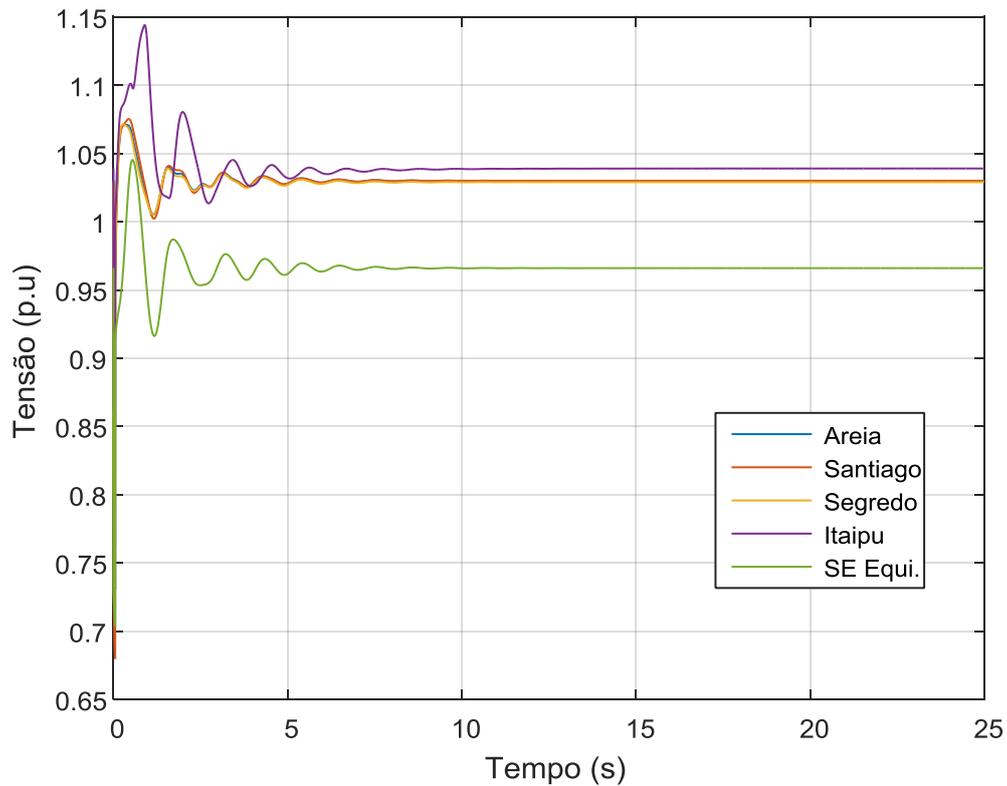


Figura 44: Tensão das barras de geração- caso (3)- sistema JcIta com WPSS

O esforço de controle do WPSS e MFMBPSS são apresentados nas Figuras 45-47 relativo as perturbações (1)-(3). As saídas do WPSS e MFMBPSS foram limitadas

no intervalo $[-0,05; 0,20]$ pu. Ademais, as bandas baixa, intermediária, alta e remota do MFMBPSS foram limitadas em $[-0,075; 0,075]$, $[-0,60; 0,60]$, $[-0,60; 0,60]$ e $[-0,075; 0,075]$, respectivamente, todos em pu.

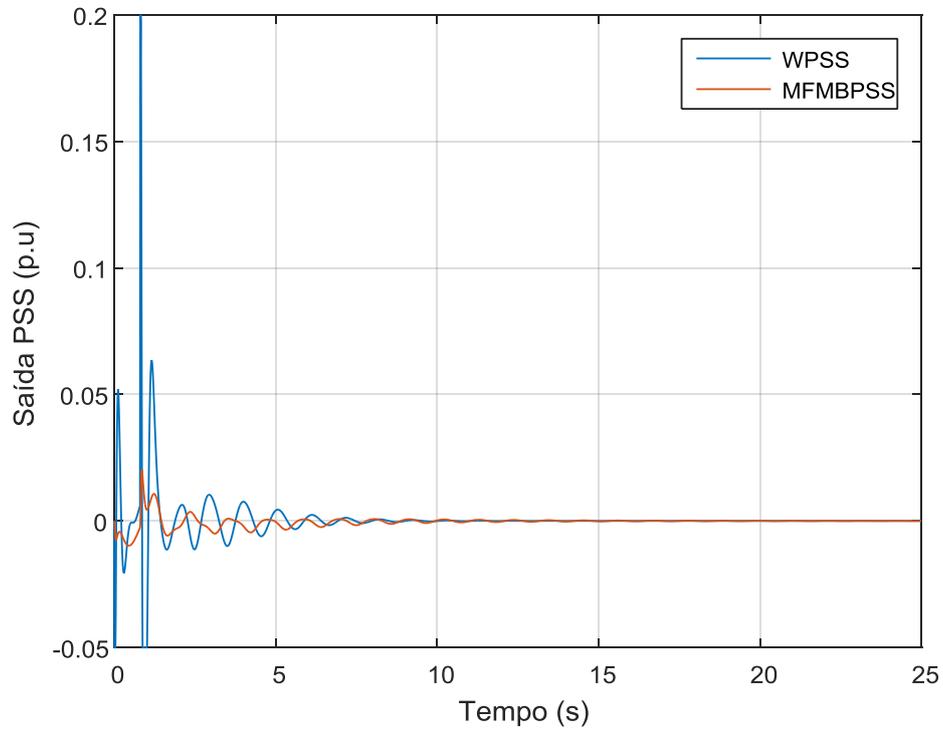


Figura 45: Saída dos PSS- caso (1)- sistema Jclta

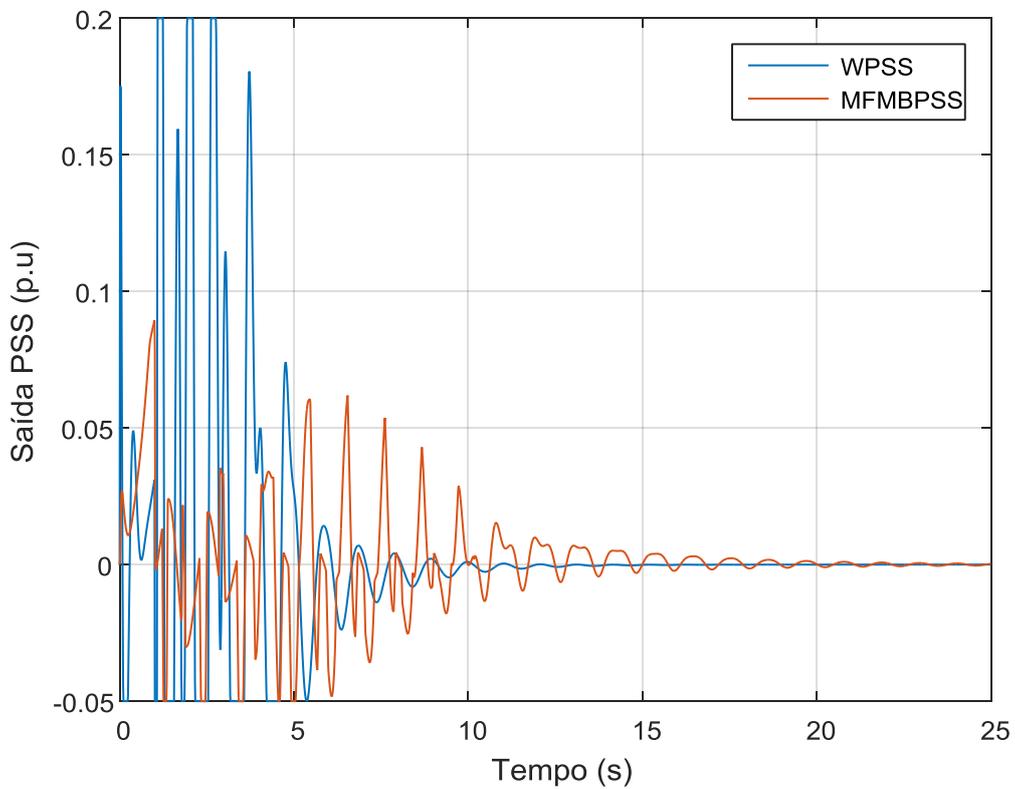


Figura 46: Saída dos PSS- caso (2)- sistema Jclta

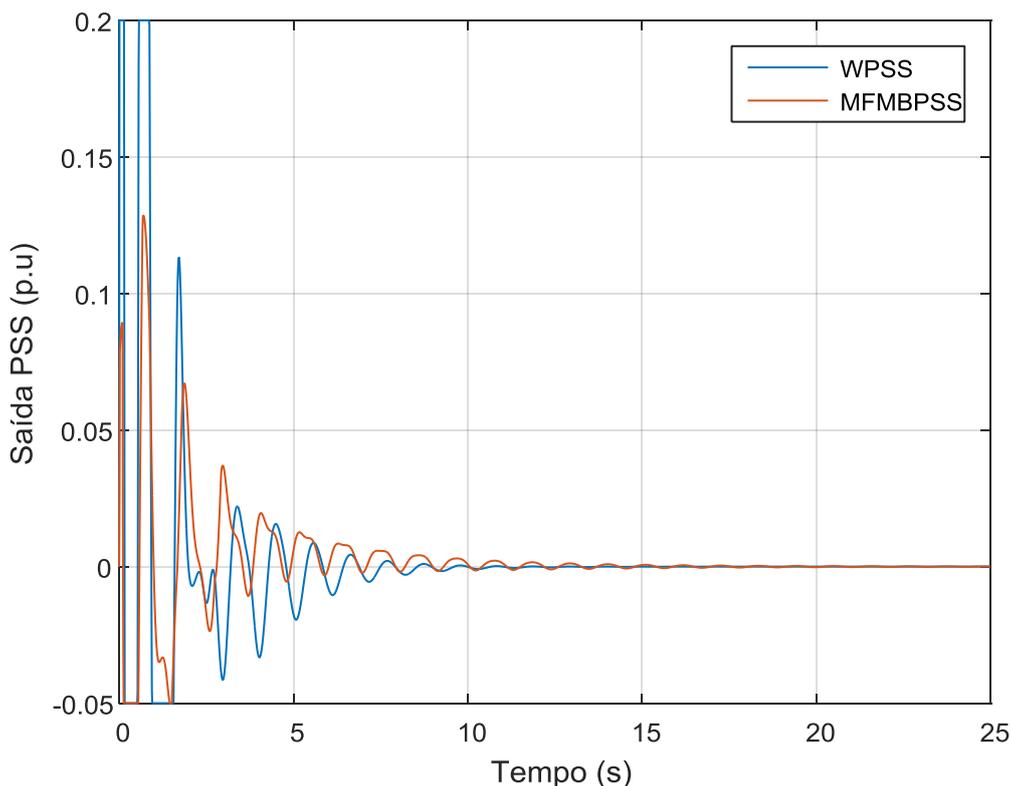


Figura 47: Saída dos PSS- caso (3)- sistema JcIta

Através das simulações observou-se que ambos os tipos de PSS apresentaram bons resultados perante perturbações lineares e não lineares. O WPSS apresentou um esforço maior nas perturbações não lineares e também, em termos de robustez, teve um desempenho um pouco inferior ao MFMBPSS.

5.3. Sistema NETS-NYPS

Estabilidade a pequenas perturbações

O Sistema New England- New York ou simplesmente NETS-NYPS é um sistema teste do IEEE bastante utilizado na área de estabilidade angular. Este sistema possui 162 estados em malha aberta e é composto por 68 barras e 16 geradores. O diagrama unifilar do NEPS-NYPS é ilustrado na Figura 48. Este sistema teste possui 16 geradores ao qual são representados pelo modelo de quinta ordem. Os geradores das barras 1 a 12 são equipados com AVR, enquanto que o controle de tensão dos geradores 13 a 16 é realizado manualmente ($E_{fd} = V_{ref}$). Os geradores das barras 1 a 8 e 10 a 12 são equipados com o AVR de modelo DC4B com os mesmos parâmetros, enquanto o gerador da barra 9 utiliza o AVR de modelo STA1. Existem três linhas duplas que ligam as áreas NETS e NYPS conectadas as barras 60-61, 54-53 e 27-53 (CANIZARES, FERNANDES, *et al.*, 2017).

Para aplicação da metodologia têm-se nove pontos de operação ou casos diferentes ao qual são apresentados na Tabela 12. Buscou-se diversificar os modelos de cargas adicionando aos casos os modelos de corrente constante (CC), potência constante (CP) e impedância constante (CI). A Figura 49 ilustra os pólos em malha aberta do sistema NETS-NYPS. Observa-se que este sistema em malha aberta possui pólos com amortecimento negativo. O ponto de operação 7 apresenta o menor valor de amortecimento com $-5,5485\%$.

Tabela 12: Condições de operação para o sistema NETS-NYPS

Caso		Tipo de Carga	ζ_{min} (%)
1	Caso base	CP	-3,8543
2	Saída da linha 54-53	CP	-2,9066
3	Saída da linha 61-60	CP	-3,0827
4	Saída da linha 27-53	CP	-3,7363
5	Saída das linhas 54-53 e 61-60	CP	-4,8004
6	Saída das linhas 54-53 e 27-53	CP	-2,5686
7	Saída das linhas 54-53, 27-53 e 61-60	CP	-5,5485
8	Caso base	CI	-4,2193
9	Caso base	50% CC e 50% CI	-4,1096

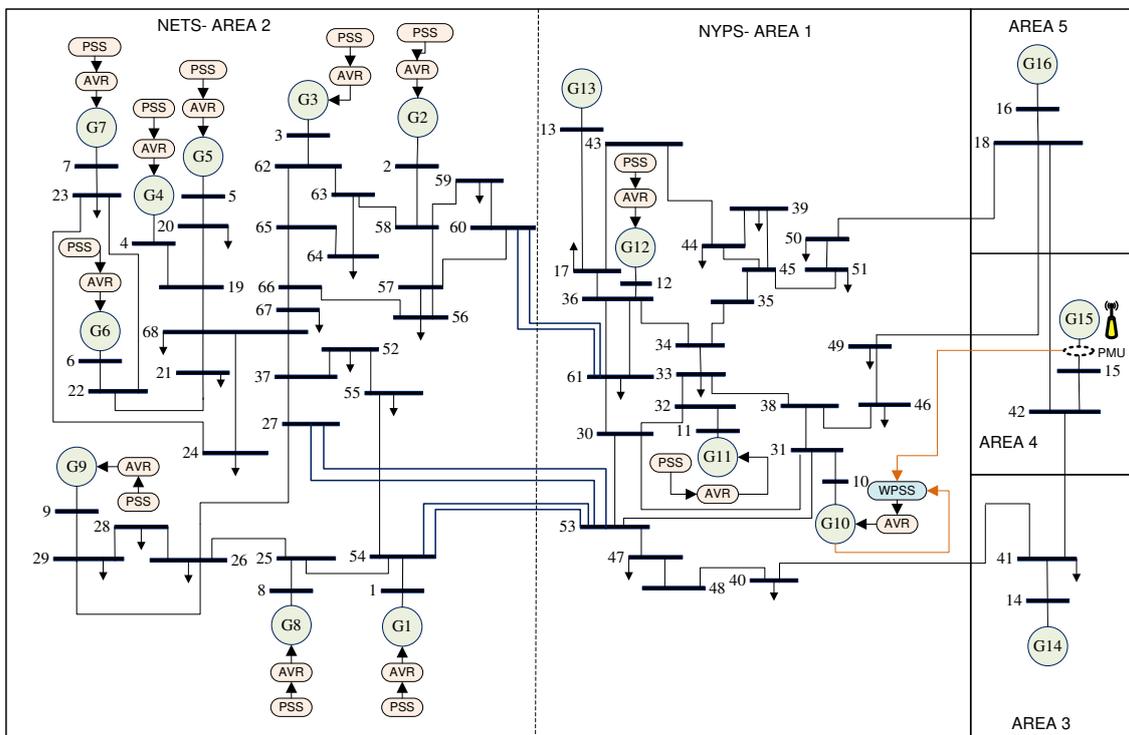


Figura 48: Diagrama unifilar do sistema NETS-NYPS

O desafio neste sistema consiste na dificuldade em amortecer os modos locais e interarea dependendo somente de PSSs convencionais sem sinais remotos, considerando que as três maiores máquinas do sistema são equivalentes e não podem ser instalados PSSs. Ademais, os modos interarea têm alta participação dos geradores 13 a 16, então tem elevada probabilidade que estes modos não podem ser amortecidos somente com PSSs e conseqüentemente a tecnologia WAMS e os controladores FACTS são necessários para aumentar o amortecimento dos modos interarea (CANIZARES, FERNANDES, *et al.*, 2017).

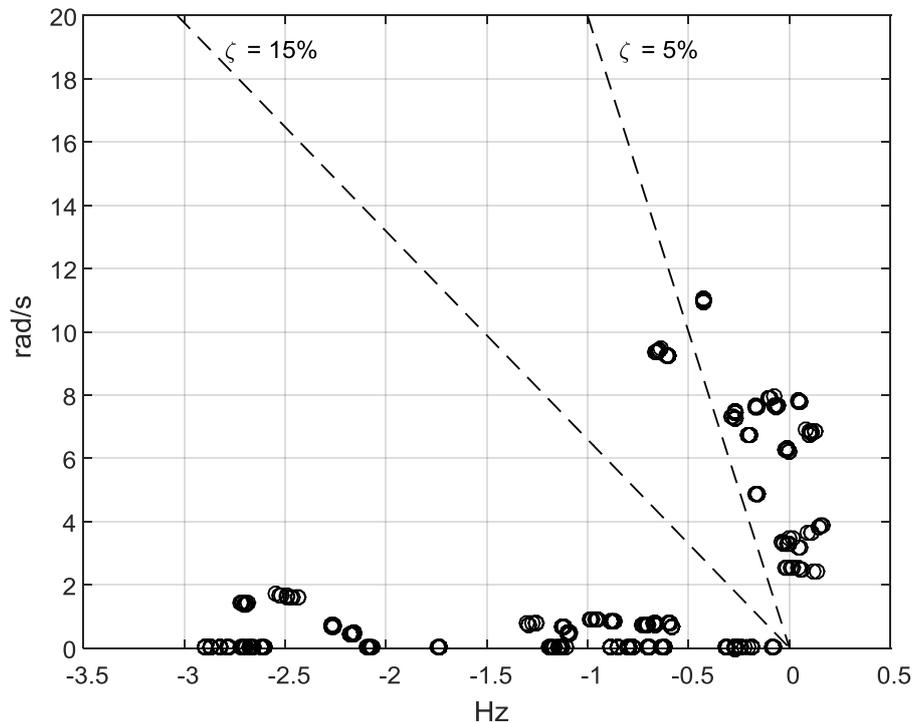


Figura 49: Polos em malha aberta do sistema NETS-NYPS

Neste sistema elétrico os PSS serão instalados nos geradores 1-12. Através da análise modal verificou-se que o gerador 10 é um local adequado para a instalação do WPSS e MFMBPSS. As entradas locais e remotas do WPSS são a velocidade do gerador 10 e a velocidade do gerador 15, respectivamente. Em contrapartida, o MFMBPSS possui 3 entradas: duas locais (velocidade e potência elétrica do gerador 10) e uma remota ($\Delta\delta_{15}$). Dois casos foram considerados para este sistema: (1) instalação de um WPSS no gerador 10, nos geradores 1-8/11-12 os PSS instalados foram do tipo convencional com 3 blocos *lead-lag* e no gerador 9 foi instalado um PSS com 2 blocos *lead-lag*; (2) Instalação de um MFMBPSS no gerador 10 e nos geradores 1-9/11-12 foram instalados um MBPSS.

Estabilidade Transitória

Para a análise da estabilidade transitória no sistema composto por 68 barras e 16 geradores, a lista de perturbação é apresentada na Tabela 13 com seus respectivos PI. O ponto de operação #1 (veja Tabela 6) será utilizado para o estudo da estabilidade angular transitória. Para o cálculo do PI ($\dot{\delta}_2$) as seguintes perturbações foram consideradas: (1) curto- circuito trifásico na barra 53 por um tempo de 100 ms e como consequência a saída de uma das linhas 53-54, (2) curto- circuito trifásico na barra 38 por um tempo de 100 ms e como consequência a saída da linha 38-46, (3) curto- circuito trifásico na barra 48 por um tempo de 100 ms e saída da linha 48-40, (4) curto- circuito trifásico na barra 61 por um tempo de 100 ms e saída de uma das linhas 61-60, (5) curto- circuito trifásico na barra 27 por um tempo de 100 ms e saída de uma das linhas 27-53. Observe que a perturbação #5 tem um impacto maior na estabilidade transitória do sistema NETS-NYPS com relação às outras perturbações pré-estabelecidas. Para esta perturbação a máquina crítica é do barramento 9.

Tabela 13: Valores de PI- sistema NETS-NYPS

Caso	Barra	Saída da linha	PI
1	53	53-54	1400,7793
2	38	38-46	706,1821
3	48	48-40	1313,76
4	61	61-60	1539,0664
5	27	27-53	3115,1595

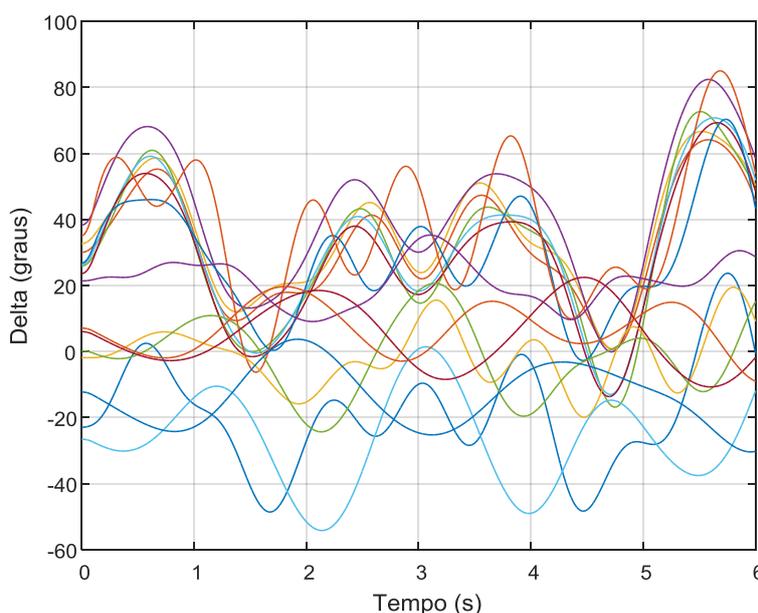


Figura 50: Comportamento dos ângulos com a aplicação da perturbação 5 da Tabela 13

Sintonização robusta de WPSS e MFMBPSS

Projeto robusto

A perturbação ao qual representa a função objetivo F_5 caracteriza-se pela aplicação de um curto circuito 3ϕ na barra 27 e eliminado pela abertura da linha 27-53 por um tempo de 0,150 segundo. O tamanho da população e o número máximo de iterações foram de 30 e 80, respectivamente. Os valores dos pesos utilizados na etapa de otimização para este sistema teste foram $\omega_1 = 1$, $\omega_2 = 10^{-10}$, $\omega_3 = 10^{-20}$, $\omega_4 = 10$ e $\omega_5 = 300$. A estabilidade transitória foi simulado por 6 segundos e os limites mínimos e máximo dos parâmetros dos WPSS e MFMBPSS são os mesmos do sistema JcIta.

A Tabela 14 apresenta os valores obtidos pelas técnicas de IA dos índices de estabilidade angular a pequenas perturbações e transitória para o sistema NETS-NYPS. Para este SEP, o tempo de processamento dos algoritmos de IA foi próximo dos 1504 minutos. A matriz de estado em malha fechada é da ordem de 213×213 para o WPSS e 461×461 para o MFMBPSS. Analisando a Tabela 14, os resultados obtidos pelo algoritmo GWO são mais atrativos tanto para o amortecimento quanto para o índice de estabilidade transitória. Sendo assim, os parâmetros obtidos pelo algoritmo GWO para o WPSS e MFMPSS serão utilizados nas simulações do sistema NETS-NYPS.

Tabela 14: Amortecimento e índices de estabilidade transitória obtidos pelas técnicas de IA- NETS-NYPS

Técnica	WPSS		MFMBPSS	
	$\zeta_{min} (\%)$	$\int_0^{t_{sim}} V_{EC}(\Omega) dt$	$\zeta_{min} (\%)$	$\int_0^{t_{sim}} V_{EC}(\Omega) dt$
GWO	7,2577	0,0270	9,3241	0,0529
ALO	3,4733	0,0612	7,6086	0,0598
MFO	4,9310	0,0815	5,3770	0,0709
QPSO	5,0074	0,0397	7,0170	0,0627

A Figura 51 apresenta o mapa de polos em malha fechada do NETS-NYPS para o WPSS e MFMBPSS. A Figura 52 ilustra os valores mínimos de amortecimento alcançados com a instalação do WPSS e MFMBPSS considerando os 9 (nove) pontos de operação. Para o WPSS o menor amortecimento foi de 7,2577% no ponto de operação 8, enquanto que o MFMBPSS foi de 9,3241% no ponto de operação 7. Os parâmetros obtidos pelo algoritmo GWO para o WPSS e MFMPSS são ilustrados nas Figuras 53-64 e 65-77, respectivamente. Os valores das constantes dos blocos remotos

do MFMBPSS e WPSS são apresentados na Tabela 15. Os valores exatos deste parâmetros são apresentados no Apêndice C deste trabalho.

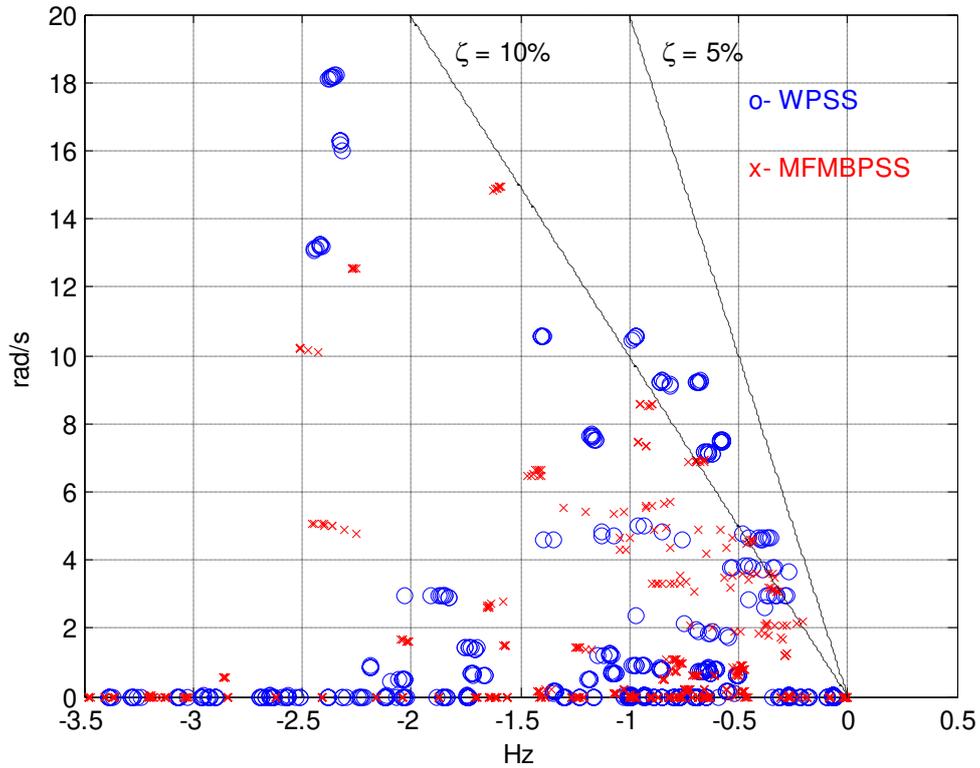


Figura 51: Polos em malha fechada do WPSS e MFMBPSS- Sistema NETS-NYPS

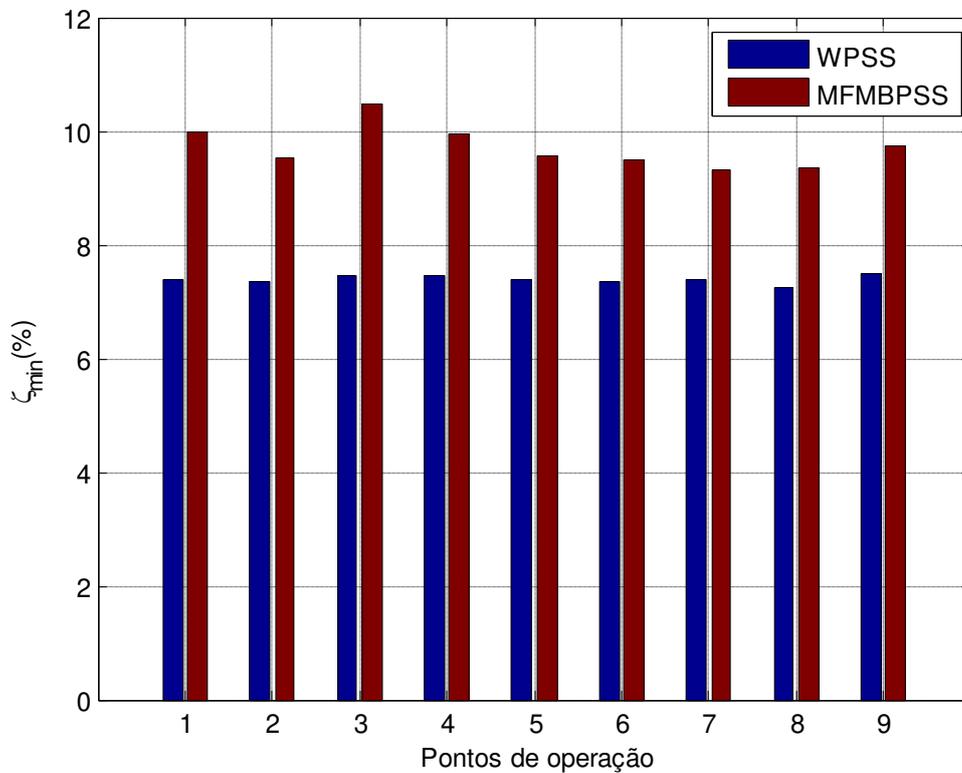


Figura 52: Amortecimento mínimo do NETS-NYPS com WPSS e MFMBPSS

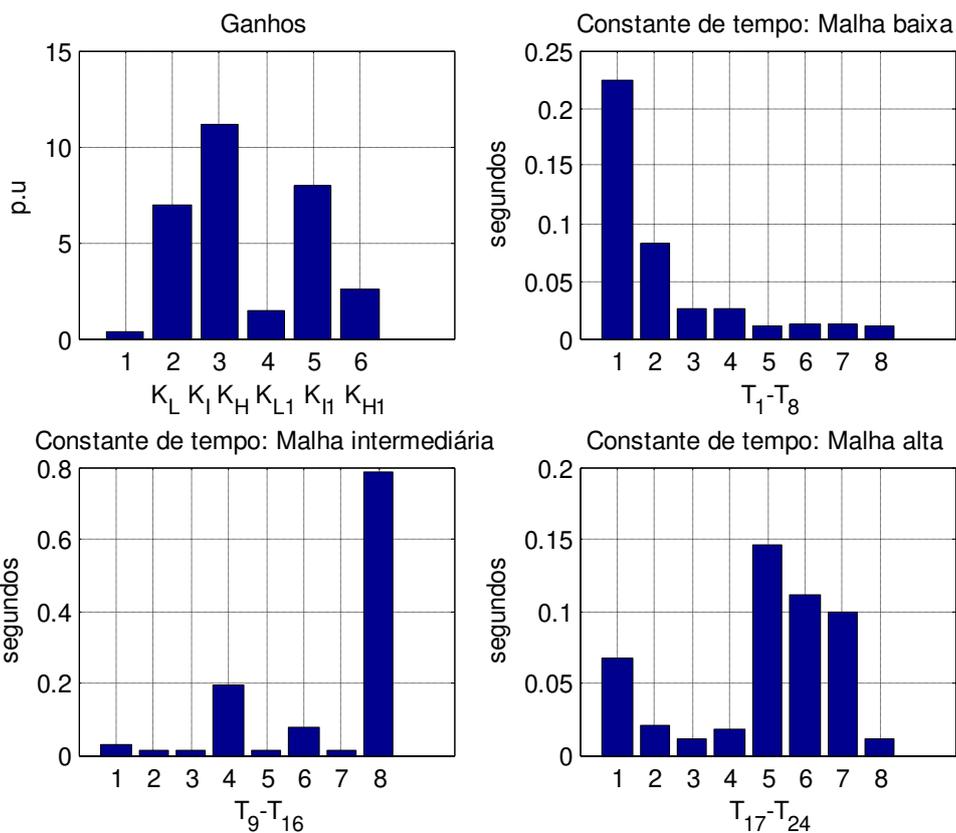


Figura 53: Parâmetros MBPSS gerador 1 para o NETS-NYPS

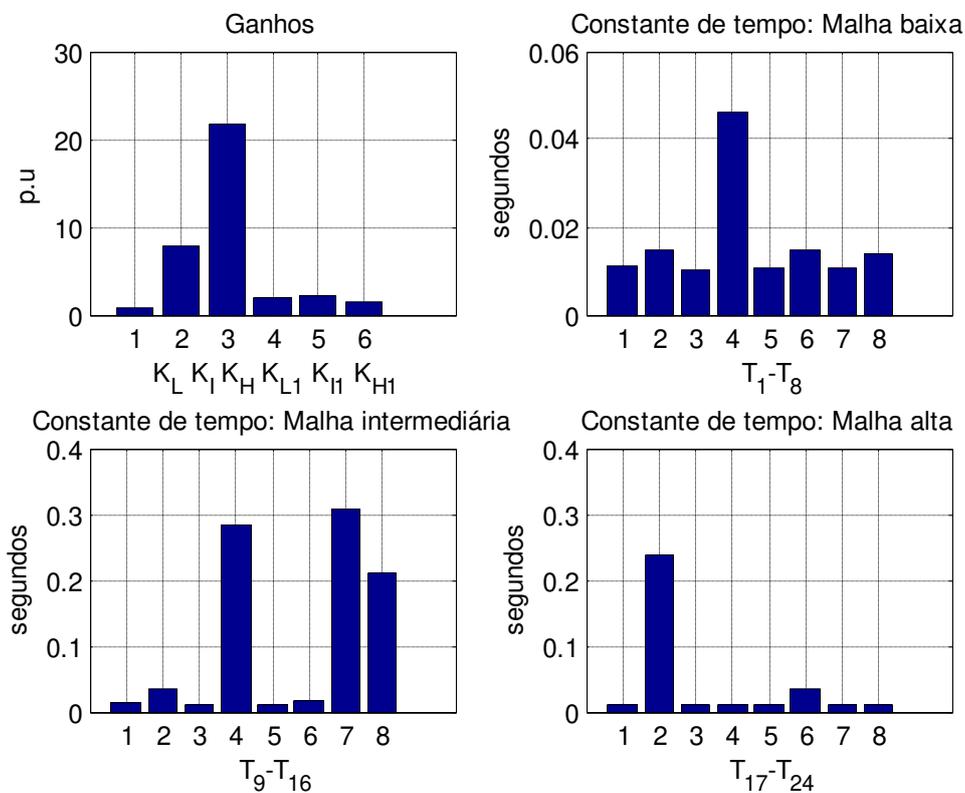


Figura 54: Parâmetros MBPSS gerador 2 para o NETS-NYPS

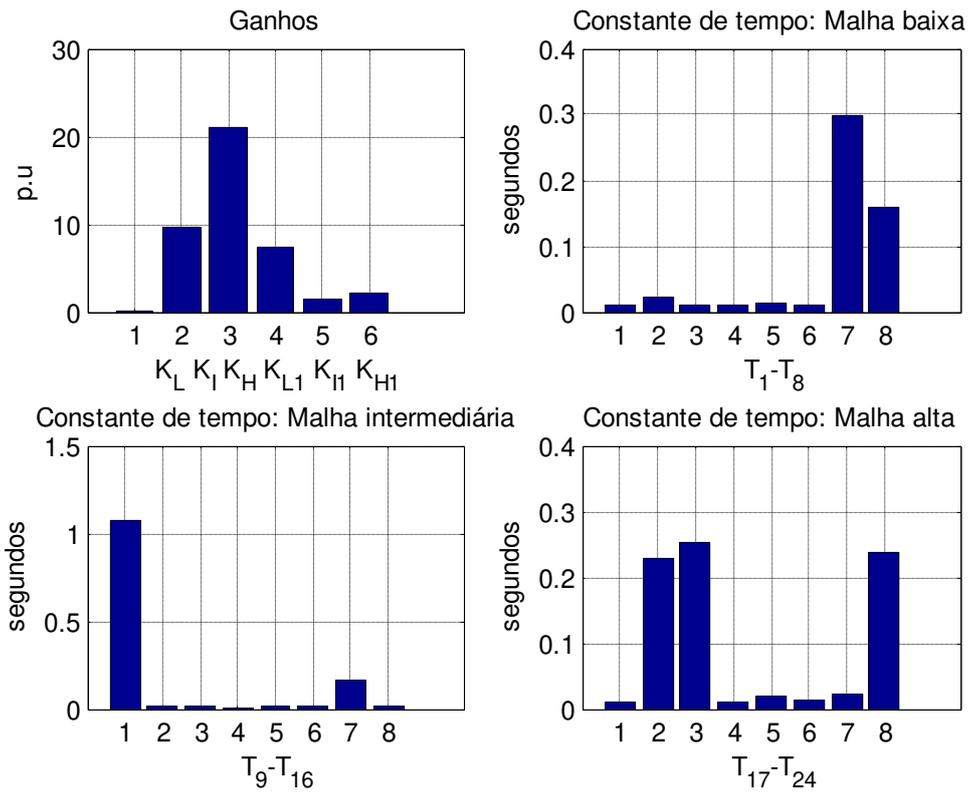


Figura 55: Parâmetros MBPSS gerador 3 para o NETS-NYPS

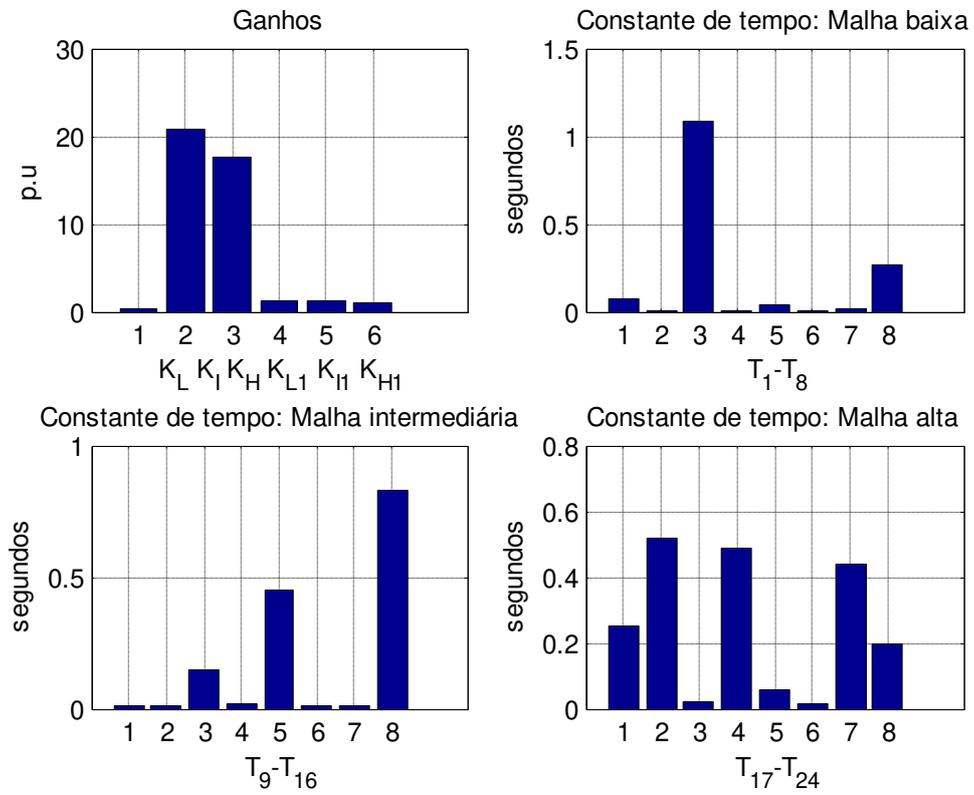


Figura 56: Parâmetros MBPSS gerador 4 para o NETS-NYPS

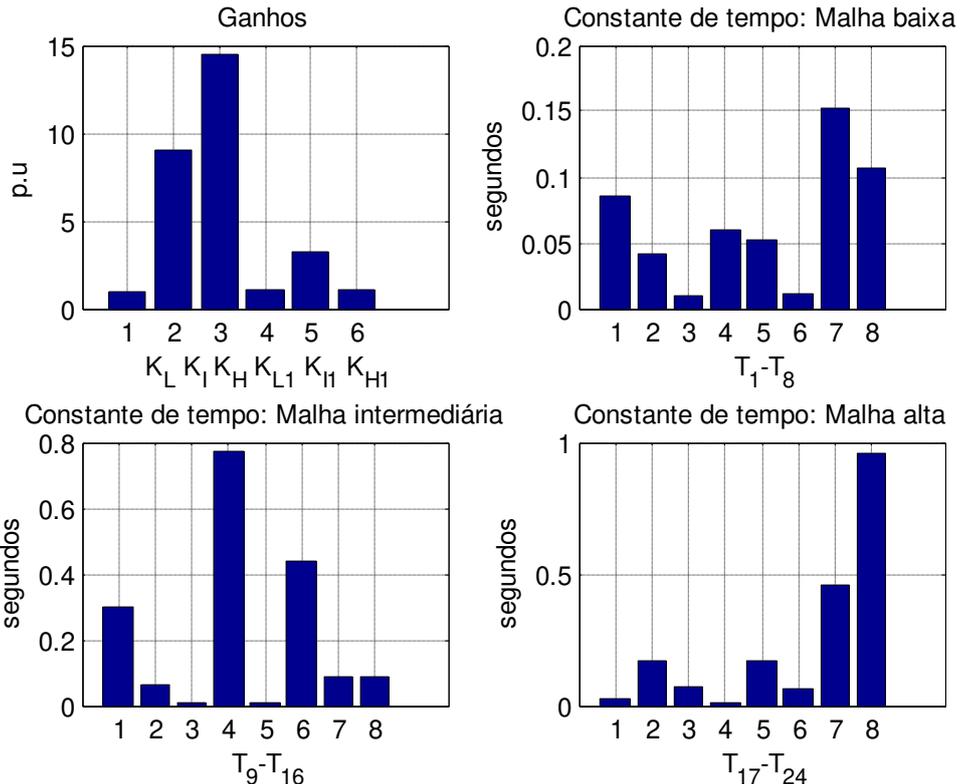


Figura 57: Parâmetros MBPSS gerador 5 para o NETS-NYPS

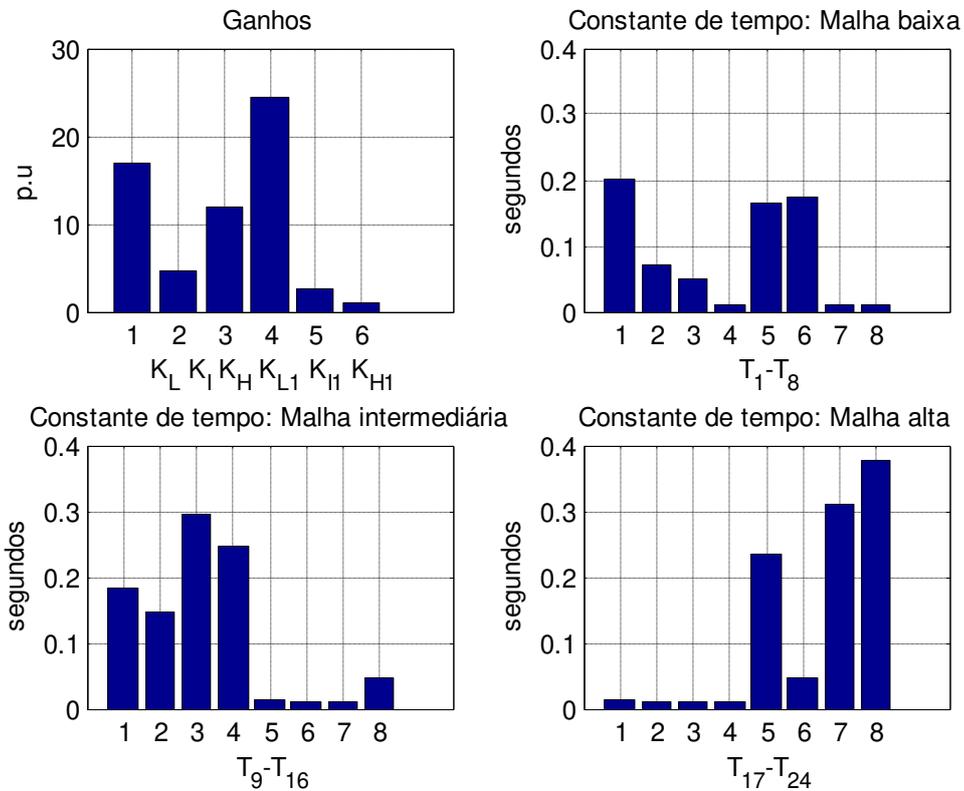


Figura 58: Parâmetros MBPSS gerador 6 para o NETS-NYPS

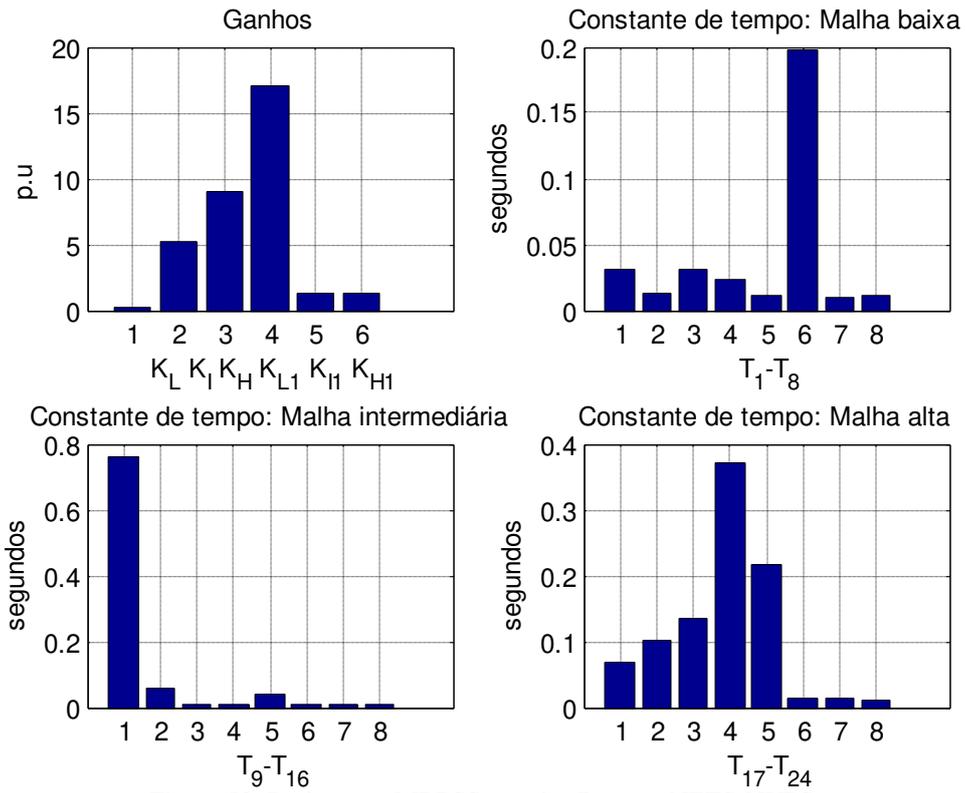


Figura 59: Parâmetros MBPSS gerador 7 para o NETS-NYPS

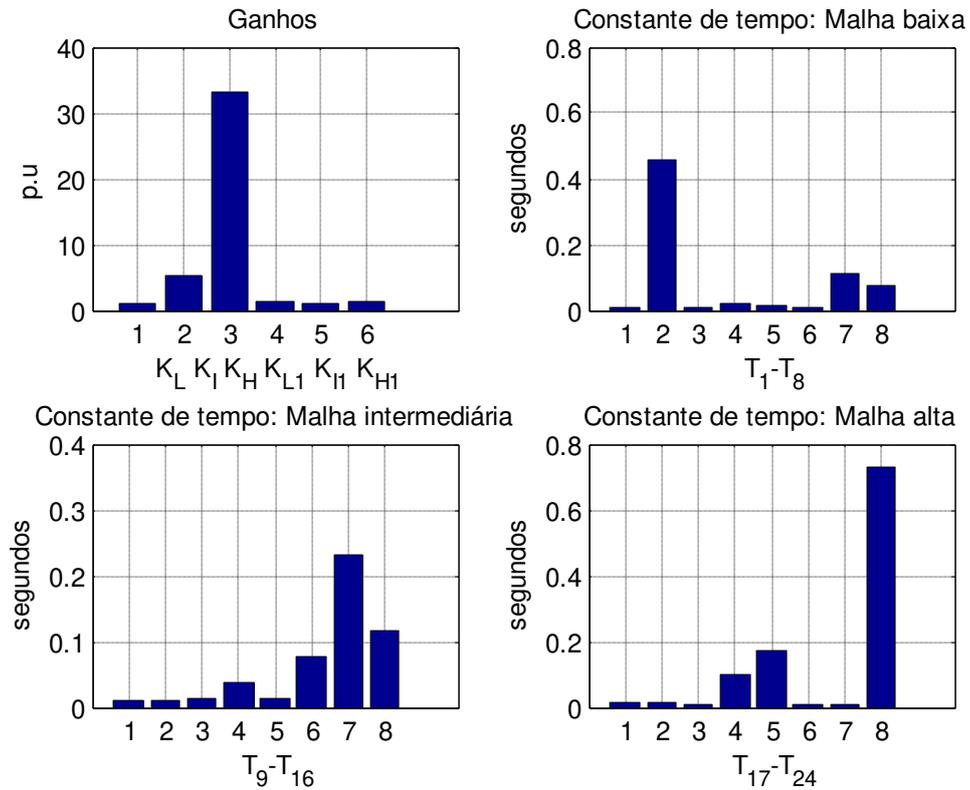


Figura 60: Parâmetros MBPSS gerador 8 para o NETS-NYPS

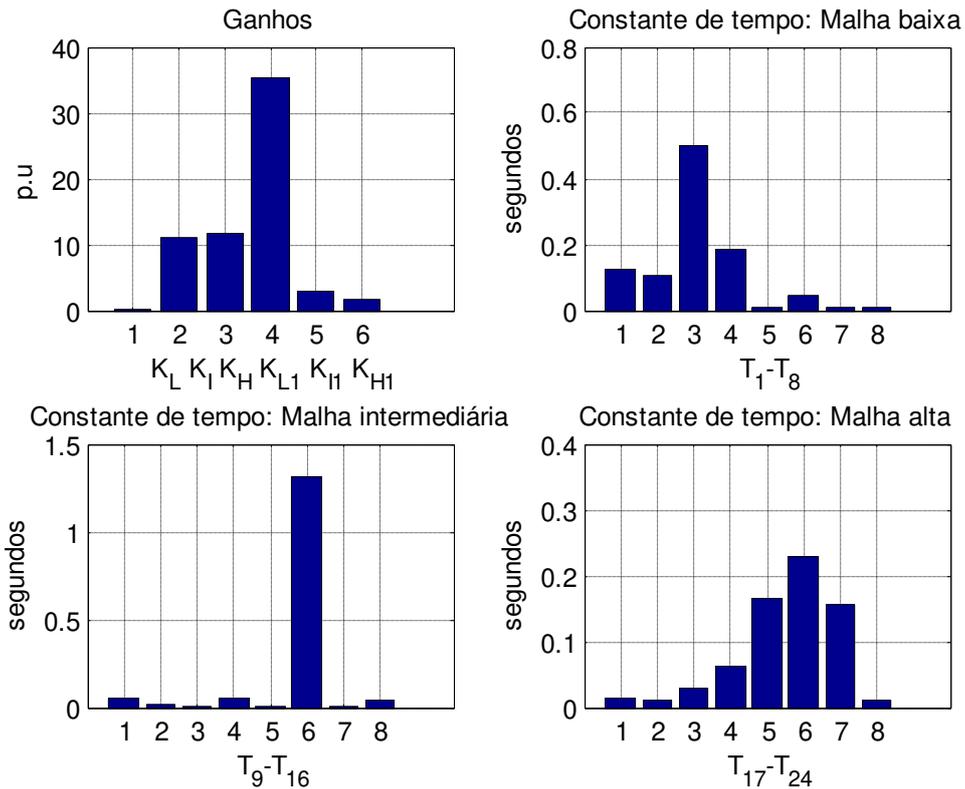


Figura 61: Parâmetros MBPSS gerador 9 para o NETS-NYPS

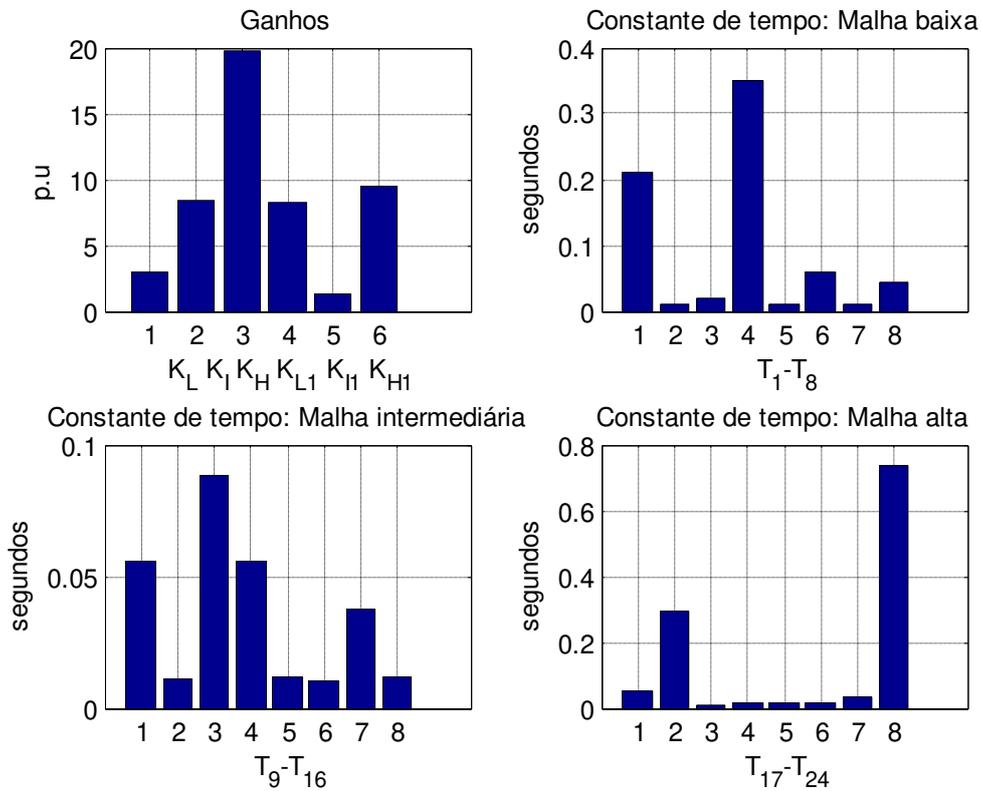


Figura 62: Parâmetros MFMBPSS gerador 10 para o NETS-NYPS

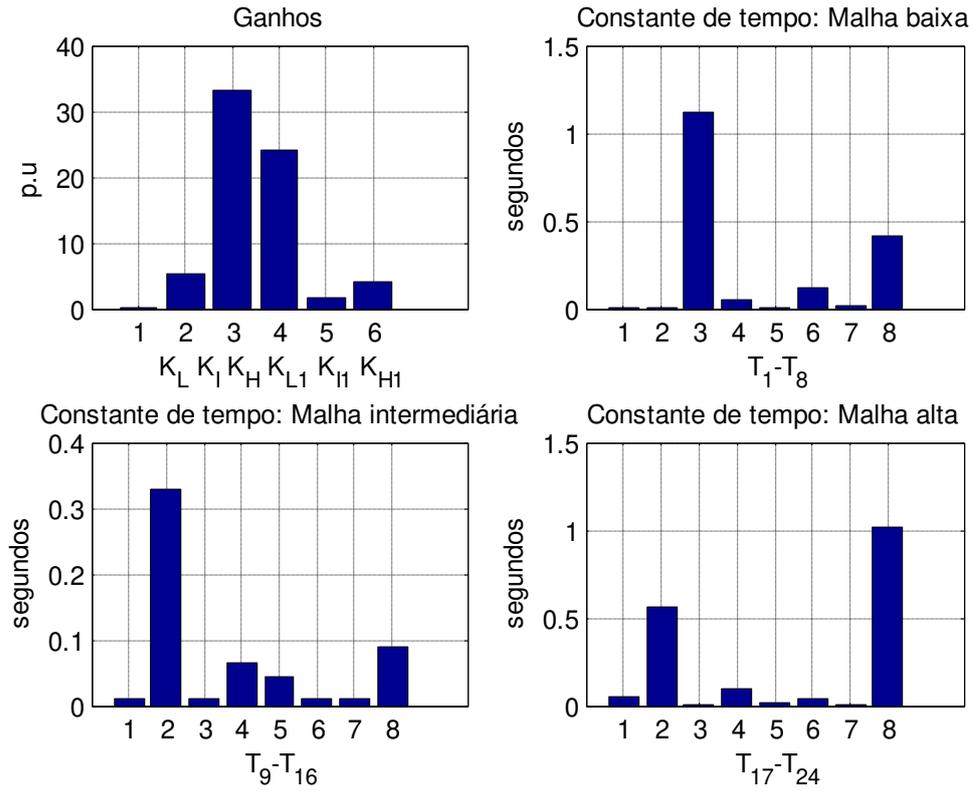


Figura 63: Parâmetros MBPSS gerador 11 para o NETS-NYPS

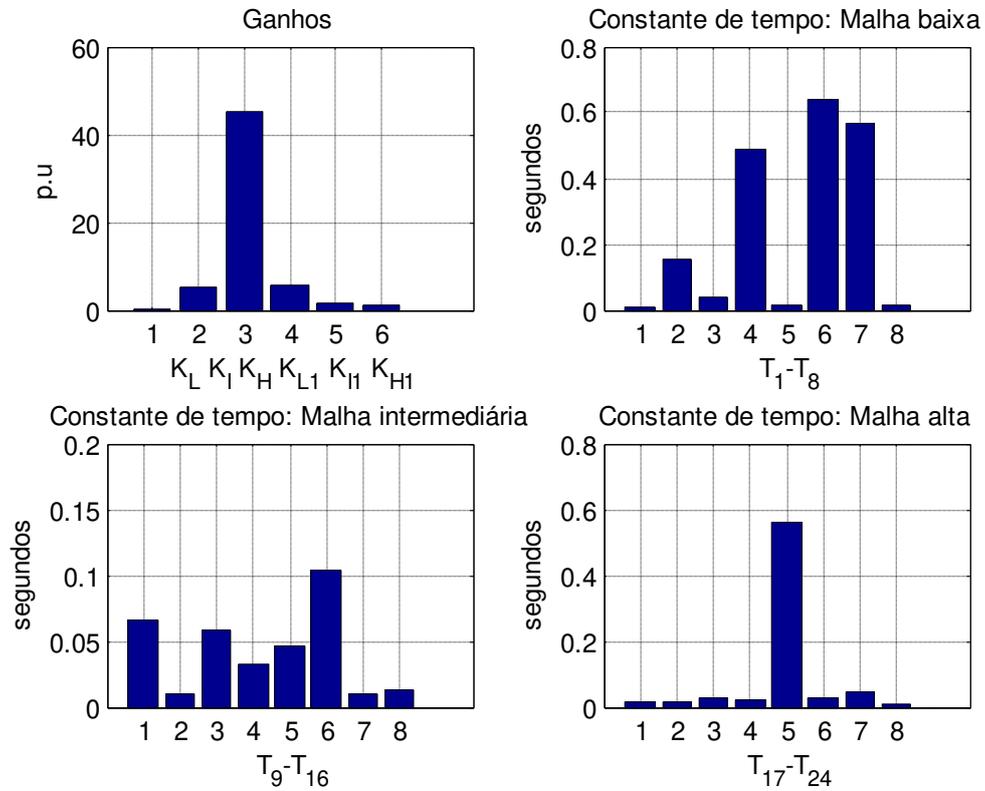


Figura 64: Parâmetros MBPSS gerador 12 para o NETS-NYPS

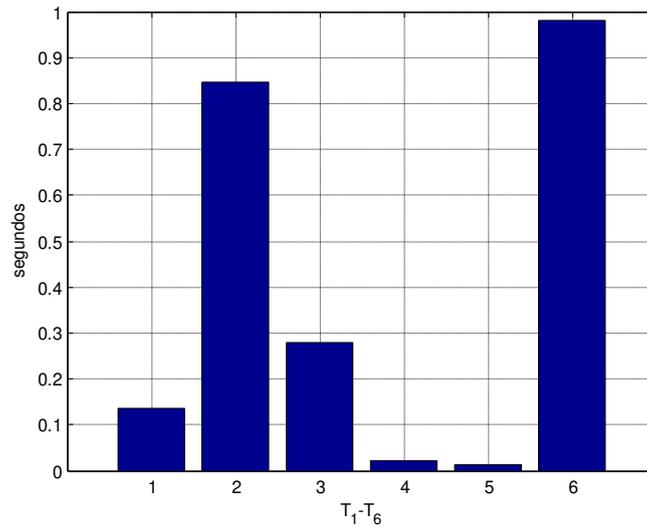


Figura 65: Constante de tempo para o PSS do gerador 1 para o NETS-NYPS

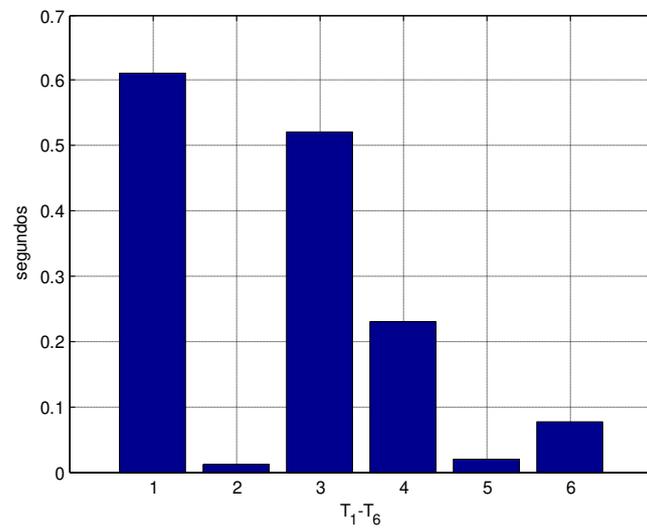


Figura 66: Constante de tempo para o PSS do gerador 2 para o NETS-NYPS

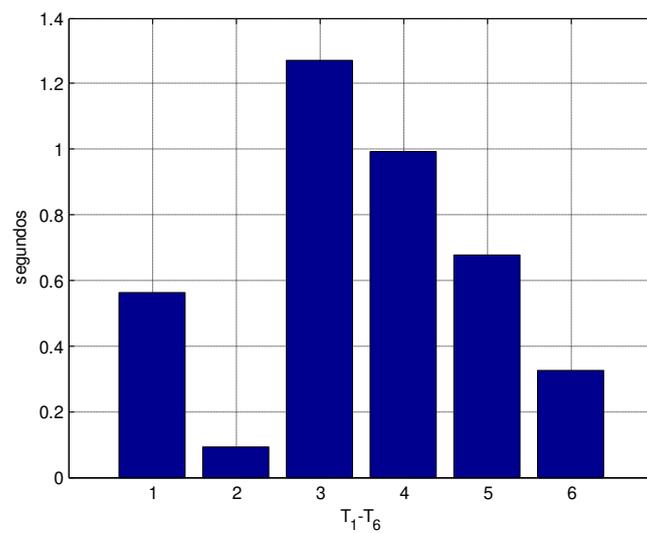


Figura 67: Constante de tempo para o PSS do gerador 3 para o NETS-NYPS

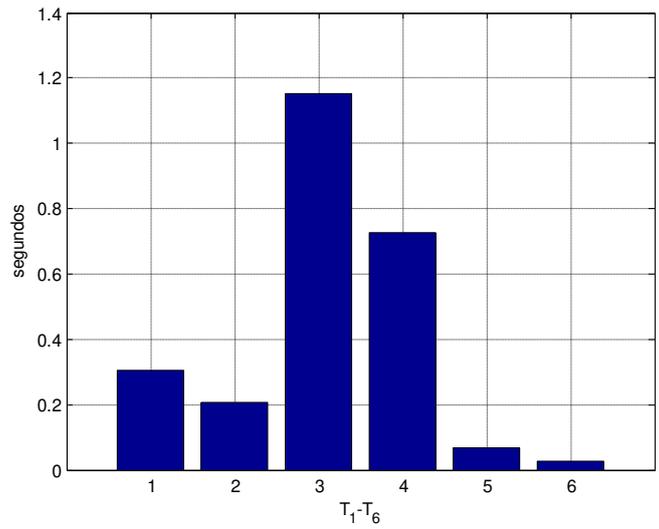


Figura 68: Constante de tempo para o PSS do gerador 4 para o NETS-NYPS

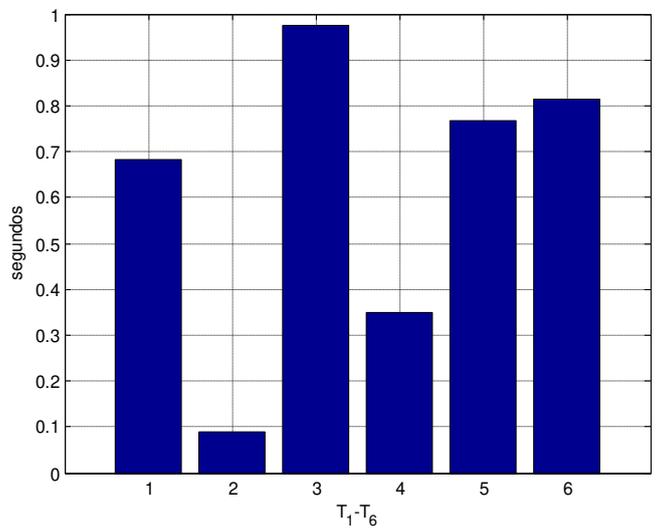


Figura 69: Constante de tempo para o PSS do gerador 5 para o NETS-NYPS

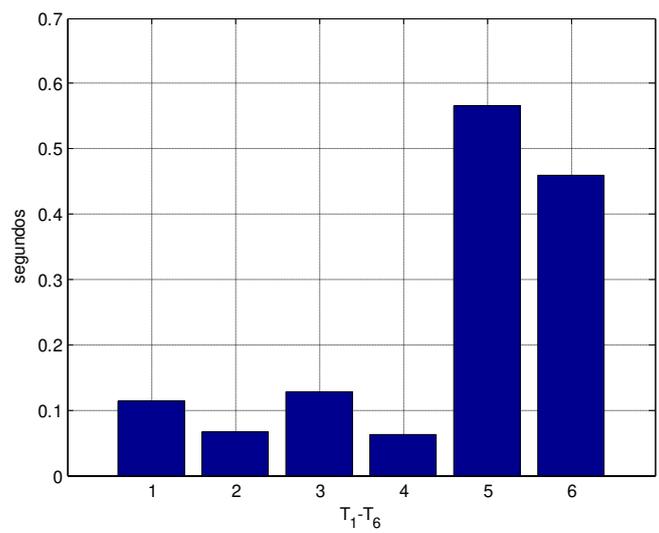


Figura 70: Constante de tempo para o PSS do gerador 6 para o NETS-NYPS

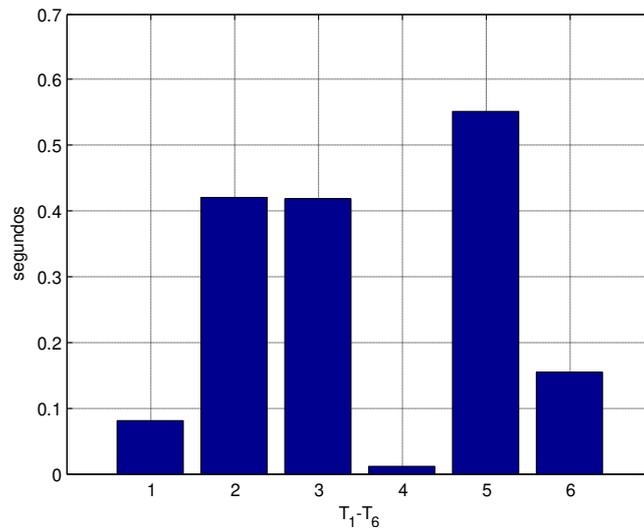


Figura 71: Constante de tempo para o PSS do gerador 7 para o NETS-NYPS

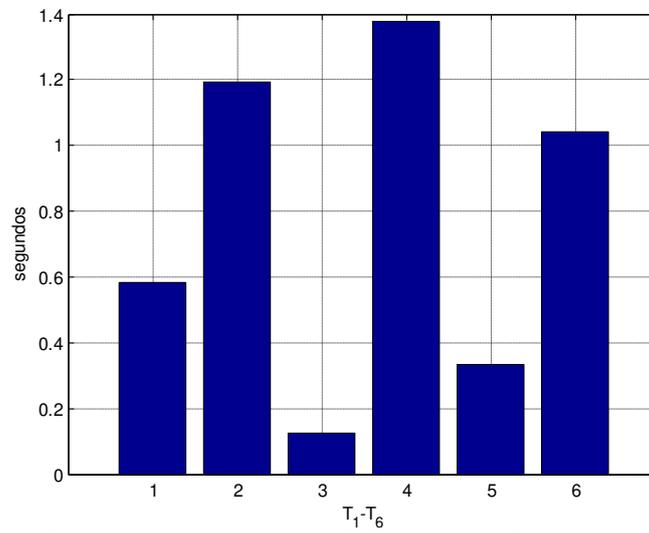


Figura 72: Constante de tempo para o PSS do gerador 8 para o NETS-NYPS

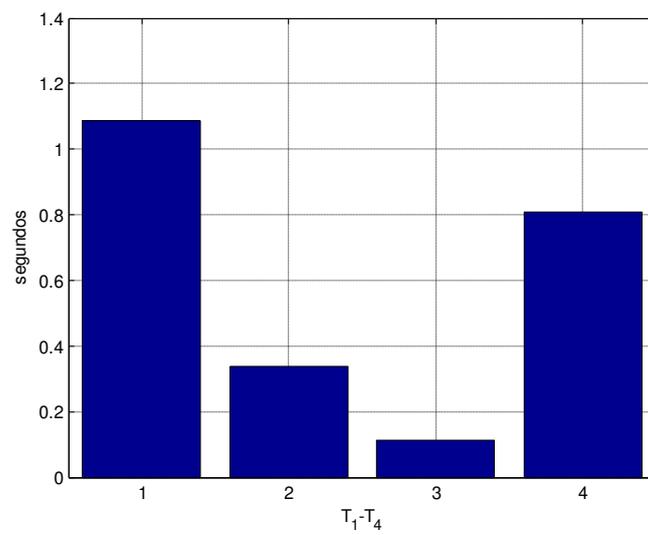


Figura 73: Constante de tempo para o PSS do gerador 9 para o NETS-NYPS

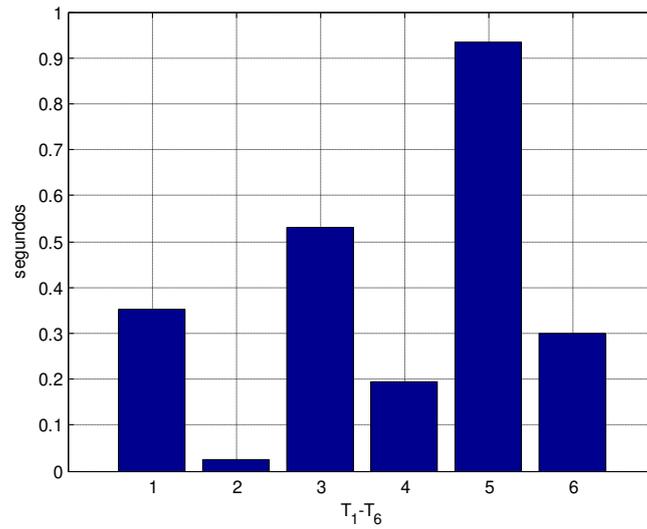


Figura 74: Constante de tempo para o WPSS do gerador 10 para o NETS-NYPS

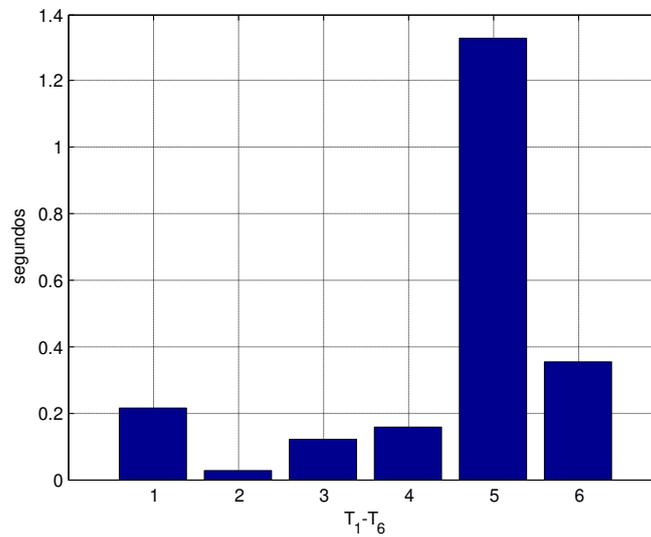


Figura 75: Constante de tempo para o PSS do gerador 11 para o NETS-NYPS

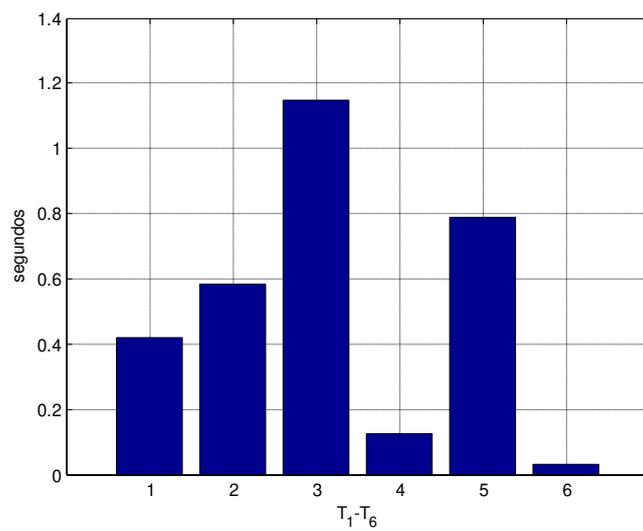


Figura 76: Constante de tempo para o PSS do gerador 12 para o NETS-NYPS

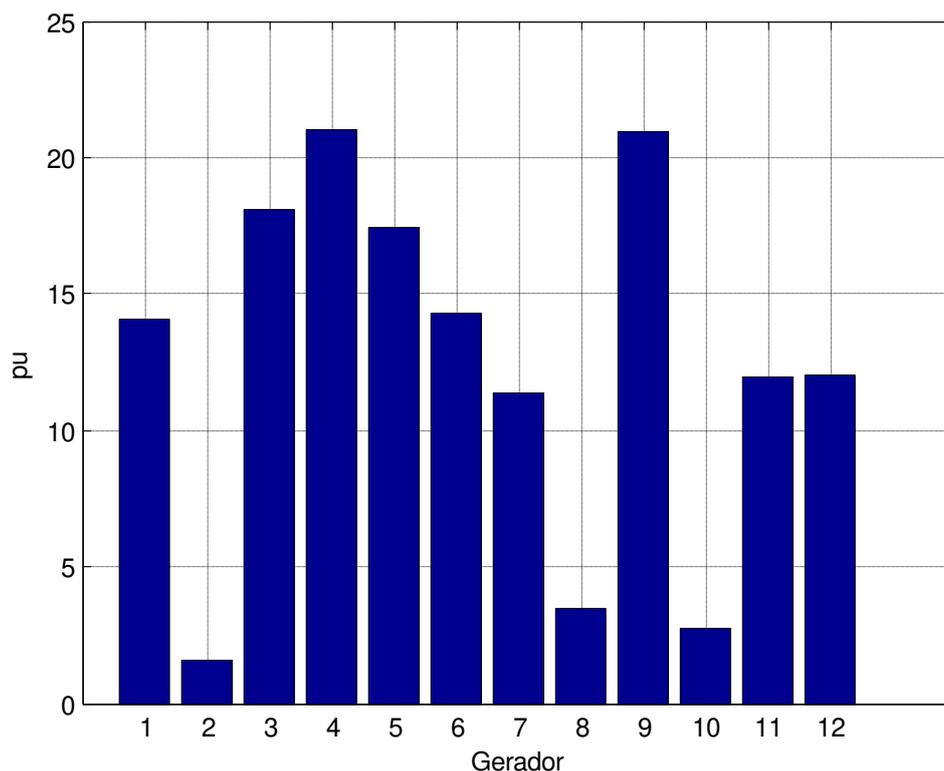


Figura 77: Ganhos dos PSS para o NETS-NYPS

Tabela 15: Parâmetros do bloco remoto do MFMBPSS e WPSS para o NET-NYPS

MFMBPSS		WPSS	
$K_{w1} = K_{w2}$	1,57000	K_w	47,0300
K_w	4,29390	T_{1w}	1,37750
T_{1w}	0,06281	T_{2w}	0,21861
T_{2w}	0,01123	T_{3w}	1,44590
T_{3w}	0,12190	T_{4w}	0,42940
T_{4w}	0,01048		
T_{5w}	0,01354		
T_{6w}	0,02747		
T_{7w}	0,10186		
T_{8w}	0,01053		

Da mesma maneira que o sistema JcIta, a robustez do WPSS e MFMMBPSS é avaliada através da aplicação de diversos tipos de contingência (Veja Tabela 16). Em geral, o MFMBPSS apresentou melhores resultados comparado com o WPSS. Para o aumento das cargas (ativa e reativa) em 15% das áreas 3-5 ocorreu uma redução do amortecimento do NETS-NYPS mesmo com a instalação do MFMBPSS e WPSS, porém de forma mais expressiva com o WPSS.

Tabela 16: Teste de robustez do WPSS e MFMBPSS para o NETS-NYPS

Condição	Descrição	ζ_{min} (%)	
		MFMBPSS	WPSS
1	Aumento de 10% na carga das áreas 3-5	7,6088	7,3857
2	Redução de 10% na carga das áreas 3-5	9,9588	7,4112
3	Aumento de 15% na carga das áreas 3-5	6,1497	3,1491
4	Redução de 25% na carga das áreas 3-5	9,9461	7,4404
5	Saída da linha 60-59	10,189	7,4095
6	Redução de 50% da geração do gerador 1	8,7869	7,0173
7	Carga 100% corrente constante e atraso de 400 ms do sinal remoto	7,0036	5,5854
8	Saída das linhas 27-53 e 61-60	10,455	7,5010
9	Atraso de 500 ms do sinal remoto	7,9985	7,3954
10	Atraso de 200 ms do sinal remoto	8,0406	5,9121

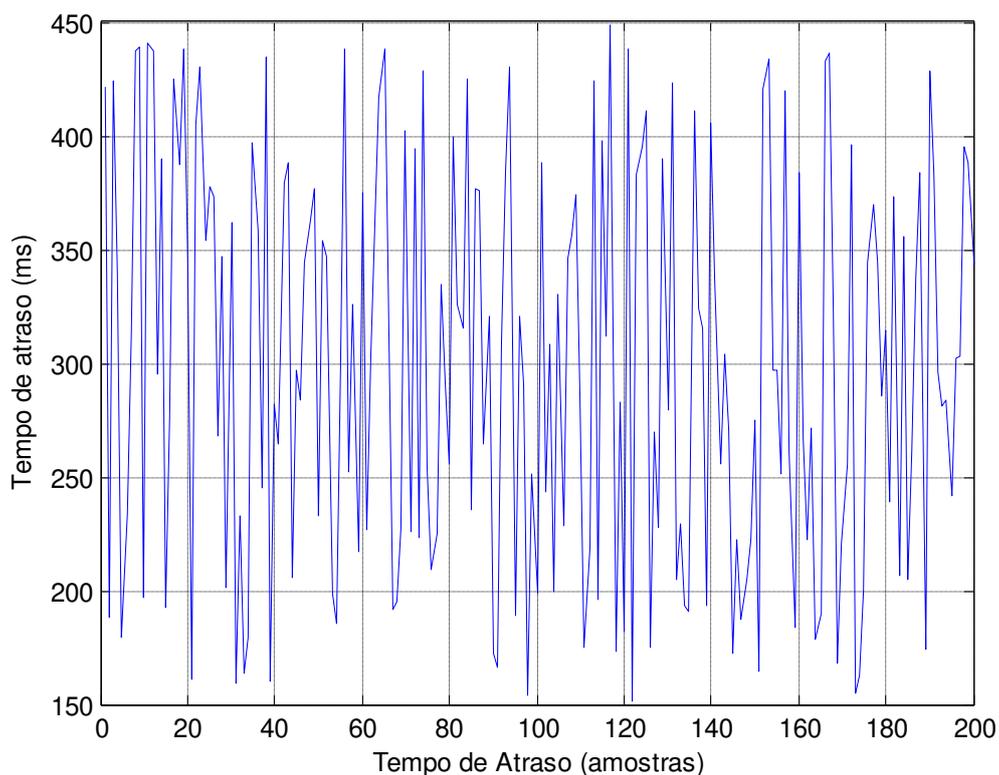


Figura 78: Variação do tempo de atraso no sistema NETS-NYPS

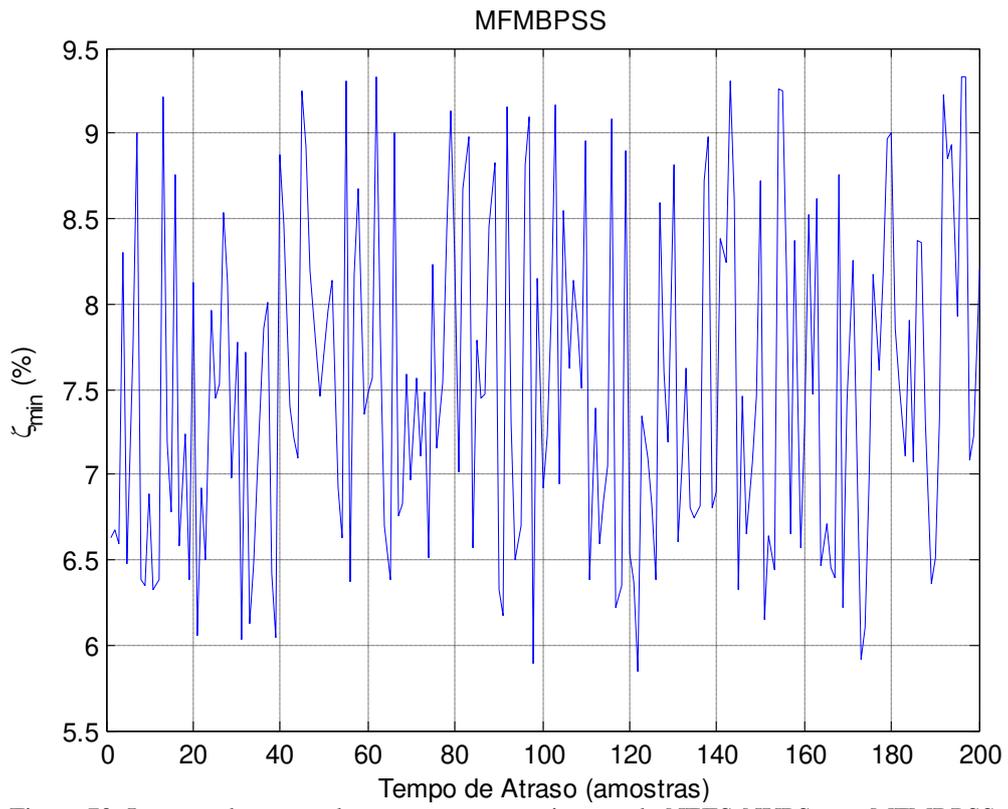


Figura 79: Impacto do tempo de atraso no amortecimento do NETS-NYPS com MFMBPSS

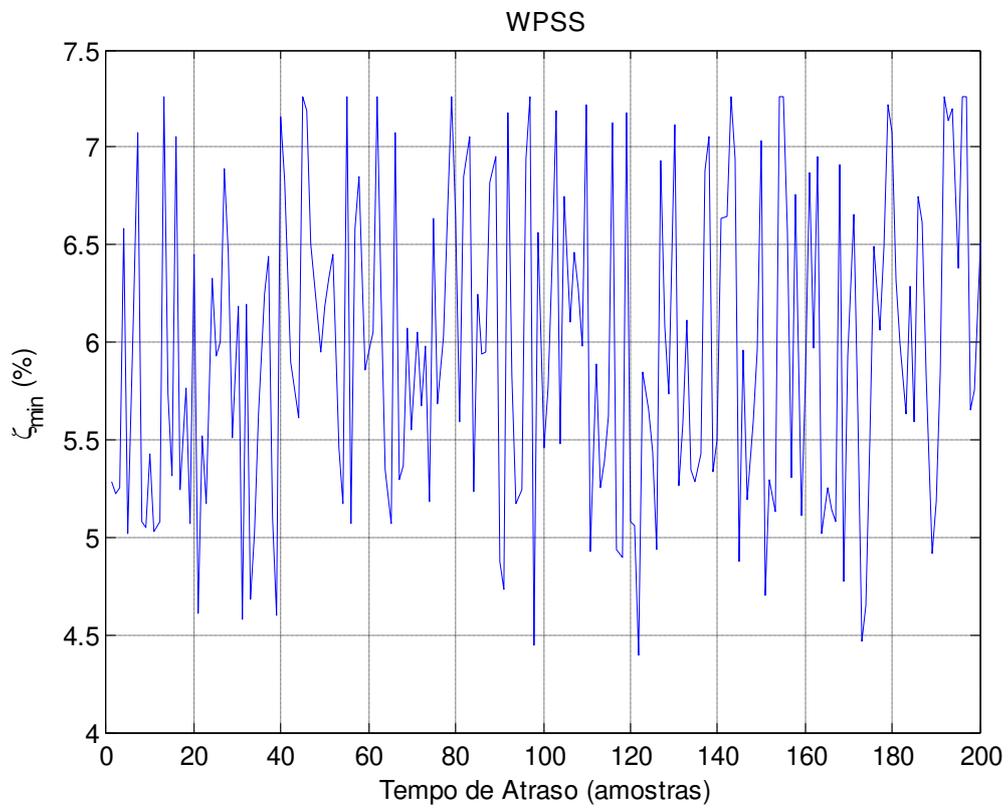


Figura 80: Impacto do tempo de atraso no amortecimento do NETS-NYPS com WPSS

Sensibilidade com relação ao tempo de atraso

As Figuras 79 e 80 apresentam a sensibilidade do mínimo valor de amortecimento (considerando os 9 pontos de operação apresentados na Tabela 12) com o sistema NETS-NYPS com MFMBPSS e WPSS, respectivamente. Variou-se o tempo de atraso de maneira aleatória (veja Figura 78) em $\pm 50\%$ com relação ao tempo de atraso (300 ms) utilizado no processo de sintonização dos controladores. Este sistema apresenta uma matriz de estado em malha fechada menos sensível com relação ao JcIta, porém o valor do número de condicionamento espectral é superior ao do sistema JcIta (com o MFMBPSS o número de condicionamento espectral do NETS-NYPS é da ordem de 10^9 . Em contrapartida, com o sistema JcIta com o MFMBPSS o número de condicionamento é da ordem de 10^8).

Simulações no domínio do tempo

Igualmente para o SEP anterior, simulações não lineares foram realizadas para analisar o projeto realizado dos controladores MFMBPSS e WPSS perante perturbações de natureza não linear. A lista de perturbações não lineares é dada por: (1) curto-circuito trifásico aplicado na barra 53 por um tempo de 80 ms e eliminado pela abertura de uma das linhas 53-54 (esta linha é circuito duplo), (2) curto-circuito trifásico aplicado na barra 38 por um tempo de 130 ms e eliminado pela abertura da linha 38-46, (3) Conexão de um reator de 50 MVAR na barra 3 em $t = 1,0$ s. O reator é desconectado em $t = 11,0$ s e o sistema retorna ao topologia original, (4) Curto-circuito trifásico na barra 27 por um tempo de 100 ms e saída de uma das linhas 27-53. Os resultados referentes aos casos (1), (2), (3) e (4) são apresentados nas Figuras 81-82, Figuras 83-84, Figuras 85-87 e Figura 88, respectivamente.

Um comentário geral a ser observado nestas Figuras 81- 88 é que o WPSS e MFMBPSS estabilizaram o SEP na ocorrência de uma grande perturbação (exceto o caso (3) que é considerado uma pequena perturbação). Na maioria dos casos o WPSS apresentou um comportamento melhor do que o MFMBPSS frente a grandes perturbações. Isto era de se esperar, pois o resultado obtido pela técnica GWO apresentou menor valor para o WPSS do que o MFMBPSS em termos da função objetivo número 5 (ver Tabela 14). A inserção do reator no SEP é uma perturbação muito pequena, ou seja, os resultados apresentados nas Figuras 85-87 correspondem predominantemente à resposta linear do SEP. Esta perturbação excita os modos interárea e são bem amortecidos com a instalação do WPSS e MFMBPSS.

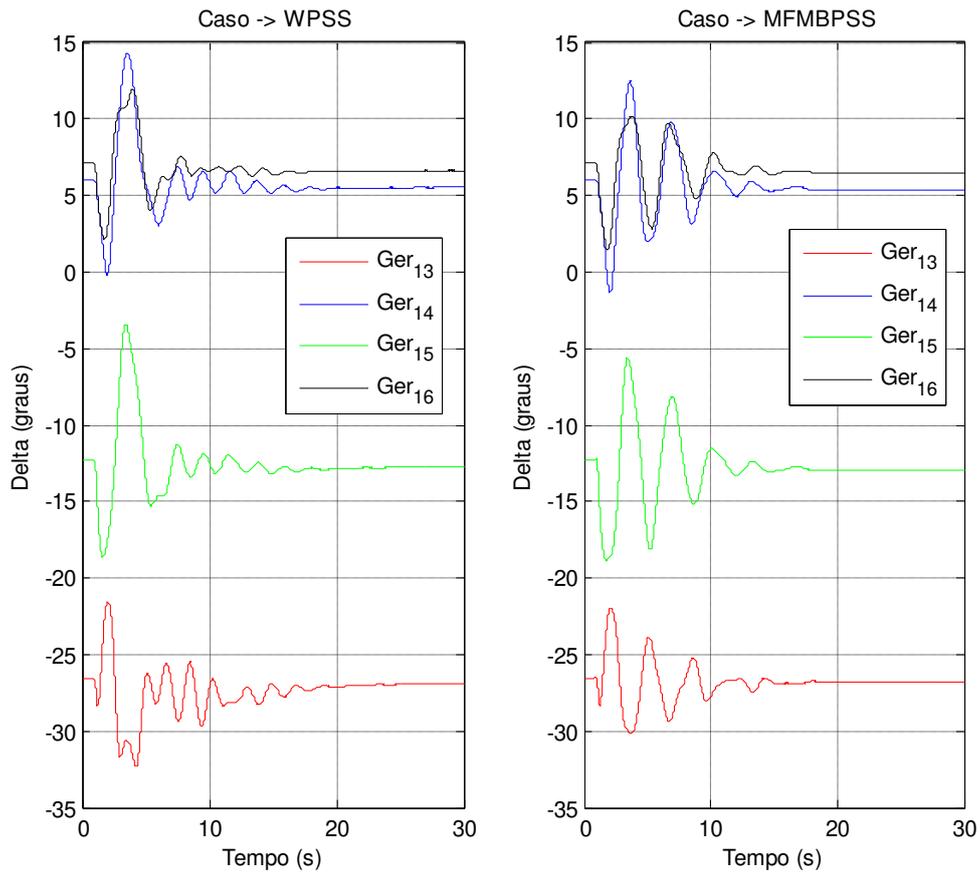


Figura 81: Ângulo dos geradores 13-16, caso (1)- sistema NETS-NYPS

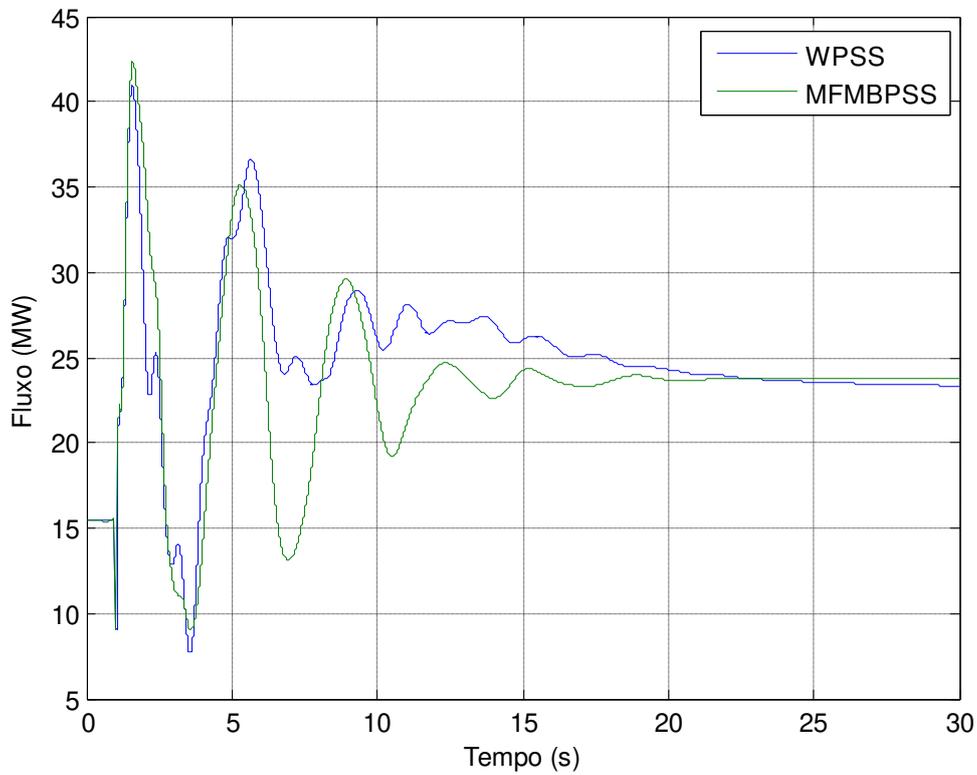


Figura 82: Fluxo de potência ativa da linha 27-53- caso (1)- sistema NETS-NYPS

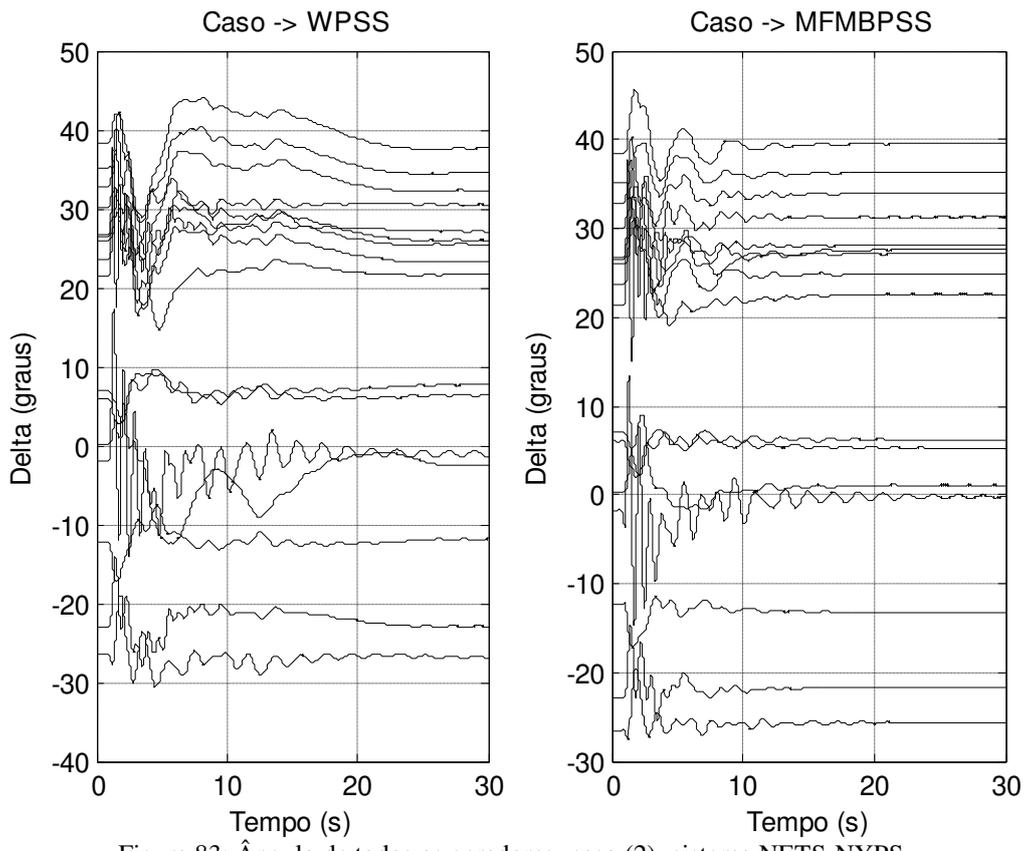


Figura 83: Ângulo de todos os geradores- caso (2)- sistema NETS-NYPS

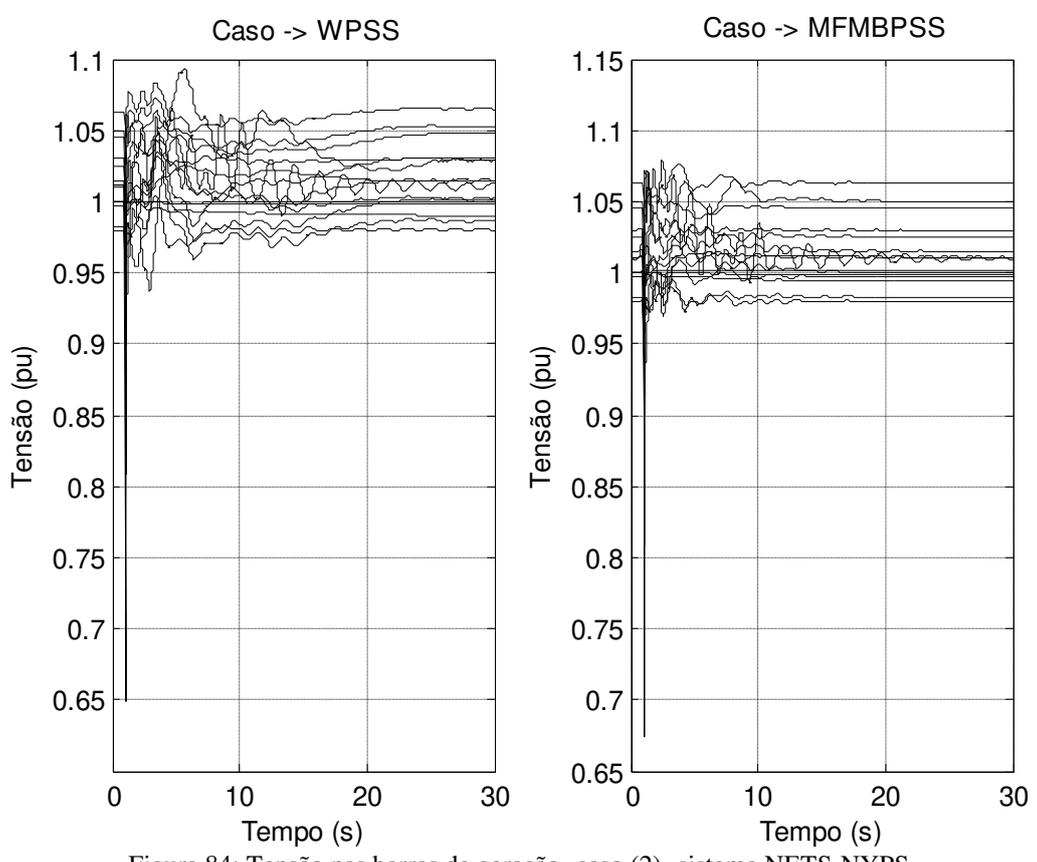


Figura 84: Tensão nas barras de geração- caso (2)- sistema NETS-NYPS

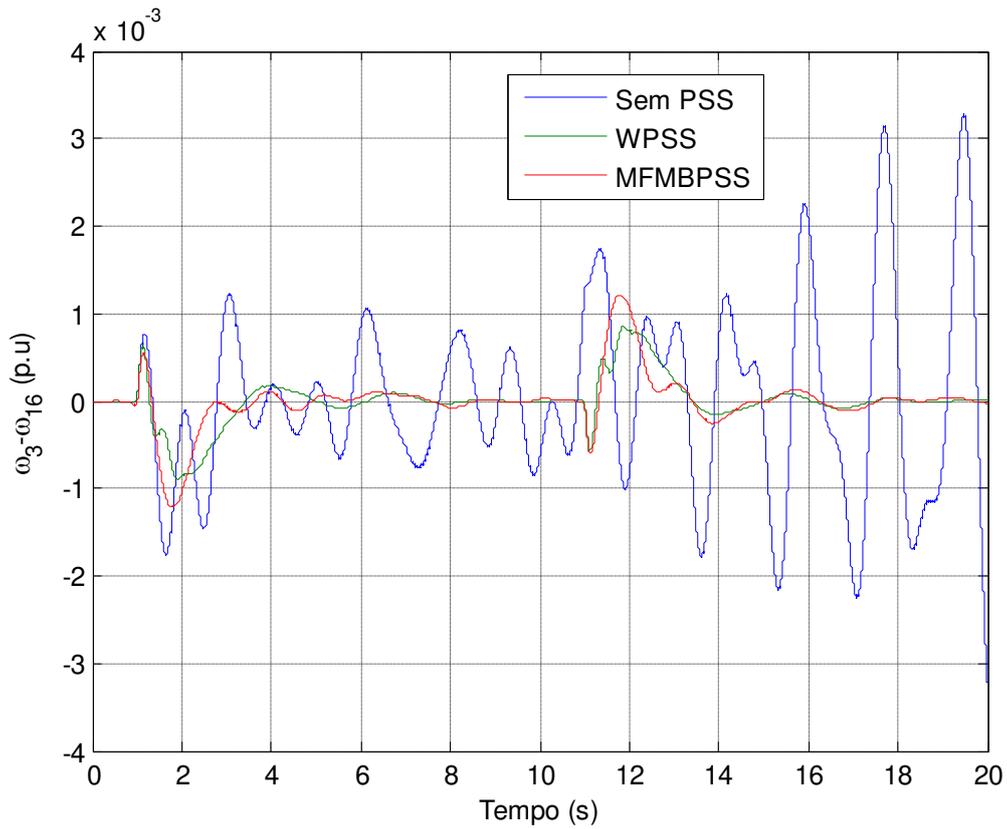


Figura 85: $(\omega_3 - \omega_{16})$ - caso (3)- sistema NETS-NYPS

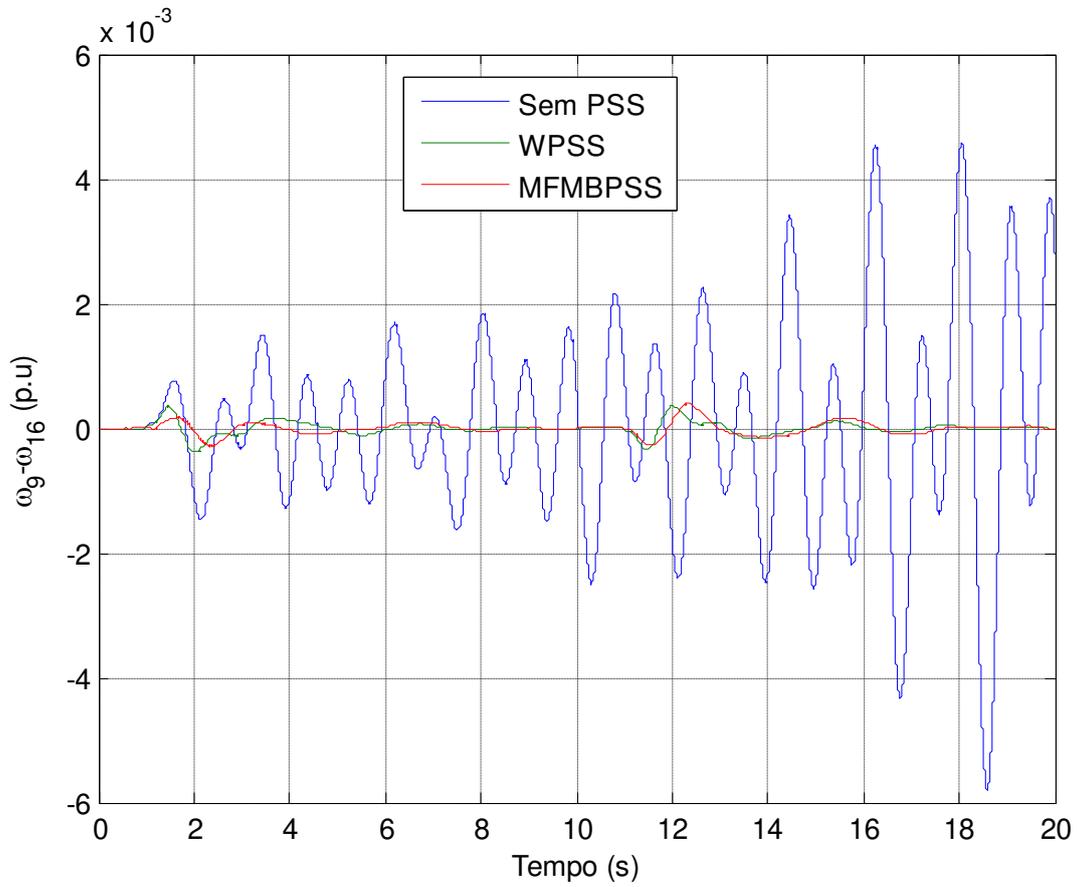


Figura 86: $(\omega_9 - \omega_{16})$ -caso (3)- sistema NETS-NYPS

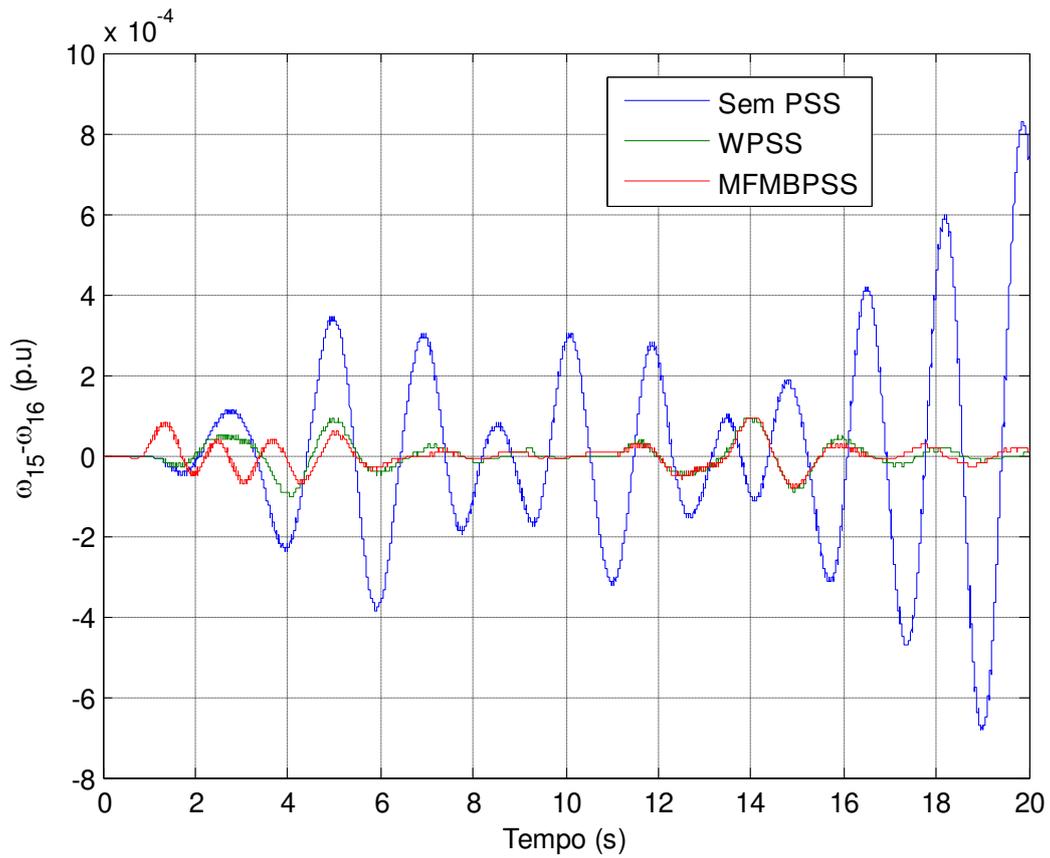


Figura 87: $(\omega_{15} - \omega_{16})$ - caso (3)- sistema NETS-NYPS

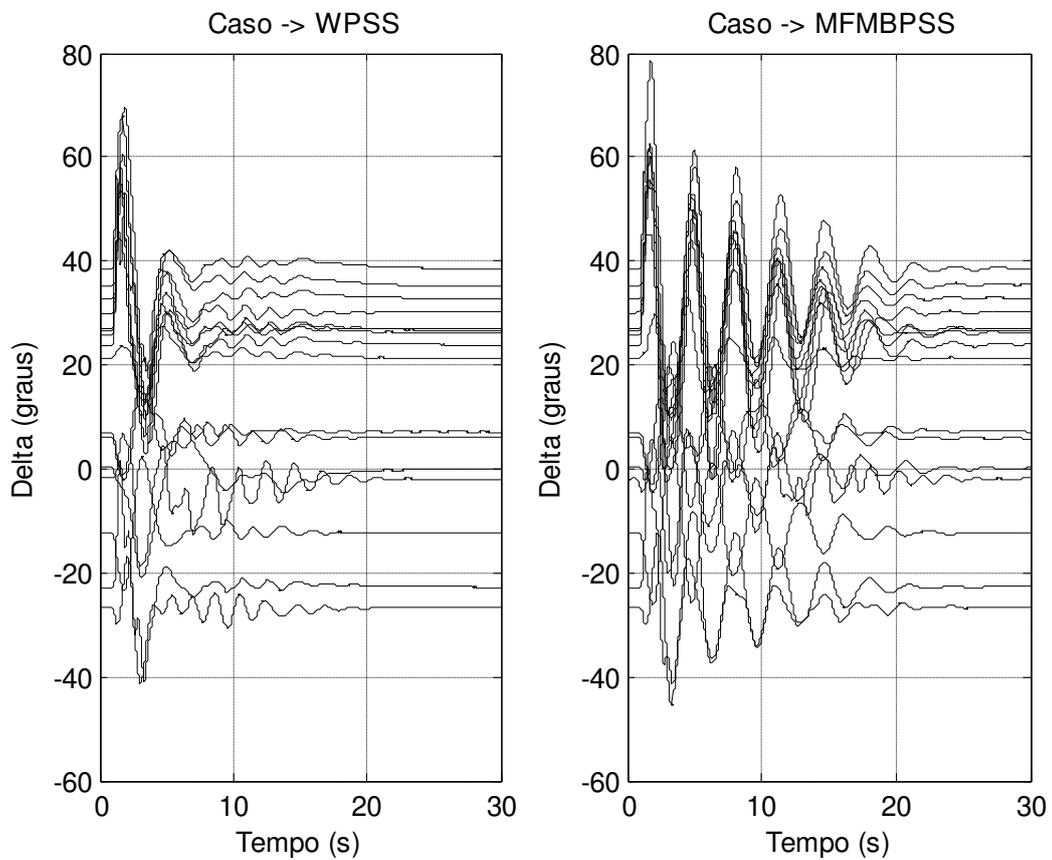


Figura 88: Ângulo de todos os geradores- caso (4)- sistema NETS-NYPS

A Figura 81 apresenta o comportamento do ângulo dos geradores onde não foram instalados PSS e a Figura 82 mostra o comportamento do fluxo de potência ativa em uma das linhas 27-53, respectivamente, considerando o caso 1 como a perturbação aplicada no NETS-NYPS. Observando as Figuras 81 e 82 pode-se concluir que para ambos os tipos de PSS o sistema se estabiliza em torno dos 20 segundos, porém o MFMBPSS apresentou uma quantidade maior de oscilações no ângulo dos geradores 13-16 e no fluxo de potência ativa da linha 27-53.

A Figura 83 apresenta o ângulo de todos os geradores e a Figura 84 a tensão em todas as barras de geração, respectivamente, considerando o caso 2 como a perturbação aplicada no NETS-NYPS. Neste caso, o MFMBPSS desfruta de melhores resultados comparados com o WPSS, principalmente nas curvas apresentadas na Figura 84.

As Figuras 85, 86 e 87 apresentam o comportamento da velocidade angular (em pu) dos geradores 3, 9 e 15 com relação ao gerador 16, respectivamente. Esta é considerada uma pequena perturbação e foi aplicada com o objetivo de excitar os modos interárea. Neste caso, o MFMBPSS apresentou melhores resultados do que o WPSS. Finalmente, o ângulo de todos os geradores são ilustrados na Figura 88 aplicando a perturbação do caso 4. O WPSS apresentou melhores resultados (menos oscilações nos ângulos) com relação ao MFMBPSS.

Capítulo 6

6. Conclusão

6.1. Conclusão Geral

As conclusões do presente trabalho são as seguintes:

- Os objetivos no projeto coordenado e robusto dos PSS com sinais remotos apresentados neste trabalho foram maximizar o coeficiente de amortecimento do SEP em malha fechada em vários pontos de operação, melhorar o desempenho do SEP frente a grandes perturbações e ampliar os níveis de robustez, incluindo variações aleatórias associadas ao tempo de atraso. Todos estes objetivos foram reunidos em uma mesma função objetivo através da aplicação das técnicas dos pesos. Este procedimento é vantajoso comparado com o procedimento padrão, ao qual, na prática os PSS são ajustados visando à estabilidade a pequenas perturbações, utilizando uma extensiva análise modal e, posteriormente, os parâmetros obtidos do projeto são testados diante de grandes perturbações.
- O critério de robustez utilizado neste trabalho foram implementados através do conhecimento da teoria da perturbação de matrizes. O Teorema de Bauer-Fike e o conceito de matrizes normais foram utilizados para quantificar matematicamente a robustez do SEP e incluí-las no processo de otimização. Os controladores projetados asseguraram um desempenho adequado de robustez aplicando diferentes tipos de contingências, como por exemplo, aumento de carga e retirada de linhas de transmissão.
- Os estabilizadores WPSS e MFMBPSS apresentaram resultados satisfatórios perante a análise da estabilidade a pequenas perturbações e transitória. O MFMBPSS, nos sistemas simulados, é menos sensível a variação do tempo de atraso comparado com o WPSS. Em contrapartida, a sintonização de MBPSS com sinais remotos apresenta um esforço da técnica de otimização maior, uma vez que, a quantidade de parâmetros a serem otimizados é bem superior a quantidade de parâmetros do WPSS.

- Os métodos de otimização utilizados neste trabalho, apresentaram resultados satisfatório quando aplicados ao problema apresentado neste trabalho. As soluções obtidas dos parâmetros dos PSS pelas técnicas QPSO, GWO, MFO e ALO obedeceram aos pré-requisitos de estabilidade angular a pequenas perturbações e transitória. Porém, o tempo de processamento parece ser uma desvantagem destas técnicas. O problema em questão relaciona ao cálculo dos autovalores e a obtenção das frequências (consequentemente velocidades angular) dos geradores para montar a função de energia cinética transitória corrigida (execução de um programa de estabilidade angular transitória). Este problema pode ser compensado aplicando técnica do cálculo parcial dos autovalores e empregando métodos diretos para avaliar a estabilidade angular transitória, teoria hamiltoniana ou através da teoria da catástrofe para avaliar a mesma.
- Variou-se o tempo de atraso de maneira aleatória e foi observado que não existe um padrão definido para a variação do fator de amortecimento mínimo com o tempo de atraso. Pode-se observar que a variação do tempo de atraso tem um impacto maior no WPSS em comparação com MFMBPSS. Em contrapartida, ambos os tipos de PSS apresentam uma razoável sensibilidade com relação ao tempo de atraso. Esta sensibilidade pode ser minimizada empregando um compensador adaptativo para o tempo de atraso (*ATDC-Adaptive Time Delay Compensator*) (CHENG, CHEN, *et al.*, 2014).
- A perda do sinal remoto não foi simulada neste trabalho, pois a estrutura de controle considerada neste trabalho é denominada de quase-descentralizada e uma quantidade mínima de controladores foi empregada nos sistemas testes. Este tipo de estrutura o controlador, localizado na planta, é alimentado por um sinal local e por um sinal remoto. Os dois sinais são processados localmente no controlador e um sinal de controle é gerado.
- Por fim, é pertinente citar, resumidamente, as principais contribuições deste trabalho: (1) uma metodologia foi apresentada para sintonização robusta de controladores utilizando sinais remotos, (2) dois tipos de PSS foram utilizados, o primeiro nomeado de WPSS e o segundo de MFMBPSS, (3) para sintonização robusta, foi aplicado diferentes técnicas de IA baseada em enxames, (4) a sintonização robusta realizada objetiva melhorar ambos os

tipos de estabilidade angular (transitória e pequenas perturbações) e (5) novos índices de robustez foi apresentado e utilizados neste trabalho.

6.2. Trabalhos futuros

Existem várias possibilidades de trabalhos futuros relacionados com este trabalho de pesquisa.

- A metodologia proposta pode ser expandida para o projeto aplicado ao controle de controladores FACTS, HVDC, DFIG e sistemas de armazenamento (no caso, todos estes controladores, em sua malha de controle, teriam um dispositivo denominado de *Power Oscillation Damping-POD*).
- Inserção de novos índices de robustez. Uma linha de pesquisa é investigar os autovalores de matrizes intervalares. Existem alguns artigos que abordam como é a estabilidade de matrizes intervalares, mas não aplicado, essencialmente, em sintonização de PSS ou POD.
- Aplicações de novas técnicas de otimização para resolver o problema abordado neste trabalho. Este trabalho aplicou, especialmente, técnicas de IA baseadas em enxame, porém existem várias técnicas disponíveis na literatura que podem ser empregadas para sintonizar PSS. Outra abordagem seria empregar a decomposição de Tchebycheff ao problema multiobjetivo abordado (MA, ZHANG, *et al.*, 2018).
- Uma atenção maior deve ser dada ao tempo de atraso. A maior parte dos artigos trata o tempo de atraso de maneira constante, mas na prática o tempo de atraso é aleatório. A aproximação de Padè é normalmente utilizada para aproximar quaisquer atrasos de tempo, por modelos linearmente invariantes no tempo. Uma alternativa seria utilizar a função W de Lambert (NEMATI, HASHEMZADEH, *et al.*, 2017).

Apêndice A

Dados dos Sistemas Testes

Sistema JcIta- 7 barras e 5 geradores (Base = 1000 MVA)

Barra	Tipo	V_{barra} (p.u)	θ_{barra} (graus)	P_{Ger} (MW)	Q_{Ger} (MVar)	P_{carga} (MW)	Q_{carga} (MVar)	Shunt (MVar)	Área
-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1	PV	1,030	24,50	1658		2405,0	-467,0	179,2	1
2	PV	1,030	27,20	1332		692,3	-184,0	149,1	1
3	PV	1,029	26,60	1540		688,2	-235,0	114,2	1
4	PV	1,039	48,50	6500		62,6	24,3	36,8	2
5	PQ	0,998	21,20			845,8	-9,2	33,0	1
6	PQ	0,989	21,40			-4,9	79,8	2142,0	3
7	V θ	0,966	0,00			2884,0	-196,0	42,0	3

De	Para	Circuito	Resistência (p.u)	Reatância (p.u)	Shunt (MVar)	Tap
-	-	-	-	-	-	-
1	3	1	0,0030	0,0380		
2	3	1	0,0050	0,0760		
4	6	1	0,0029	0,0734		
5	1	1	0,0190	0,2450		
5	2	1	0,0150	0,2250		
6	5	1		0,0390		
6	7	1	0,0040	0,0570		

Gerador	H (s)	Base (MVA)	x'_d (p.u)	x'_q (p.u)	x_d (p.u)	x_q (p.u)	R_a (p.u)	T'_{do} (s)	T'_{qo} (s)
-	x''_d (p.u)	x''_q (p.u)	T''_{do} (s)	T''_{qo} (s)	x_l (p.u)	A	B	C	
1	4,50	1900	0,30	0,00	0,85	0,70	0,00	5,00	0,00
	0,20	0,20	0,053	0,123					
2	4,50	1400	0,30	0,00	0,85	0,70	0,00	5,00	0,00
	0,20	0,20	0,053	0,123					
3	4,50	1944	0,30	0,00	0,88	0,69	0,00	5,00	0,00
	0,20	0,20	0,060	0,090					
4	5,07	6633	0,30	0,00	0,90	0,68	0,00	7,60	0,00
	0,24	0,27	0,090	0,190					
7	5,00	6000	0,30	0,00	1,00	0,70	0,00	8,00	0,00
	0,25	0,25	0,090	0,200					

Sistema NETS-NYPS: 68 barras e 16 geradores (Base = 100 MVA)

```

TITU
**** New-England / New-York Test System ****
DBAR
( 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7
(23456789012345678901234567890123456789012345678901234567890123456
(Num)OETGb( name )Gl( V) ( A) ( Pg) ( Qg) ( Qn) ( Qm) (Bc ) ( P1) ( Q1) ( Sh)Are
01 1 Barra01 1045 0. 250. 0.-999.9999. 0. 0. 2
02 1 Barra02 0980 0. 545. 0.-999.9999. 0. 0. 2
03 1 Barra03 0983 0. 650. 0.-999.9999. 0. 0. 2
04 1 Barra04 0997 0. 632. 0.-999.9999. 0. 0. 2
05 1 Barra05 1011 0. 505. 0.-999.9999. 0. 0. 2
06 1 Barra06 1050 0. 700. 0.-999.9999. 0. 0. 2
07 1 Barra07 1063 0. 560. 0.-999.9999. 0. 0. 2
08 1 Barra08 1030 0. 540. 0.-999.9999. 0. 0. 2
09 1 Barra09 1025 0. 800. 0.-999.9999. 0. 0. 2
10 1 Barra10 1010 0. 500. 0.-999.9999. 0. 0. 1
11 1 Barra11 1000 0.1000. 0.-999.9999. 0. 0. 1
12 1 Barra12 1015 0.1350. 0.-999.9999. 0. 0. 1
13 1 Barra13 1011 0.3591. 0.-999.9999. 0. 0. 1
14 1 Barra14 1000 0.1785. 0.-999.9999. 0. 0. 3
15 1 Barra15 1000 0.1000. 0.-999.9999. 0. 0. 4
16 2 Barra16 1000 0.4000. 0.-999.9999. 0. 0. 5
17 0 Barra17 1000 0. 0. 0. 6000. 300. 1
18 0 Barra18 1000 0. 0. 0. 2470. 123. 5
19 0 Barra19 1000 0. 0. 0. 0. 0. 2
20 0 Barra20 1000 0. 0. 0. 680. 103. 2
21 0 Barra21 1000 0. 0. 0. 274. 115. 2
22 0 Barra22 1000 0. 0. 0. 0. 0. 2
23 0 Barra23 1000 0. 0. 0. 248. 85. 2
24 0 Barra24 1000 0. 0. 0. 309. -92. 2
25 0 Barra25 1000 0. 0. 0. 224. 47. 2
26 0 Barra26 1000 0. 0. 0. 139. 17. 2
27 0 Barra27 1000 0. 0. 0. 281. 76. 2
28 0 Barra28 1000 0. 0. 0. 206. 28. 2
29 0 Barra29 1000 0. 0. 0. 284. 27. 2
30 0 Barra30 1000 0. 0. 0. 0. 0. 1
31 0 Barra31 1000 0. 0. 0. 0. 0. 1
32 0 Barra32 1000 0. 0. 0. 0. 0. 1
33 0 Barra33 1000 0. 0. 0. 112. 0. 1
34 0 Barra34 1000 0. 0. 0. 0. 0. 1
35 0 Barra35 1000 0. 0. 0. 0. 0. 1
36 0 Barra36 1000 0. 0. 0. 102. -19.5 1
37 0 Barra37 1000 0. 0. 0. 0. 0. 2
38 0 Barra38 1000 0. 0. 0. 0. 0. 1
39 0 Barra39 1000 0. 0. 0. 267. 12.6 1
40 0 Barra40 1000 0. 0. 0. 65.6323.53 1
41 0 Barra41 1000 0. 0. 0. 1000. 250. 3
42 0 Barra42 1000 0. 0. 0. 1150. 250. 4
43 0 Barra43 1000 0. 0. 0. 0. 0. 1
44 0 Barra44 1000 0. 0. 0. 267.6 4.84 1
45 0 Barra45 1000 0. 0. 0. 208. 21. 1
46 0 Barra46 1000 0. 0. 0. 150.7 28.5 1
47 0 Barra47 1000 0. 0. 0. 203.132.59 1
48 0 Barra48 1000 0. 0. 0. 241.2 2.2 1
49 0 Barra49 1000 0. 0. 0. 164. 29. 1
50 0 Barra50 1000 0. 0. 0. 100. -147. 1
51 0 Barra51 1000 0. 0. 0. 337. -122. 1
52 0 Barra52 1000 0. 0. 0. 158. 30. 2
53 0 Barra53 1000 0. 0. 0. 252.7118.6 1
54 0 Barra54 1000 0. 0. 0. 0. 0. 2
55 0 Barra55 1000 0. 0. 0. 322. 2. 2
56 0 Barra56 1000 0. 0. 0. 200. 73.6 2
57 0 Barra57 1000 0. 0. 0. 0. 0. 2
58 0 Barra58 1000 0. 0. 0. 0. 0. 2
59 0 Barra59 1000 0. 0. 0. 234. 84. 2
60 0 Barra60 1000 0. 0. 0. 208.8 70.8 2
61 0 Barra61 1000 0. 0. 0. 104. 125. 1
62 0 Barra62 1000 0. 0. 0. 0. 0. 2
63 0 Barra63 1000 0. 0. 0. 0. 0. 2
64 0 Barra64 1000 0. 0. 0. 9. 88. 2
65 0 Barra17 1000 0. 0. 0. 0. 0. 2
66 0 Barra19 1000 0. 0. 0. 0. 0. 2
67 0 Barra67 1000 0. 0. 0. 320. 153. 2
68 0 Barra68 1000 0. 0. 0. 329. 32. 2
99999

```



```

DSYS
#(freq) (base) (no) N P T V
60.000 100.00 0001 H Y N N
DGEN
# 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
#234567890123456789012345678901234567890123456789012345678901234567890
#(Nb1)noRM(Base) (-HH-) (X'd-) (X'q-) (-Xd-) (-Xq-) (-Ra-) (T'd0) (T'q0) (Xp-) (-Sat-) (-DD-) (Frq)
#(Nb1)noUU(-X"d) (-X"q) (T"d0) (T"q0) (-Xl-) (-A--) (-B--) (-C--) (-Xt-) (-Rtr) (-Xtr) (-Str)
01 5100.0 42.00 0.031 0.04170.10 0.069 0.00 10.2 1.5 0.0 0.
01 0.025 0.025 0.05 0.035 0.0125
02 5100.0 30.20 0.06970.09330.295 0.282 0.00 6.560 1.5 0.0 0.
02 0.050 0.05 0.05 0.035 0.0350
03 5100.0 35.80 0.05310.07140.24950.237 0.00 5.700 1.5 0.0 0.
03 0.045 0.045 0.05 0.035 0.0304
04 5100.0 28.60 0.04360.05860.262 0.258 0.00 5.690 1.5 0.0 0.
04 0.035 0.035 0.05 0.035 0.0295
05 5100.0 26.0 0.066 0.08830.330 0.310 0.00 5.400 0.44 0.0 0.
05 0.050 0.05 0.05 0.035 0.0270
06 5100.0 34.8 0.050 0.06750.254 0.241 0.00 7.300 0.40 0.0 0.
06 0.040 0.04 0.05 0.035 0.0224
07 5100.0 26.4 0.049 0.06670.295 0.292 0.00 5.660 1.50 0.0 0.
07 0.040 0.04 0.05 0.035 0.0322
08 5100.0 24.3 0.057 0.07670.290 0.280 0.00 6.700 0.41 0.0 0.
08 0.045 0.045 0.05 0.035 0.0280
09 5100.0 34.5 0.057 0.07670.21060.205 0.00 4.790 1.96 0.0 0.
09 0.045 0.045 0.05 0.035 0.0298
10 5100.0 31.0 0.04570.06150.169 0.115 0.00 9.370 1.50 0.0 0.
10 0.040 0.04 0.05 0.035 0.0199
11 5100.0 28.2 0.018 0.02410.128 0.123 0.00 4.100 1.50 0.0 0.
11 0.012 0.012 0.05 0.035 0.0103
12 5100.0 92.3 0.031 0.04200.101 0.095 0.00 7.400 1.50 0.0 0.
12 0.025 0.025 0.05 0.035 0.022
13 5200.0 248.0 0.00550.00740.02960.02860.00 5.900 1.50 0.0 0.
13 0.004 0.004 0.05 0.035 0.003
14 5100.0 300.0 0.00290.00380.018 0.01730.00 4.100 1.50 0.0 0.
14 0.00230.00230.05 0.035 0.0017
15 5100.0 300.0 0.00290.00380.018 0.01730.00 4.100 1.50 0.0 0.
15 0.00230.00230.05 0.035 0.0017
16 R5200.0 225.0 0.00710.00950.03560.03340.00 7.800 1.50 0.0 0.
16 0.00550.00550.05 0.035 0.0041
-999

```

Apêndice B

Modelos AVR

```

#(NUDC) (---Name---)
0001 AVR_DC4B
#Flag (Nb) (Type) S(Vinp) (Vout) (---A---) (---B---) (---C---) (---D---) (---E---)
  1 OUT EFD EFD #BUS
  2 IN VB VT #BUS
  3 IN VREF VREF #BUS
  4 IN VPSS VPSS #BUS
#Flag (Nb) (Type) S(Vinp) (Vout) (---A---) (---B---) (---C---) (---D---) (---E---)
  5 LDLG VT X1 1 0 1 #Tr
  6 SUM VREF X2
    -X1 X2
    VPSS X2
  7 LDLG EFD X3 0 #Kf 1 #Tf
  8 SUM X2 X4
    -X3 X4
  9 GAIN X4 X6 #Kp
 10 LDLG X4 X7 #Ki 0 0 1
 11 LDLG X4 X8 0 #Kd 1 #Td
 12 SUM X6 X5
    X7 X5
    X8 X5
 13 LIM X5 X9 #Vr_min #Vr_max
 14 GAIN X9 X10 #Ka
 15 LDLG X10 X11 1 0 1 #Ta
 16 LIM X11 X12 #Efd_min #Efd_max
 17 GAIN EFD X14 #Bex
 18 EXP X14 X15 1 0
 19 GAIN X15 X16 #Aex
 20 MULT X16 X13
    EFD X13
 21 SUM X12 X17
    -X13 X17
 22 LDLG X17 EFD 1 0 #Ke #Te
(
  DPAR (---Par---) (--Value-)
  DPAR #BUS
  DPAR #Tr
  DPAR #Kf
  DPAR #Tf
  DPAR #Kp
  DPAR #Ki
  DPAR #Kd
  DPAR #Td
  DPAR #Vr_min
  DPAR #Vr_max
  DPAR #Ka
  DPAR #Ta
  DPAR #Efd_min
  DPAR #Efd_max
  DPAR #Bex
  DPAR #Aex
  DPAR #Ke
  DPAR #Te
)

#(NUDC) (---Name---)
0002 AVR_STA1
#Flag (Nb) (Type) S(Vinp) (Vout) (---A---) (---B---) (---C---) (---D---) (---E---)
  1 OUT EFD EFD #BUS
  2 IN VB VT #BUS
  3 IN VREF VREF #BUS
  4 IN VPSS VPSS #BUS
#Flag (Nb) (Type) S(Vinp) (Vout) (---A---) (---B---) (---C---) (---D---) (---E---)
  5 SUM VREF X2
    -X1 X2
    VPSS X2
  6 LDLG VT X1 1 0 1 #Tr
  7 GAIN X2 X3 #Ka
  8 LIM X3 EFD #Efd_min #Efd_max
(
  DPAR (---Par---) (--Value-)
  DPAR #BUS
  DPAR #Tr
  DPAR #Ka
  DPAR #Efd_min
  DPAR #Efd_max
)

```

Apêndice C

Valores dos parâmetros do WPSS e MFMBPSS para o sistema NETS-NYPS.

➤ Caso WPSS

Gerador 1			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
CPSS	Local	K_{pss}	14,0415
		T_1	0,1365
		T_2	0,8457
		T_3	0,2779
		T_4	0,0213
		T_5	0,0129
		T_6	0,9810
Gerador 2			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
CPSS	Local	K_{pss}	1,5667
		T_1	0,6118
		T_2	0,0104
		T_3	0,5216
		T_4	0,2307
		T_5	0,0204
		T_6	0,0766
Gerador 3			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
CPSS	Local	K_{pss}	18,0920
		T_1	0,5614
		T_2	0,0912
		T_3	1,2693
		T_4	0,9919
		T_5	0,6764
		T_6	0,3258
Gerador 4			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor

CPSS	Local	K_{pss}	21,0217
		T_1	0,3062
		T_2	0,2068
		T_3	1,1515
		T_4	0,7275
		T_5	0,0678
		T_6	0,0268
Gerador 5			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
CPSS	Local	K_{pss}	17,4001
		T_1	0,6837
		T_2	0,0882
		T_3	0,9747
		T_4	0,3499
		T_5	0,7679
		T_6	0,8146
Gerador 6			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
CPSS	Local	K_{pss}	14,2653
		T_1	0,1127
		T_2	0,0661
		T_3	0,1278
		T_4	0,0618
		T_5	0,5654
		T_6	0,4602
Gerador 7			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
CPSS	Local	K_{pss}	11,3520
		T_1	0,0814
		T_2	0,4203
		T_3	0,4180
		T_4	0,0106
		T_5	0,5510

		T ₆	0,1539
Gerador 8			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
CPSS	Local	K _{pss}	3,4437
		T ₁	0,5837
		T ₂	1,1942
		T ₃	0,1266
		T ₄	1,3763
		T ₅	0,3325
		T ₆	1,0413
Gerador 9			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
CPSS	Local	K _{pss}	20,962
		T ₁	1,0861
		T ₂	0,3369
		T ₃	0,1134
		T ₄	0,8070
Gerador 10			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
WPSS	Local	K _{pss}	2,7180
		T ₁	0,3534
		T ₂	0,0249
		T ₃	0,5302
		T ₄	0,1951
		T ₅	0,9350
		T ₆	0,2993
	Remota	K _{pss}	47,030
		T ₁	1,3774
		T ₂	0,2186
		T ₃	1,4459
		T ₄	0,4294
Gerador 11			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor

CPSS	Local	K_{pss}	11,9596
		T_1	0,2154
		T_2	0,0264
		T_3	0,1202
		T_4	0,1590
		T_5	1,3285
		T_6	0,3525
Gerador 12			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
CPSS	Local	K_{pss}	12,0186
		T_1	0,4216
		T_2	0,5838
		T_3	1,1478
		T_4	0,1232
		T_5	0,7884
		T_6	0,0313

➤ Caso MFMBPSS

Gerador 1			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
MBPSS	L	$K_{L1}=K_{L2}$	1,4646
		K_L	0,3877
		T_1	0,2236
		T_2	0,0832
		T_3	0,0261
		T_4	0,0258
		T_5	0,0114
		T_6	0,0132
		T_7	0,0124
		T_8	0,0105
	I	$K_{I1}=K_{I2}$	7,9153
		K_I	6,9248

		T ₁	0,0269
		T ₂	0,0126
		T ₃	0,0110
		T ₄	0,1924
		T ₅	0,0128
		T ₆	0,0772
		T ₇	0,0110
		T ₈	0,7857
	H	K _{H1} =K _{H2}	2,5952
		K _H	11,196
		T ₁	0,0677
		T ₂	0,0208
		T ₃	0,0108
		T ₄	0,0178
		T ₅	0,1455
		T ₆	0,1110
		T ₇	0,0988
		T ₈	0,0119
Gerador 2			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
MBPSS	L	K _{L1} =K _{L2}	1,9274
		K _L	0,8575
		T ₁	0,0112
		T ₂	0,0145
		T ₃	0,0103
		T ₄	0,0462
		T ₅	0,0107
		T ₆	0,0148
		T ₇	0,0108
		T ₈	0,0136
	I	K _{I1} =K _{I2}	2,2316
		K _I	7,7325
		T ₁	0,0124

		T ₂	0,0344
		T ₃	0,0100
		T ₄	0,2828
		T ₅	0,0100
		T ₆	0,0154
		T ₇	0,3082
		T ₈	0,2096
	H	K _{H1} =K _{H2}	1,4830
		K _H	21,809
		T ₁	0,0113
		T ₂	0,2368
		T ₃	0,0110
		T ₄	0,0107
		T ₅	0,0107
		T ₆	0,0334
		T ₇	0,0110
		T ₈	0,0114
Gerador 3			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
MBPSS	L	K _{L1} =K _{L2}	7,3147
		K _L	0,1956
		T ₁	0,0104
		T ₂	0,0226
		T ₃	0,0102
		T ₄	0,0103
		T ₅	0,0122
		T ₆	0,0117
		T ₇	0,2973
		T ₈	0,1583
	I	K _{I1} =K _{I2}	1,4731
		K _I	9,5505
		T ₁	1,0788
		T ₂	0,0116

		T ₃	0,0123
		T ₄	0,0105
		T ₅	0,0117
		T ₆	0,0124
		T ₇	0,1613
		T ₈	0,0119
	H	K _{H1} =K _{H2}	2,2197
		K _H	21,135
		T ₁	0,0112
		T ₂	0,2276
		T ₃	0,2540
		T ₄	0,0114
		T ₅	0,0183
		T ₆	0,0124
		T ₇	0,0223
		T ₈	0,2371
Gerador 4			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
MBPSS	L	K _{L1} =K _{L2}	1,2923
		K _L	0,4113
		T ₁	0,0785
		T ₂	0,0102
		T ₃	1,0882
		T ₄	0,0110
		T ₅	0,0349
		T ₆	0,0112
		T ₇	0,0196
		T ₈	0,2632
	I	K _{I1} =K _{I2}	1,2973
		K _I	20,705
		T ₁	0,0114
		T ₂	0,0119
		T ₃	0,1471

		T ₄	0,0218
		T ₅	0,4484
		T ₆	0,0120
		T ₇	0,0115
		T ₈	0,8279
	H	K _{H1} =K _{H2}	1,1191
		K _H	17,603
		T ₁	0,2494
		T ₂	0,5180
		T ₃	0,0192
		T ₄	0,4862
		T ₅	0,0564
		T ₆	0,0136
		T ₇	0,4423
		T ₈	0,1999
Gerador 5			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
MBPSS	L	K _{L1} =K _{L2}	1,0999
		K _L	0,9583
		T ₁	0,0860
		T ₂	0,0417
		T ₃	0,0100
		T ₄	0,0598
		T ₅	0,0517
		T ₆	0,0107
		T ₇	0,1527
		T ₈	0,1066
	I	K _{I1} =K _{I2}	3,2469
		K _I	9,0656
		T ₁	0,3028
		T ₂	0,0623
		T ₃	0,0100
		T ₄	0,7720

		T ₅	0,0110
		T ₆	0,4364
		T ₇	0,0868
		T ₈	0,0856
	H	K _{H1} =K _{H2}	1,0427
		K _H	14,514
		T ₁	0,0292
		T ₂	0,1714
		T ₃	0,0749
		T ₄	0,0102
		T ₅	0,1740
		T ₆	0,0661
		T ₇	0,4613
		T ₈	0,9597
Gerador 6			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
MBPSS	L	K _{L1} =K _{L2}	24,534
		K _L	16,928
		T ₁	0,2024
		T ₂	0,0711
		T ₃	0,0509
		T ₄	0,0100
		T ₅	0,1642
		T ₆	0,1736
		T ₇	0,0107
		T ₈	0,0105
	I	K _{I1} =K _{I2}	2,5374
		K _I	4,5973
		T ₁	0,1833
		T ₂	0,1465
		T ₃	0,2959
		T ₄	0,2462
		T ₅	0,0133

		T ₆	0,0109
		T ₇	0,0115
		T ₈	0,0458
	H	K _{H1} =K _{H2}	1,082
		K _H	11,911
		T ₁	0,0146
		T ₂	0,0110
		T ₃	0,0107
		T ₄	0,0100
		T ₅	0,2348
		T ₆	0,0460
		T ₇	0,3094
		T ₈	0,3776
Gerador 7			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
MBPSS	L	K _{L1} =K _{L2}	17,073
		K _L	0,1854
		T ₁	0,0306
		T ₂	0,0132
		T ₃	0,0307
		T ₄	0,0240
		T ₅	0,0107
		T ₆	0,1983
		T ₇	0,0103
		T ₈	0,0110
	I	K _{I1} =K _{I2}	1,3372
		K _I	5,2756
		T ₁	0,7624
		T ₂	0,0572
		T ₃	0,0100
		T ₄	0,0102
		T ₅	0,0418
		T ₆	0,0102

		T ₇	0,0104
		T ₈	0,0100
	H	K _{H1} =K _{H2}	1,2447
		K _H	8,9397
		T ₁	0,0680
		T ₂	0,1020
		T ₃	0,1337
		T ₄	0,3710
		T ₅	0,2158
		T ₆	0,0134
		T ₇	0,0121
		T ₈	0,0102
Gerador 8			
	Tipo	Banda	Parâmetros
			Valor
MBPSS	L	K _{L1} =K _{L2}	1,5121
		K _L	0,9858
		T ₁	0,0106
		T ₂	0,4602
		T ₃	0,0108
		T ₄	0,0190
		T ₅	0,0127
		T ₆	0,0103
		T ₇	0,1144
		T ₈	0,0780
	I	K _{I1} =K _{I2}	1,0893
		K _I	5,1628
		T ₁	0,0101
		T ₂	0,0110
		T ₃	0,0131
		T ₄	0,0374
		T ₅	0,0123
		T ₆	0,0765
		T ₇	0,2321

		T_8	0,1164
	H	$K_{H1}=K_{H2}$	1,3909
		K_H	33,042
		T_1	0,0130
		T_2	0,0158
		T_3	0,0109
		T_4	0,1025
		T_5	0,1755
		T_6	0,0108
		T_7	0,0106
		T_8	0,7294
Gerador 9			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
MBPSS	L	$K_{L1}=K_{L2}$	35,167
		K_L	0,2222
		T_1	0,1266
		T_2	0,1051
		T_3	0,5005
		T_4	0,1820
		T_5	0,0118
		T_6	0,0435
		T_7	0,0105
		T_8	0,0107
	I	$K_{I1}=K_{I2}$	2,7904
		K_I	10,952
		T_1	0,0526
		T_2	0,0186
		T_3	0,0103
		T_4	0,0487
		T_5	0,0105
		T_6	1,3140
		T_7	0,0113
		T_8	0,0416

	H	$K_{H1}=K_{H2}$	1,6285
		K_H	11,7020
		T_1	0,0129
		T_2	0,0106
		T_3	0,0293
		T_4	0,0628
		T_5	0,1654
		T_6	0,2287
		T_7	0,1553
		T_8	0,0103
Gerador 10			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
MFMBPSS	L	$K_{L1}=K_{L2}$	8,3117
		K_L	2,8955
		T_1	0,2117
		T_2	0,0101
		T_3	0,0189
		T_4	0,3503
		T_5	0,0104
		T_6	0,0583
		T_7	0,0102
		T_8	0,0442
	I	$K_{I1}=K_{I2}$	1,245
		K_I	8,3386
		T_1	0,0560
		T_2	0,0109
		T_3	0,0881
		T_4	0,0557
		T_5	0,0115
		T_6	0,0104
		T_7	0,0371
		T_8	0,0114
	H	$K_{H1}=K_{H2}$	9,4775

		K_H	19,843
		T_1	0,0503
		T_2	0,2927
		T_3	0,0111
		T_4	0,0127
		T_5	0,0146
		T_6	0,0145
		T_7	0,0340
		T_8	0,7372
	W	$K_{W1}=K_{W2}$	1,5700
		K_W	4,2939
		T_1	0,0628
		T_2	0,0112
		T_3	0,1219
		T_4	0,0104
		T_5	0,0135
		T_6	0,0274
		T_7	0,1018
		T_8	0,0105
Gerador 11			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
MBPSS	L	$K_{L1}=K_{L2}$	24,211
		K_L	0,1688
		T_1	0,0104
		T_2	0,0112
		T_3	1,1245
		T_4	0,0477
		T_5	0,0109
		T_6	0,1143
		T_7	0,0141
		T_8	0,4128
	I	$K_{I1}=K_{I2}$	1,6241
		K_I	5,3144

		T ₁	0,0114
		T ₂	0,3277
		T ₃	0,0103
		T ₄	0,0661
		T ₅	0,0438
		T ₆	0,0101
		T ₇	0,0108
		T ₈	0,0895
	H	K _{H1} =K _{H2}	4,2138
		K _H	33,07
		T ₁	0,0476
		T ₂	0,5664
		T ₃	0,0101
		T ₄	0,0924
		T ₅	0,0120
		T ₆	0,0396
		T ₇	0,0112
		T ₈	1,0208
Gerador 12			
Tipo	Banda	Parâmetros	Valor
MBPSS	L	K _{L1} =K _{L2}	5,4634
		K _L	0,1981
		T ₁	0,0101
		T ₂	0,1532
		T ₃	0,0364
		T ₄	0,4862
		T ₅	0,0140
		T ₆	0,6415
		T ₇	0,5646
		T ₈	0,0136
	I	K _{I1} =K _{I2}	1,6301
		K _I	5,0332
		T ₁	0,0665

		T ₂	0,0101
		T ₃	0,0579
		T ₄	0,0329
		T ₅	0,0468
		T ₆	0,1038
		T ₇	0,0103
		T ₈	0,0125
	H	K _{H1} =K _{H2}	1,3082
		K _H	45,237
		T ₁	0,0173
		T ₂	0,0180
		T ₃	0,0253
		T ₄	0,0199
		T ₅	0,5625
		T ₆	0,0286
		T ₇	0,0450
		T ₈	0,0112

Referências

- ABDEL-MAGID, Y. L.; ABIDO, M. A. Optimal multiobjective design of robust power system stabilizers using genetic algorithms. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 18, n. 3, p. 1125-1132, Aug. 2003.
- ABIDO, M. A. Environmental/economic power dispatch using multiobjective evolutionary algorithms. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 18, n. 4, p. 1529-1537, Nov. 2003.
- AFZALAN, E.; JOORABIAN, M. Analysis of the simultaneous coordinated design of STATCOM-based damping stabilizers and PSS in a multi-machine power system using the seeker optimization algorithm. **Electrical Power and Energy Systems**, v. 53, p. 1003-1017, Dec. 2013.
- ALFEREZ, W. E. B. Estudo de variantes da particle swarm optimization aplicadas ao planejamento da expansão de sistemas de transmissão. **Dissertação (mestrado em Engenharia Elétrica)- Universidade Estadual de Campinas**, Campinas, 2013.
- ALI, E. S.; ABD-ELAZIM, S. M. TCSC damping controller design based on bacteria foraging optimization algorithm for a multimachine power system. **Electrical Power and Energy Systems**, v. 37, n. 1, p. 23-30, May 2012.
- ANDERSSON, G. et al. Causes of the 2003 major grid blackouts in north America and Europe, and recommended means to improve system dynamic performance. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 20, n. 4, p. 1922-1928, Nov. 2005.
- ASHARI, A. E. Robust Eigenstructure Assignment: New Approach. **IFAC Proceedings Volumes**, v. 38, n. 1, p. 136-141, 2005.
- ATHAY, T.; PODMORE, R.; VIRMANI, S. A Practical method for the direct analysis of transient stability. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. 2, n. PAS-98, p. 573-584, Mar. 1979.
- BAKHSHI, M.; HOLAKOOIE, M. H.; RABIEE, A. Fuzzy based damping controller for TCSC using local measurements to enhance transient stability of power systems. **Electrical Power and Energy Systems**, v. 85, p. 12-21, Feb. 2017.
- BAUER, F. L.; FIKE, C. T. Norms and Exclusion Theorems. **Numerische Mathematik**, v. 2, p. 137-141, 1960.
- BOUKARIM, G. E. et al. A comparison of classical, robust and decentralized control designs for multiple power system stabilizers. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 15, n. 4, p. 1287-1292, Nov. 2000.

BOUSSAID, I.; LEPAGNOT, J.; SIARRY, P. A survey on optimization metaheuristics. **Information Sciences**, v. 237, n. 10, p. 82-117, Jul. 2013.

BRAVO, C. O. A.; NORMEY-RICO, J. E. Controle de plantas não lineares utilizando controle preditivo linear baseado em modelos locais. **Revista Controle & Automação**, v. 20, n. 4, p. 465-481, Novembro/Dezembro 2009.

CAI, H. R.; CHUNG, C. Y.; WONG, K. P. Application of differential evolution algorithm for transient stability constrained optimal power flow. **IEEE Transactions on Power System**, v. 23, n. 2, p. 719-728, May 2008.

CAI, L.; ERLICH, I. Simultaneous coordinated tuning of PSS and FACTS damping controllers in large power systems. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 20, n. 1, p. 294-300, Feb. 2005.

CALDEIRA, N. S. Aplicação de estabilizadores de sistemas de potência em reguladores de velocidade e turbinas. **Dissertação (mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Itajubá**, Abril 2009. 2-127.

CANIZARES, C. et al. Benchmark models for the analysis and control of small-signal oscillatory dynamics in power systems. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 32, n. 1, p. 715-722, Jan. 2017.

CÁRDENAS, S. L. E. Projeto de estabilizadores de sistemas de potência utilizando sinais remotos via algoritmos genéticos. **Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)- Universidade Federal do Rio de Janeiro**, Rio de Janeiro, Março 2011. 1-243.

CHATTERJEE, D.; GHOSH, A. Improvement of transient stability of power systems with STATCOM- controller using trajectory sensitivity. **Electrical Power and Energy Systems**, v. 33, n. 3, p. 531-539, Mar. 2011.

CHATTERJEE, S.; NAITHANI, A.; MUKHERJEE, V. Small-signal stability analysis of DFIG based wind power system using teaching learning based optimization. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 78, p. 672-689, Jun. 2016.

CHAUDHURI, B.; MAJUMDER, R.; PAL, B. C. Wide-area measurement-based stabilizing control of power system considering signal transmission delay. **IEEE Transactions on Power System**, v. 19, n. 4, p. 1971-1979, Nov. 2004.

CHENG, L. et al. Adaptive time delay compensator (ATDC) design for wide-area power system stabilizer. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 5, n. 6, p. 2957-2966, Nov. 2014.

CHOW, J. H. et al. Power system damping controller design using multiple input signals. **IEEE Control System Magazine**, v. 20, n. 4, p. 82-90, Aug. 2000.

CUSTÓDIO, D. T. Utilização do elo de corrente contínua para o amortecimento de oscilações eletromecânicas em sistemas elétricos. **Dissertação (mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Campinas**, Março 2009. 1-96.

DA SILVA JÚNIOR, E. P. Controle coordenado de múltiplos dispositivos FACTS com vistas à estabilidade transitória de SEE. **Tese de doutorado- Faculdade de Engenharia Campus Ilha Solteira- UNESP**, Ilha Solteira, 2014. 1-126.

DA SILVA JÚNIOR, J. N. R. Sintonia Ótima de Regulador Automático de Tensão e Estabilizador de Sistema de Potência Utilizando Algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas. **Dissertação (mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará**, Fortaleza, 2012. 1-169.

DE CAMPOS, V. A. F.; DA CRUZ, J. J.; ZANETTA JR., L. C. Robust Control of Electrical Power Systems Using PSSs and Bilinear Matrix Inequalities. **Electrical Power and Energy Systems**, v. 62, p. 10-18, Nov. 2014.

DE MARCO, F. et al. Comparando os desempenhos de dois estabilizadores modernos: integral de potência acelerante (PSS2B) versus multi-banda (PSS4B). **XII Simpósio de Especialistas em Planejamento da Operação e Expansão Elétrica**, Rio de Janeiro, Maio 2012. 1-11.

DE OLIVEIRA, R. V.; RAMOS, R. A.; BRETAS, N. G. Controlador Robusto Multiobjetivo para o Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas em Sistemas Elétricos de Potência. **Revista Controle & Automação**, v. 16, n. 3, p. 290-302, Set. 2005.

DENG, J.; LI, C.; ZHANG, X. Damping controllers: A BMI-based sequential approach with multi-model systems. **IEEE Transaction on Power Systems**, v. 30, n. 6, p. 3150-3159, Nov. 2015.

DHIMAN, G.; KUMAR, V. Spotted hyena optimizer: a novel bio-inspired based metaheuristic technique for engineering applications. **Advances in Engineering Software**, v. 114, p. 48-70, Dec. 2017.

DILL, G. K. Projeto de Controladores robustos para sistemas de potência baseado em otimização paramétrica. **Tese (doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina**, Florianópolis, 2013. 1-191.

DILL, G. K.; E SILVA, A. S. Robust Design of Power System Controllers Based on Optimization of Pseudospectral Functions. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 28, n. 2, p. 1756-1765, May 2013.

DO BOMFIM, A. L.; TARANTO, G. N.; FALCÃO, D. M. Simultaneous tuning of power system damping controllers using genetic algorithms. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 15, n. 1, p. 163-169, Feb. 2000.

- DU, Z.; LIU, W.; FANG, W. Calculation of rightmost eigenvalues in power systems using Jacobi-Davidson method. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 21, n. 1, p. 234-239, Feb. 2006.
- DURAI, S.; SUBRAMANIAN, S.; GANESAN, S. Improved parameters for economic dispatch problems by teaching learning optimization. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, v. 67, p. 11-24, May 2015.
- DYSKO, A.; LEITHEAD, W. E.; O'REILLY, J. Enhanced power system stability by coordinated PSS design. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 25, n. 1, p. 413-422, Feb. 2010.
- ESCALANTE, S. L. et al. **Parallel genetic algorithm to tune multiple power system stabilizers in large interconnected power systems**. Bulk Power System Dynamics and Control. Rio de Janeiro: [s.n.]. 2010. p. 1-6.
- FAVRETTO, M. A. Borboletas e mariposas (Insecta: Lepidoptera) do município de Joaçaba, estado de Santa Catarina, Brasil. **EntomoBrasilis**, v. 5, n. 2, p. 167-169, 2012.
- FERNANDES, R. P. Desenvolvimento de uma ferramenta de simulação dinâmica combinada com transição automática via produtos escalares. **Dissertação (mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Rio de Janeiro**, Rio de Janeiro, 2014. 1-103.
- FERREIRA, C. M. B. M. Análise da estabilidade transitória de sistemas elétricos de energia utilizando formulações híbridas. **Tese de Doutorado, Universidade do Porto, Faculdade de Engenharia**, Porto, 2005.
- FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY JR, C.; UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas com introdução à eletrônica de potência**. 6ª Edição. ed. [S.l.]: Bookman Companhia, 2006.
- FOGEL, L. J.; OWENS, A. J.; WALSH, M. J. **Artificial intelligence through simulated evolution**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1966.
- FORTES, E. V.; DE ARAUJO, P. B.; MACEDO, L. H. Coordinated tuning of the parameters of PI, PSS and POD controllers using a specialized Chu-Beasley's genetic algorithm. **Electric Power Systems Research**, v. 140, p. 708-721, Nov. 2016.
- FOUAD, A. A.; STANTON, S. E. Transient stability of a multi-machine power system Part II: critical transient energy. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. PAS-100, n. 7, p. 3417- 3424, Jul. 1981.
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. **Sistemas de controle para engenharia**. 6ª. ed. [S.l.]: Bookman Companhia Editora Ltda, 2013.
- FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. **Sistemas de Controle para Engenharia**. 6ª Edição. ed. Porto Alegre: Bookman Editora LTDA, 2013.

- FU, C.; BOSE, A. Contingency ranking based on severity indices in dynamic security analysis. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 14, n. 3, p. 980-986, Aug. 1999.
- GAEDE, E. Z. et al. Equivalente dinâmico do SIN para utilização em estudos envolvendo Itaipu 60 Hz. **XX SNPTEE - Seminário Nacional de Produção e Energia Elétrica**, Recife, Novembro 2009. 1-8.
- GAN, D.; THOMAS, R.; ZIMMERMAN, R. D. Stability- constrained optimal power flow. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 15, n. 2, p. 535-540, May 2000.
- GOLLUB, C.; VIVIE-RIEDLE, R. Multi-objective genetic algorithm optimization of 2D- and 3D-Pareto fronts for vibrational quantum processes. **New Journal of Physics**, v. 11, p. 1-15, January 2009.
- GOLUB, G. H.; VAN LOAN, C. F. **Matrix Computations**. 3. ed. [S.l.]: John Hopkins University Press, 1996.
- GOMES JR., S.; MARTINS, N.; PORTELA, C. Computing small- signal stability boundaries for large- scale power systems. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 18, n. 2, p. 747-752, May 2003.
- GÓMES-EXPÓSITO, A.; CONEJO, A.; CAÑIZARES, C. **Electric Energy Systems Analysis and Operation**. USA: CRC Press, 2009.
- GRONDIN, R. et al. An approach to PSS design for transient stability improvement through supplementary damping of the common low frequency. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 8, n. 3, p. 954-963, Aug. 1993.
- GROUP, I. W. Excitation system models for power system stability studies. **IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems**, v. 100, n. 2, p. 494-509, Feb. 1981.
- GU, D. W.; PETKOV, P. H.; KONSTANTINOV, M. M. **Robust Control Design with MatLab**. 1. ed. London: Springer, v. 1, 2005.
- HAIMES, Y. Y.; LASDON, L.; WISMER, D. On a dicrierion formulation of the problem of integrated systems identification and systems optimization. **IEEE Transactions on Systems, Man, Cybernetics**, v. SMS-1, p. 296-297, Jul. 1971.
- HASSAN, L. H. et al. A coordinated design of PSS and UPFC- based stabilizer using genetic algorithm. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 5, p. 2957-2966, Sept./Oct. 2014.
- HINGORANI, N. G.; GYUGYI, L. **Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission System**. New York: Wiley-IEEE Press, 2000.
- HSU, Y. et al. Application of power system stabilizers and static var compensators. **IEEE Transaction on Power Systems**, v. 3, n. 4, p. 1464-1470, Nov. 1988.

HYPERSCIENCE. <https://hypescience.com/por-que-as-mariposas-sao-atraidadas-pela-luz-artificial/>. **hypescience**, 2018. Acesso em: 27 Junho 2018.

IEEE POWER, E. S. **IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies**. New York: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, v. 1, 2006.

JABR, R. A. et al. Robust and coordinated tuning of power system stabiliser gains using sequential linear programming. **IET Generation, Transmission & Distribution**, v. 4, n. 8, p. 893-904, Aug. 2010.

JABR, R. A.; PAL, B. C.; MARTINS, N. A sequential conic programming approach for the coordinated and robust design of power system stabilizers. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 25, n. 3, p. 1627-1637, Aug. 2010.

KAMWA, I.; GRONDIN, R.; TRUDEL, G. IEEE PSS2B versus PSS4B: the limits of performance of modern power system stabilizers. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 20, n. 2, p. 903-915, May 2005.

KENNEDY, J.; EBERHART, R. Particle swarm optimization. **Proc. IEEE Int. Conf. Neural Networks**, v. 4, p. 1942-1948, 1995.

KHODABAKHSHIAN, A.; HEMMATI, R. Multi-machine power system stabilizer design by using cultural algorithms. **Electrical Power and Energy Systems**, v. 44, n. 1, p. 571-580, Jan. 2013.

KIRKPATRICK, S.; GELATT, C.; VECCHI, M. Optimization by simulated annealing. **Science**, v. 220, n. 4598, p. 671-680, May 1983.

KUNDUR, P. **Power System Stability and Control**. New York: McGraw-Hill, 1994.

KUNDUR, P. et al. Application of Power System Stabilizers for Enhancement of Overall System Stability. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 4, n. 2, p. 614-626, May 1989.

KUNDUR, P. et al. Definition and classification of power system stability. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 27, n. 3, p. 1387-1401, Aug. 2004.

LEI, X.; LERCH, E. N.; POVH, D. Optimization and coordination of damping controls for improving system dynamic performance. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 16, n. 3, p. 473-480, Aug. 2001.

LIN, Z. et al. Optimal coordination of power system stabilizers for transient stability enhancement. **Power Engineering Conference AUPEC**, Sydney, Dec. 2008. 1-6.

LINDEN, R. **Algoritmos genéticos**. 3ª. ed. Rio de Janeiro: Editora Ciência Moderna, 2012.

MA, J.; DONG, Z. Y.; ZHANG, P. Comparison of BR and QR eigenvalue algorithms for power system small signal stability analysis. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 21, n. 4, p. 1848-1855, Nov. 2006.

MA, X. et al. On tchebycheff decomposition approaches for multiobjective evolutionary optimization. **IEEE Transactions on Evolutionary Computation**, v. 22, n. 2, p. 226-244, Apr. 2018.

MACHOWSKI, J.; BIALEK, J. W.; BUMBY, J. R. **Power System Dynamics Stability and Control**. 2ª Edição. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2008.

MANTEGNA, R. N. Fast, accurate algorithm for numerical simulation of Lévy stable stochastic processes. **Physical Review E**, v. 49, n. 5, p. 4677-4683, May 1994.

MANTZARIS, J. C.; METSIU, A.; VOURNAS, C. D. Analysis of interarea oscillations including governor effects and stabilizer design in South-Eastern Europe. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 28, n. 4, p. 4948-4956, Nov. 2013.

MARINI, R. L. V. Uso da medição fasorial sincronizada visando a melhora da estabilidade de sistemas elétricos de potência. **Dissertação (mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade de Santa Catarina**, Florianópolis, 2005. 1-129.

MARQUES, F. S.; CHAUÍ-BERLINK, J. G. Modelos de estratégia de busca: será o passeio de Lévy a solução? **Revista da Biologia**, v. 12, n. 1, p. 6-10, 2014.

MARTINS, N.; LIMA, L. T. G. Eigenvalue and frequency domain analysis of small-signal electromechanical stability problems. **IEEE Special Publication on Eigenanalysis and Frequency Domain Methods for System Dynamic Performance**, 1989. 17-33.

MARTINS, N.; LIMA, L. T. G. Determination of suitable locations for power system stabilizers and static var compensators for damping electromechanical oscillations in large scale power systems. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 5, n. 4, p. 1455-1469, Nov. 1990.

MARTINS, N.; PELLANDA, P. C.; ROMMES, J. Computation of transfer function dominant zeros with applications to oscillation damping control of large power systems. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 22, n. 4, p. 1657-1664, Nov. 2007.

MEDINA, M. A.; COELLO, C. A. C.; RAMIREZ, J. M. Reactive power handling by a multi-objective teaching learning optimizer based on decomposition. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 28, n. 4, p. 3629-3637, Nov. 2013.

MELIÁN, B.; PÉREZ, J. A. M.; VEGA, J. M. M. Metaheuristics: A global view. **Revista Iberoamericana de Inteligencia artificial**, v. 2, n. 19, p. 457-474, 2003.

MIRJALILI, S. The Ant Lion optimizer. **Advances in Engineering Software**, v. 83, p. 80-98, May 2015.

- MIRJALILI, S. Moth-flame optimization algorithm: a novel nature-inspired heuristic paradigm. **Knowledge-Based Systems**, v. 89, p. 228-249, Nov. 2015.1.
- MIRJALILI, S.; MIRJALILI, S. M.; LEWIS, A. Grey Wolf Optimizer. **Advances in Engineering Software**, v. 69, p. 46-61, Mar. 2014.
- MONDAL, D.; CHAKRABARTI, A.; SENGUPTA, A. Optimal placement and parameter setting of SVC and TCSC using PSO to mitigate small signal stability problem. **Electrical Power and Energy Systems**, v. 42, n. 1, p. 334-340, Nov. 2012.
- MONTICELLI, A.; GARCIA, A. **Introdução a Sistemas de Energia Elétrica**. 1ª Edição. ed. Campinas: Unicamp, 2003.
- MOREIRA, D. D.; KROHLING, R. A. Um algoritmo bioinspirado em polinização de plantas usando entropia populacional. **Simpósio Brasileiro de Pesquisa Operacional**, Porto de Galinhas, 2015. 1-12.
- MOTA, D. S. Técnicas de ajustes de estabilizadores de sistemas de potência. **Dissertação (mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade de São Paulo**, São Paulo, 2010. 1-119.
- MURDOCH, A. et al. Integral of accelerating power type PSS. Part 1- theory, design, and tuning methodology. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 14, n. 4, p. 1658-1663, Dec. 1999.
- MUSTAFA, T. I. A. H. Projeto coordenado de controladores em sistemas de potência incluindo elos de corrente contínua. **Dissertação de Mestrado- Universidade Federal de Santa Catarina**, Setembro 1994. 1-87.
- NABIL, E. A modified flower pollination algorithm for global optimization. **Expert Systems with Applications**, v. 57, p. 192-203, Sept. 2016.
- NAM, H. K. et al. Hessenberg method for small signal stability analysis of large scale power systems. **IEEE Power Engineering Society Winter Meeting**, v. 2, n. 1, p. 872-876, Jan. 2000.
- NEMATI, M. et al. An analytical eigenvalue assignment of linear time-delay systems using Lambert W function. **2017 5th International Conference on Control, Instrumentation, and Automation (ICCIA)**, Nov. 2017. 222-227.
- OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 5ª Edição. ed. [S.l.]: Pearson, 2011.
- ONS. <http://www.ons.org.br/>. ONS, 2016. Disponível em: <<http://www.ons.org.br/>>. Acesso em: 05 maio 2016.
- PACDYN. **Manual do usuário do PacDyn**. Rio de Janeiro: Centro de Pesquisas de Energia Elétrica, 2002.

PACDYN. **PacDyn user's manual**. [S.l.]: CEPEL-Brazilian Electrical Energy Research Center, v. 8.0, 2007.

PADIYAR, K. R. **FACTS Controllers in Power Transmission and Distribution**. [S.l.]: New Age International, 2007.

PAL, B.; CHAUDHURI, B. **Robust Control in Power Systems**. [S.l.]: Springer, 2005.

PARREIRAS, T. J. M. A. Metodologia e implementação computacional para análise da estabilidade a pequenos sinais em múltiplos cenários. **Dissertação de Mestrado- Universidade Federal do Rio de Janeiro**, Rio de Janeiro, Agosto 2012. 1-136.

PARSOPOULOS, K. E.; VRAHATIS, M. N. On the computation of all global minimizers through particle swarm optimization. **IEEE Transactions on Evolutionary Computation**, v. 8, n. 3, p. 211-224, Jun. 2004.

PAUCAR, V. L. **Métodos computacionais baseados na função de energia para análise direta da estabilidade transitória de sistemas de energia elétrica**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)- Universidade Estadual de Campinas, Campinas. 1998.

PAVELLA, M.; ERNST, D.; RUIZ-VEGA, D. **Transient Stability of Power Systems: A Unified Approach to Assessment and Control**. Norwell: Kluwer Academic Publishers, 2000.

PAVELLA, M.; MURTHY, P. G. **Transient Stability of Power Systems (Theory and Practice)**. Chichester: John Wiley & Sons, 1994.

PERES, W. Projeto de controladores de sistemas de potência utilizando otimização bioinspirada. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)- Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, Março 2016. 1-306.

PEREZ-ARRIAGA, I. J.; VERGHESES, G. C.; SCHWEPPE, F. C. Selective modal analysis of very large systems with applications to electric power systems, part I and II. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. 101, n. 9, p. 3126-3134, Sept. 1982.

PERIC, V. S.; SARIC, A. T.; GRABEZ, D. I. Coordinated tuning of power system stabilizers based on Fourier Transform and neural networks. **Electric Power System Research**, v. 88, p. 78-88, Jul. 2012.

PLANTPOLLINATOR. <http://plantpollinator.blogspot.com.br/2013/10/types-of-pollination.html>. **http:** //plantpollinator.blogspot.com.br, 2013. Disponível em: <<http://plantpollinator.blogspot.com.br>>. Acesso em: 07 Fevereiro 2017.

PRADHAN, M.; ROY, P. K.; PAL, T. Grey wolf optimization applied to economic load dispatch problems. **Electrical Power and Energy Systems**, v. 83, p. 325-334, Dec. 2016.

PREECE, R. et al. Damping of inter-area oscillations in mixed AC/DC networks using WAMS based supplementary controller. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 28, n. 2, p. 1160-1169, May 2013.

PREECE, R. et al. Damping of inter-area oscillations in mixed AC/DC networks using WAMS based supplementary controller. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 28, n. 2, p. 1160-1169, May 2013.

RAO, R. V.; SAVSANI, V. J.; VAKHARIA, D. P. Teaching- learning- based optimization: a novel method for constrained mechanical design optimization problems. **Computer- Aided Design**, v. 43, n. 3, p. 303-315, Mar. 2011.

RASTRIGIN, L. The convergence of the random search method in the extremal control of a many parameter system. **Automation and Remote Control**, v. 24, p. 1337-1342, 1963.

RAUHALA, T. et al. Applications of phasor measurement units and wide-area measurement system in Finland. **IEEE Trondheim PowerTech**, Trondheim, June 2011. 1-8.

RENEDO, J.; GARCIA-CERRADA, A.; ROUCO, L. Reactive- Power coordination in VSC-HVDC multi-terminal systems for transient stability improvement. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 32, n. 5, p. 3758-3767, Sept. 2017.

ROBBINS, H.; MONRO, S. A stochastic approximation method. **Annal of Mathematical Statistics**, v. 22, n. 3, p. 400-407, 1951.

ROGERS, G. **Power System Oscillations**. Norwell: Kluwer Academic Publishers, 2000.

ROMMES, J.; MARTINS, N.; FREITAS, F. D. Computing rightmost eigenvalues for small-signal stability assessment of large-scale power systems. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 25, n. 2, p. 929-938, May 2010.

SAAD, Y. **Iterative Methods for Sparse Linear Systems**. [S.l.]: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2003.

SAKSVIK, O. **HVDC technology and Smart Grid**. Advances in Power System Control, Operation and Management. [S.l.]: [s.n.]. 2012. p. 1-6.

SARIC, A. T.; STANKOVIC, A. M. Rapid small-signal stability assessment and enhancement following changes in topology. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 30, n. 3, p. 1155-1163, May 2015.

SAUER, P. S.; PAI, M. A. **Power System Dynamics and Stability**. 1ª Edição. ed. New Jersey: Prentice Hall, 1998.

SERAPIÃO, A. B. D. S. Fundamentos de otimização por inteligência de enxames: uma visão geral. **Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automática**, v. 20, n. 271-304, Jul./Sept. 2009.

SHAH, R.; MITHULANANTHAN, N.; LEE, K. Y. Large-scale PV plant with a robust controller considering power oscillation damping. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 28, n. 1, p. 106-116, Dec. 2012.

SHAHGHOLIAN, G.; MOVAHEDI, A. Power system stabiliser and flexible alternating current transmission systems controller coordinated design using adaptive velocity update relaxation particle swarm optimisation algorithm in multi-machine power system. **IET Generation, Transmission & Distribution**, v. 10, n. 8, p. 1860-1868, May 2016.

SHAKARAMI, M. R.; DAVOUDKHANI, F. Wide-area power system stabilizer design based on Grey Wolf Optimization algorithm considering the time delay. **Electric Power Systems Research**, v. 133, p. 149-159, Apr. 2016.

SHARMA, Y.; SAIKIA, L. C. Automatic generation control of a multi-area ST- thermal power system using Grey Wolf Optimizer algorithm based classical controllers. **Electrical Power and Energy Systems**, v. 73, p. 853-862, Dec. 2015.

SONG, Y. H.; JOHNS, A. T. **Flexible AC Transmissions System (FACTS)**. [S.l.]: The Institute of Electrical Engineers United Kingdom, 1999.

STEVENSON, W. D. **Elementos de Análise de Sistemas de Potência**. [S.l.]: McGraw-Hill, 1986.

SUI, X. et al. Energy-storage-based low-frequency oscillation damping control using particle swarm optimization and heuristic dynamic programming. **IEEE Transaction on Power Systems**, v. 29, n. 5, p. 2539-2548, Mar. 2014.

SUN, J. et al. Quantum-behaved particle swarm optimization with gaussian distributed local attractor point. **Applied Mathematics and Computation**, v. 218, n. 7, p. 3763-3775, Dec. 2011.

SUN, J.; XU, W. B.; FENG, B. A global search strategy of quantum-behaved particle swarm optimization. **in Proc. IEEE conf. Cybern. Intell. Syst.**, Dec. 2004.

SUPERINTERESSANTE. <http://super.abril.com.br/ciencia/lobo-cinzento-tudo-em-familia/>. **Superinteressante**, 2005. Disponível em: <<http://super.abril.com.br>>. Acesso em: 17 Janeiro 2017.

SURINKAEW, T.; NGAMROO, I. Coordinated robust control of DFIG wind turbine and PSS for stabilization of power oscillations. **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v. 5, n. 3, p. 823-833, Jul. 2014.

TARANTO, G. N.; CHOW, J. H. A robust frequency domain optimization technique for tuning series compensation damping controllers. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 10, n. 3, p. 1219-1225, Aug. 1995.

TAYLOR, C. W. Wide area measurement, monitoring and control in power systems. **Workshop on Wide Area Measurement, Monitoring and Control in Power System**, London, Mar. 2006. 16-17.

THEODORO, E. A. R. Contribuição à análise de estabilidade transitória em duas escalas de tempo, se Sistemas Elétricos de Potência via métodos diretos. **Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de São Paulo**, São Carlos, 2013. 1-160.

UCHIDA, N.; NAGOYA, T. A new eigen-analysis method of steady-state stability studies for large power systems: S matrix method. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 3, n. 2, p. 706-714, May 1988.

VAHIDNIA, A.; LEDWICH, G.; PALMER, E. W. Transient stability improvement through wide-area controlled SVCs. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 31, n. 4, p. 3082-3089, Jul. 2016.

VARIAVEL, M. <http://omundovariavel.blogspot.com.br/2015/07/formiga-leao.html>. **http://omundovariavel.blogspot.com.br**, 2015. Disponível em: <<http://omundovariavel.blogspot.com.br>>. Acesso em: 13 Janeiro 2016.

WANG, S. A novel objective function and algorithm for optimal PSS parameter design in a multi-machine power system. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 28, n. 1, p. 522-531, Feb. 2013.

WANG, T. et al. Multi-polytope-based adaptive robust damping control in power system using CART. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 30, n. 4, p. 2063-2072, Jul. 2015.

WANG, X.; SONG, Y.; IRVING, M. **Modern Power System Analysis**. [S.l.]: Spring, 2008.

WIKIPEDIA. https://en.wikipedia.org/wiki/Gray_wolf. **wikipedia**, 2017. Disponível em: <<https://en.wikipedia.org>>. Acesso em: 17 Janeiro 2017.

XIN, H. et al. Applications of stability- constrained optimal power flow in the East China System. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 25, n. 3, p. 1423-1433, Aug. 2010.

YANG, X. **Engineering Optimization: An Introduction with Metaheuristic Applications**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2010.

YANG, X. **Nature-Inspired Metaheuristic Algorithms**. 2ª Edição. ed. [S.l.]: Luniver Press, 2010.

YANG, X. S. Flower pollination algorithm for global optimization, Berlin, p. 240-249, 2012.

YAO, W. et al. Delay-dependent stability analysis of the power system with a wide-area damping controller embedded. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 26, n. 1, p. 233-240, February 2011.

YUAN, S. Q.; FANG, D. Z. Robust PSS parameters design using a trajectory sensitivity approach. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 24, n. 2, p. 1011-1018, May 2009.

ZADEH, L. A. Optimality and non-scalar-valued performance criteria. **IEEE Transactions on Automatic Control**, v. 8, p. 59-60, 1963.

ZAVALA, V. M.; FLORES-TLACUAHUAC, A. Stability of multiobjective predictive control: A utopia-tracking approach. **Automatica**, v. 48, n. 10, p. 2627-2632, October 2012.

ZHU, C. et al. Robust power system stabilizer design using Hinf loop shaping approach. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 18, n. 2, p. 810-818, May 2003.