



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

JOSÉ NILO RODRIGUES DA SILVA JÚNIOR

**SINTONIA ÓTIMA DE REGULADOR AUTOMÁTICO DE TENSÃO E
ESTABILIZADOR DE SISTEMA DE POTÊNCIA UTILIZANDO ALGORITMO DE
OTIMIZAÇÃO POR ENXAME DE PARTÍCULAS**

FORTALEZA

2012

JOSÉ NILO RODRIGUES DA SILVA JÚNIOR

SINTONIA ÓTIMA DE REGULADOR AUTOMÁTICO DE TENSÃO E
ESTABILIZADOR DE SISTEMA DE POTÊNCIA UTILIZANDO ALGORITMO DE
OTIMIZAÇÃO POR ENXAME DE PARTÍCULAS

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Automação.

Orientador: Prof. Dr. José Almeida do Nascimento.

Co-orientador: Prof. Dr. José Carlos Teles Campos.

FORTALEZA

2012

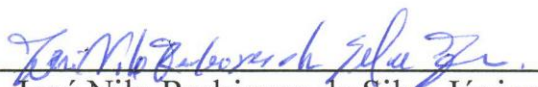
Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

-
- S58s Silva Júnior, José Nilo Rodrigues da.
Sintonia ótima de regulador automático de tensão e estabilizador de sistema de potência utilizando algoritmo de otimização por enxame de partículas / José Nilo Rodrigues da Silva Júnior. – 2012.
166 f.: il. color. enc. ; 30 cm.
- Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2012.
Área de Concentração: Eletrônica de Potência e Automação
Orientação: Prof. Dr. José Almeida do Nascimento
Coorientação: Prof. Dr. José Carlos Teles Campos
1. Engenharia Elétrica. 2. Sistema de potência - Qualidade. 3. Inteligência artificial. 4. Automação I. Título.

José Nilo Rodrigues da Silva Júnior


Sintonia Ótima de Regulador Automático de Tensão e Estabilizador de Sistema de Potência Utilizando Algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas

Esta Dissertação foi julgada adequada para a obtenção de título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Automação, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.



José Nilo Rodrigues da Silva Júnior

Orientador:




Prof. José Almeida do Nascimento, Dr.

Banca Examinadora:



Prof. José Carlos Teles Campos, Dr.



Prof. Gabriela Helena Bauab Shiguemoto, Dr.^a.

Fortaleza, 27 de novembro de 2012

A minha esposa Alexsandra,

Aos meus pais, Nilo e Berenice,

Aos meus irmãos, Nilton e Vanessa,

A toda minha família,

Aos meus Amigos,

Por todo o carinho, incentivo e dedicação
dispensados,

Eu dedico esse trabalho.

AGRADECIMENTOS

A Deus por me proporcionar mais uma oportunidade de crescimento pessoal e profissional.

A minha querida esposa Alexsandra por seu carinho e apoio diário para a conclusão desse trabalho e, sobretudo, pela dedicação e amor a nossa família. A você toda minha gratidão.

Aos meus pais Nilo e Berenice pelo apoio e exemplo de caráter, o meu muito obrigado.

Aos meus orientadores, Professor Dr. José Almeida do Nascimento e Professor Dr. José Carlos Teles Campos, pelo incentivo e orientação.

Aos companheiros de equipe Marcelo Falcucci, Francis Mary e Edward Lennon pelas inúmeras contribuições técnicas.

A Central Termelétrica Endesa Fortaleza pela motivação, fornecimento de dados técnicos, apoio logístico e suporte financeiro através do projeto de pesquisa e desenvolvimento “Análise da Operação dos Reguladores Velocidade, de Tensão e Estabilizadores de Potência de Usinas Termelétricas de Ciclo Combinado Interligadas em Sistema com Geração predominantemente Hidráulica”.

“A genialidade é 1% inspiração e 99%
transpiração.”

(Thomas Edison)

RESUMO

Este trabalho apresenta a aplicação do algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas (PSO – *Particle Swarm Optimization*) para sintonia ótima de controladores associados à regulação de tensão e ao aumento do amortecimento de geradores síncronos utilizados em plantas termelétricas de ciclo combinado. Para representação matemática do gerador síncrono, utiliza-se o modelo linearizado de terceira ordem do sistema máquina conectada a uma barra infinita, válido para estudos de estabilidade a pequenos sinais. Os parâmetros do regulador automático de tensão (AVR – *Automatic Voltage Regulator*) e do estabilizador de sistema de potência (PSS – *Power System Stabilizer*) são determinados de maneira ótima pela ferramenta computacional proposta. Os parâmetros obtidos para o AVR e PSS são comparados com valores calculados por técnicas de sintonia convencionais, baseadas em aproximações das equações que descrevem o sistema. Os resultados de simulações a variações na tensão de referência, considerando a análise da resposta temporal do sistema controlado, demonstram que o PSO é uma técnica eficiente na sintonia dos parâmetros do AVR e PSS, destacando-se sua simplicidade, baixo esforço computacional e boas características de convergência.

Palavras-chave: Otimização por enxame de partículas. Estabilidade dinâmica. Sintonia ótima. Regulador automático de tensão. Estabilizador de sistemas de potência.

ABSTRACT

This work presents the application of the Particle Swarm Optimization (PSO) algorithm for optimal tuning of controllers associated with voltage regulation and damping enhancement of synchronous generators used in combined cycle power station. For mathematic representation of the synchronous generator, the third order linearized model of a single machine connected to an infinite bus, valid for small signal stability studies, is used. The Automatic Voltage Regulator (AVR) and Power System Stabilizer (PSS) parameters are optimally determined by the proposed computational tool. The parameters obtained for AVR and PSS are compared with values calculated by conventional tuning techniques based on approximations of the equations that describe the system. The simulations results to reference voltage disturbances, considering the time response analysis of the controlled system, show that PSO is an efficient technique in the tuning of AVR and PSS parameters, with emphasis on its simplicity, low computational effort and good convergence characteristics.

Keywords: Particle swarm optimization. Dynamic stability. Optimal tuning. Automatic voltage regulator. Power system stabilizer.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Variação do ângulo de torque da máquina síncrona durante a instabilidade transitória e dinâmica	31
Figura 1.2 – Diagrama de blocos das malhas de controle de um sistema de potência	32
Figura 1.3 – Mínimo local (x_A^*) e mínimo global (x^*) para função matemática $f(x) = x^4 - 12x^3 + 42x^2 - 55x$	35
Figura 2.1 – Máquina síncrona de dois pólos	48
Figura 2.2 – Diagrama esquemático dos enrolamentos de uma máquina síncrona	49
Figura 2.3 – Representação dos torques mecânico e eletromagnético na máquina síncrona	60
Figura 2.4 – Sistema de referência para medição da posição do rotor	61
Figura 2.5 – Representação da equação de oscilação em diagrama de blocos	62
Figura 2.6 – Configuração geral da máquina síncrona conectada ao sistema de potência	67
Figura 2.7 – Sistema equivalente máquina-barra infinita	67
Figura 2.8 – Diagrama fasorial das tensões no modelo máquina-barra infinita	68
Figura 2.9 – Diagrama de blocos do modelo linear simplificado de 3ª ordem da máquina ligada a uma barra infinita	78
Figura 3.1 – Diagrama de blocos funcional do sistema de controle de excitação de um gerador síncrono	81
Figura 3.2 – Sistema de controle de excitação na forma clássica (controle com retro-alimentação)	83
Figura 3.3 – Resposta temporal típica de um sistema de controle da excitação a uma pequena variação na entrada	84

Figura 3.4 – Estabilização do sistema de controle da excitação com retro-alimentação derivativa	89
Figura 3.5 – Conversão em p.u. na interface entre o sistema de excitação e o circuito de campo da máquina síncrona	92
Figura 3.6 – Diagrama de blocos da excitatriz CC	93
Figura 3.7 – Diagrama de blocos da excitatriz CA	93
Figura 3.8 – Modelo de regulação do retificador	94
Figura 3.9 – Diagrama de blocos do sistema excitatriz CA e retificador	95
Figura 3.10 – Funções seletoras de valor baixo e valor alto	95
Figura 3.11 – Representação da excitatriz estática em diagrama de blocos	96
Figura 3.12 – Diagrama de blocos do amplificador	96
Figura 3.13 – Diagrama de blocos do sensor de tensão terminal	97
Figura 3.14 – Estrutura de um modelo detalhado do sistema de excitação	97
Figura 3.15 – Modelo do sistema de excitação tipo IEEE – DC1A (IEEE, 1992)	99
Figura 3.16 – Modelo do sistema de excitação tipo IEEE – AC1A (IEEE, 1992)	99
Figura 3.17 – Modelo do sistema de excitação tipo IEEE – ST1A (IEEE, 1992)	100
Figura 3.18 – Modelo ST1A simplificado e sensor de tensão	100
Figura 3.19 – Diagrama de blocos do modelo linear simplificado de 3ª ordem da máquina ligada a uma barra infinita com AVR	101
Figura 3.20 – Diagrama de blocos linearizado para o estabilizador de sistema de potência (<i>Power System Stabilizer – PSS</i>)	104
Figura 3.21 – Diagrama de blocos do modelo linear simplificado de 3ª ordem da máquina ligada a uma barra infinita com AVR e PSS	105
Figura 5.1 – Diagrama representativo da usina termelétrica a ciclo combinado	123
Figura 5.2 – Representação do sistema modelado em estudo	125
Figura 5.3 – Diagrama fasorial da máquina síncrona em regime permanente	129

Figura 5.4 – Resposta do sistema, sem o efeito do AVR e PSS, ao degrau unitário na tensão de referência: (a) tensão terminal (em p.u.) e (b) ângulo do rotor (em rad)	131
Figura 5.5 – Diagrama de blocos representando a tensão terminal da máquina operando a vazio	133
Figura 5.6 – Comportamento da tensão terminal (em p.u.) dos geradores, com o efeito do AVR, ao degrau unitário na tensão de referência: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor	135
Figura 5.7 – Comportamento do ângulo do rotor (em rad) dos geradores, com o efeito do AVR, ao degrau unitário na tensão de referência: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor	136
Figura 5.8 – Comportamento do torque elétrico (em p.u) dos geradores, com o efeito do AVR, ao degrau unitário na tensão de referência: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor	138
Figura 5.9 – Diagrama de blocos do modelo aproximado de 2ª ordem da máquina ligada a uma barra infinita com AVR: (a) Subsistema de excitação e (b) Subsistema mecânico	139
Figura 5.10 – Comportamento da tensão terminal (em p.u.) para o sistema não-controlado, com a presença do AVR e com a adição do PSS ao AVR: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor	142
Figura 5.11 – Comportamento do ângulo do rotor (em radianos) para o sistema não-controlado, com a presença do AVR e com a adição do PSS ao AVR: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor	143
Figura 5.12 – Comportamento da tensão terminal (em p.u.) para o sistema com AVR e PSS ajustados conforme método clássico e ajuste em campo: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor	144
Figura 5.13 – Comportamento do ângulo do rotor (em radianos) para o sistema com AVR e PSS ajustados conforme método clássico e ajuste em campo: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor	145

Figura 5.14 – Comportamento da tensão terminal (em p.u.) para o sistema com AVR e PSS ajustados pelo PSO, método clássico e ajuste em campo: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor	151
Figura 5.15 – Comportamento do ângulo do rotor (em radianos) para o sistema com AVR e PSS ajustados pelo PSO, método clássico e ajuste em campo: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor	152
Figura 5.16 – Evolução da aptidão máxima e média do PSO: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor	153
Figura 5.17 – Evolução da melhor partícula do PSO: (a) Ganho do AVR, (b) Ganho do PSS, (c) Constante de tempo (T1) do PSS e (d) Constante de tempo (T2) do PSS	154

LISTA DE TABELAS

Tabela 5.1 – Ponto de operação em regime permanente do sistema em estudo	125
Tabela 5.2 – Resultado do fluxo de potência para o sistema em estudo	127
Tabela 5.3 – Resistências e reatâncias equivalentes, em p.u., para o sistema em estudo ..	128
Tabela 5.4 – Condições iniciais do sistema em estudo	130
Tabela 5.5 – Constantes do modelo linearizado de 3ª ordem da máquina ligada a uma barra infinita	130
Tabela 5.6 – Indicadores relacionados à resposta temporal do sistema não-controlado	132
Tabela 5.7 – Ganho e constante de tempo do AVR para o sistema em estudo, considerando o método clássico e ajuste em campo	134
Tabela 5.8 – Indicadores relacionados à resposta temporal do sistema com AVR projetado pelo método clássico	135
Tabela 5.9 – Indicadores relacionados à resposta temporal do sistema com AVR ajustado em campo	136
Tabela 5.10 – Ângulo de atraso propiciado pelo sistema máquina-excitação em estudo	139
Tabela 5.11 – Ganho e constante de tempo do PSS para o sistema em estudo, considerando o método clássico e ajuste em campo	141
Tabela 5.12 – Indicadores relacionados à resposta temporal do sistema com AVR e PSS ajustados em campo	144
Tabela 5.13 – Indicadores relacionados à resposta temporal do sistema com AVR e PSS projetados pelo método clássico	145
Tabela 5.14 – Parâmetros do AVR e PSS para o sistema em estudo, obtidos pelo PSO	150
Tabela 5.15 – Indicadores relacionados à resposta temporal do sistema com AVR e PSS ajustados pelo PSO	151

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AVR	<i>Automatic Voltage Regulator</i>
CEPEL	Centro de Pesquisa de Energia Elétrica
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
PSO	<i>Particle Swarm Optimization</i>
PSS	<i>Power System Stabilizer</i>
p.u.	por unidade
SIN	Sistema Interligado Nacional

LISTA DE SÍMBOLOS

CA	corrente alternada
CC	corrente contínua
E'	tensão interna fictícia na armadura proporcional ao fluxo concatenado no campo
E_B	tensão da barra infinita
e_B	magnitude da tensão da barra infinita
E_{Bd}	componente da tensão da barra infinita no eixo-d
E_{Bq}	componente da tensão da barra infinita no eixo-q
E'_d	componente no eixo-d da tensão interna fictícia na armadura proporcional ao fluxo concatenado no campo
E_{fd}	tensão de excitação
$e_{fd\ base}$	tensão de campo de base
$E_{fd\ \Delta}$	variação na tensão de saída da excitatriz
E_I	tensão proporcional à corrente de campo
$e_{kd\ base}$	tensão de base para o enrolamento amortecedor do eixo direto
$e_{kq\ base}, e_{eq\ base}$	tensões de base para os enrolamentos amortecedores do eixo em quadratura
E'_q	componente no eixo-q da tensão interna fictícia na armadura proporcional ao fluxo concatenado no campo
$E'_{q\ \Delta}$	variação da componente no eixo-q da tensão interna fictícia na armadura proporcional ao fluxo concatenado no campo

e_{sbase}	tensão estatórica de base
E_t	tensão terminal do gerador síncrono
$E_{t\Delta}$	variação da tensão terminal do gerador síncrono
f_{base}	freqüência nominal do gerador
G	ganho em baixa freqüência
g_{best}	melhor global de toda a população de partículas
G_m	margem de ganho
$G_x(E_{fd})$	função de transferência da excitatriz CC
H	constante de inércia
Hz	Hertz
i_a, i_b, i_c	correntes elétricas nas fases a , b e c
i_d, i_q, i_0	correntes elétricas nos enrolamentos da armadura referenciadas ao eixo dq0
$i_{d\Delta}, i_{q\Delta}$	variação das correntes elétricas nos enrolamentos da armadura referenciadas aos eixos dq
i_{fd}	corrente elétrica no enrolamento de campo
I_{fd}	corrente de excitação
$i_{fd\ base}$	corrente de base para o enrolamento de campo
i_{kd}	corrente elétrica no enrolamento amortecedor do eixo direto
$i_{kd\ base}$	corrente elétrica de base para o enrolamento amortecedor do eixo direto
i_{kq}, i_e	correntes elétricas nos enrolamentos amortecedores do eixo em quadratura

$i_{kq_{base}}, i_{e_{base}}$	correntes elétricas de base para os enrolamentos amortecedores do eixo em quadratura
$i_{s_{base}}$	corrente estatórica de base
I_t	corrente terminal do gerador síncrono
J	momento de inércia
k	número de vizinhos na população de partículas
K_A	ganho do amplificador associado ao AVR
K_c	coeficiente que determina a reatância de comutação na excitatriz CA
K_d	coeficiente que determina o efeito desmagnetizante da reação da armadura na excitatriz CA, relacionada às reatâncias síncronas e transitórias da excitatriz CA
K_D	coeficiente de amortecimento
K_E	ganho da excitatriz
K_F	ganho do estabilizador do sistema de excitação
$K^j(t)$	indivíduo j na população de partículas no tempo t
K_{LR}	coeficiente que determina a limitação de corrente de campo na excitatriz estática
K_{stab}	ganho do estabilizador de sistema de potência
K_1	constante que representa a variação no torque elétrico para uma pequena variação no ângulo do rotor, com o fluxo concatenado constante no eixo direto
K_2	constante que representa a variação no torque elétrico para uma pequena variação no fluxo concatenado no eixo direto, com o ângulo do rotor constante
K_3	fator de impedância

K_4	constante que representa o efeito desmagnetizador de uma variação do ângulo do rotor, com E_{fd} constante
K_5	constante que representa a variação na tensão terminal E_t para uma pequena variação do ângulo do rotor, com fluxo concatenado constante no eixo direto
K_6	constante que representa a variação na tensão terminal E_t para uma pequena variação no fluxo concatenado no eixo direto, com o ângulo do rotor constante
L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}	indutâncias próprias dos enrolamentos das fases a, b e c
L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}	indutâncias mútuas entre os enrolamentos das fases a, b e c
L_{ad}	indutância mútua no eixo direto entre os enrolamentos do estator e do rotor
L_{aq}	indutância mútua no eixo em quadratura entre os enrolamentos do estator e do rotor
l_{best}	melhor local na vizinhança do indivíduo i da população de partículas
L_d	indutância da armadura no eixo direto
$L_{fda}, L_{fdb}, L_{fdc}$	indutâncias mútuas entre o enrolamento de campo e os enrolamentos das fases a, b e c
$L_{fd\ base}$	indutância de base para o enrolamento de campo
L_{fdfd}	indutância própria do enrolamento de campo
L_{fdkd}	indutância mútua entre o enrolamento de campo e o enrolamento amortecedor do eixo direto
L_{fdkq}, L_{fdle}	indutâncias mútuas entre o enrolamento de campo e os enrolamentos amortecedores do eixo em quadratura
$L_{kda}, L_{kdb}, L_{kdc}$	indutâncias mútuas entre o enrolamento amortecedor do eixo

	direto e os enrolamentos das fases a , b e c
$L_{kd\ base}$	indutância de base para o enrolamento amortecedor do eixo direto
L_{kdkd}	indutância própria do enrolamento amortecedor do eixo direto
L_{kdkq}, L_{kde}	indutâncias mútuas entre o enrolamento amortecedor do eixo direto e os enrolamentos amortecedores do eixo em quadratura
$L_{kqa}, L_{kqb}, L_{kqc}, L_{ea}, L_{eb}, L_{ec}$	indutâncias mútuas entre os enrolamentos amortecedores do eixo em quadratura e os enrolamentos das fases a , b e c
$L_{kq\ base}, L_{e\ base}$	indutâncias de base para os enrolamentos amortecedores do eixo em quadratura
L_{kqe}	indutância mútua entre os enrolamentos amortecedores do eixo em quadratura
L_{kqkq}, L_{ee}	indutâncias próprias dos enrolamentos amortecedores do eixo em quadratura
L_l	indutância de dispersão da armadura
L_m	indutância de magnetização
L_q	indutância da armadura no eixo em quadratura
L_s	indutância do estator
$L_{s\ base}$	indutância de base para os enrolamentos do estator
M_{fd}	amplitude da indutância mútua entre o enrolamento de campo e as fases a , b ou c
M_{kd}	amplitude da indutância mútua entre o enrolamento amortecedor do eixo direto e as fases a , b ou c
M_{kq}, M_e	amplitude das indutâncias mútuas entre os enrolamentos amortecedores do eixo em quadratura e as fases a , b ou c
M_M	valor de pico da resposta em frequência

M_p	máximo sobre-sinal da resposta temporal ao degrau unitário
M_s	parte constante da indutância mútua entre os enrolamentos da armadura
p	número de pólos da máquina síncrona
P	matriz de transformação de Park
$P(x_{id}(t)=1)$	probabilidade do indivíduo i escolher 1 para o bit na d -ésima posição do conjunto binário
P_e	potência elétrica gerada no entreferro da máquina síncrona
P_g	potência elétrica ativa gerada pela máquina síncrona
Q_g	potência elétrica reativa gerada pela máquina síncrona
\bar{p}_g	melhor posição encontrada por qualquer membro da vizinhança no espaço n-dimensional de números reais
p_{gd}	melhor estado obtido por qualquer partícula da vizinhança para o bit d do indivíduo i
\bar{p}_i	melhor localização prévia de uma partícula i no espaço n-dimensional de números reais
p_{id}	melhor estado obtido até agora para o bit d pelo indivíduo i
P_t	potência trifásica instantânea de saída da máquina síncrona
R	magnitude da resistência dos enrolamentos da armadura
rad/seg	radiano por segundo
R_a, R_b, R_c	resistências dos enrolamentos da armadura
R_E	resistência equivalente de Thévenin
R_{fd}	resistência do enrolamento de campo
R_{kd}	resistência do enrolamento amortecedor do eixo direto

R_{kq}, R_e	resistências dos enrolamentos amortecedores do eixo em quadratura
R^n	espaço n-dimensional de busca de números reais
S_{base}	potência de base
$S_e(x)$	função de saturação da excitatriz
t	Tempo
t'	passo de tempo no processo iterativo
T_a	torque de aceleração
T_A	constante de tempo do amplificador associado ao AVR
T_{base}	torque de base
t_d	tempo de atraso
T_D	torque amortecedor
$T_{D\Delta}$	variação do torque de amortecimento
T'_{d0}	constante de tempo transitória de circuito aberto no eixo direto
T_e	torque eletromagnético
T_E	constante de tempo da excitatriz
$T_{e\Delta}$	variação no torque eletromagnético
T_F	constante de tempo do estabilizador do sistema de excitação
T_m	torque mecânico
$T_{m\Delta}$	variação no torque mecânico
t_p	tempo de pico
t_r	tempo de subida

T_R	constante de tempo do sensor de tensão
t_s	tempo de acomodação
$T_{S\Delta}$	variação do torque de sincronização
T_w	constante de tempo do filtro <i>washout</i>
T_1, T_2	constantes de tempo do compensador de avanço de fase associado ao PSS
VA	volt-ampère
v_a, v_b, v_c	tensões nas fases <i>a</i> , <i>b</i> e <i>c</i>
V_c	tensão de saída do sensor de tensão
v_d, v_q, v_0	tensões nos enrolamentos da armadura referenciadas ao eixo dq0
$v_{d\Delta}, v_{q\Delta}$	variação das tensões nos enrolamentos da armadura referenciadas aos eixos dq
V_e	tensão interna da excitatriz
v_{fd}	tensão de campo
V_i	tensão de entrada do regulador de tensão
$\vec{v}_i(t')$	velocidade de uma partícula <i>i</i> no espaço n-dimensional de números reais
$v_{id}(t')$	predisposição ou probabilidade do indivíduo decidir 1
V_{\max}	velocidade máxima de uma partícula <i>i</i> no espaço n-dimensional de números reais
V_o	tensão de saída do estabilizador do sistema de excitação
V_{OEL}	tensão de sobre-excitação
V_R	tensão de saída do regulador de tensão
V_{ref}	referência de tensão para o AVR

$V_{R\min}, V_{R\max}$	tensões limites inferior e superior para a saída do regulador de tensão
V_s	sinal de saída do estabilizador de sistema de potência
$V_{s\Delta}$	variação do sinal de saída do estabilizador de sistema de potência
V_{UEL}	tensão de sub-excitação
x_{ad}	reatância mútua no eixo direto
x_{afd}	reatância mútua entre o enrolamento da armadura e o enrolamento de campo
x_{akd}	reatância mútua entre o enrolamento da armadura e o enrolamento amortecedor do eixo direto
x_{akq}, x_{ae}	reatâncias mútuas entre o enrolamento da armadura e os enrolamentos amortecedores do eixo em quadratura
x_{aq}	reatância mútua no eixo em quadratura
x_d	reatância no eixo direto
x_d'	reatância transitória no eixo direto
X_E	reatância equivalente de Thévenin
x_{fd}	reatância própria do campo principal
x_{fdkd}	reatância mútua entre o enrolamento de campo e o enrolamento amortecedor do eixo direto
$\vec{x}_i(t')$	posição de uma partícula i no espaço n -dimensional de números reais
$x_{id}(t')$	estado atual do bit d no conjunto de bits do indivíduo i
x_{kd}	reatância própria do enrolamento amortecedor do eixo direto
x_{kq}, x_e	reatâncias próprias dos enrolamentos amortecedores do eixo em quadratura

x_{kqe}	reatância mútua entre os enrolamentos amortecedores do eixo em quadratura
x_q	reatância no eixo em quadratura
Z_{eq}	impedância equivalente de Thévenin
$Z_{fd\ base}$	impedância de base para o enrolamento de campo
$Z_{kd\ base}$	impedância de base para o enrolamento amortecedor do eixo direto
$Z_{kq\ base}, Z_{e\ base}$	impedâncias de base para os enrolamentos amortecedores do eixo em quadratura
$Z_{s\ base}$	impedância estatórica de base
α	constante de aceleração do algoritmo PSO
β	fator de balanço entre tempo de resposta e sobre-sinal para cálculo da aptidão do PSO
δ	posição angular do rotor em radianos elétricos em relação a uma referência rotativa síncrona
δ_0	posição angular do rotor em $t = 0$ com relação a uma referência rotativa síncrona
δ_Δ	variação da posição angular do rotor
ϕ_m	margem de fase
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	fluxos magnéticos concatenados nas fases a, b e c
$\varphi_d, \varphi_q, \varphi_0$	fluxos magnéticos concatenados nos enrolamentos da armadura referenciados ao eixo dq0
φ_{fd}	fluxo magnético de campo
$\varphi_{fd\ base}$	fluxo magnético de base para o enrolamento de campo
$\varphi_{fd\Delta}$	variação no fluxo concatenado de campo

φ_{kd}	fluxo magnético no enrolamento amortecedor do eixo direto
$\varphi_{kd\ base}$	fluxo magnético de base para o enrolamento amortecedor do eixo direto
φ_{kq}, φ_e	fluxos magnéticos nos enrolamentos amortecedores do eixo em quadratura
$\varphi_{kq\ base}, \varphi_{e\ base}$	fluxos magnéticos de base para os enrolamentos amortecedores do eixo em quadratura
$\varphi_{s\ base}$	fluxo magnético de base para os enrolamentos do estator
μ	fator de inércia para o algoritmo PSO
θ	ângulo formado entre o eixo direto (rotor) e a referência fixa ao estator (fase a)
θ_{comp}	ângulo de atraso proporcionado pelo sistema máquina-excitação
θ_e	ângulo elétrico medido com relação a uma referência fixa
θ_m	ângulo mecânico entre o eixo e uma referência fixa
ω_0	velocidade angular síncrona
ω_B	largura de banda
ω_{base}	velocidade angular nominal do gerador síncrono
ω_c	frequência de corte
ω_{dom}	frequência de oscilação dominante
ω_e	velocidade angular do rotor em rad/seg elétricos
$\omega_{m\ base}$	velocidade angular nominal expressa em rad/seg mecânicos
ω_r	velocidade angular do gerador síncrono
$\omega_{r\Delta}$	variação de velocidade do rotor

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	28
1.1	Estabilidade de sistemas de potência	29
1.2	Controladores associados a usinas termelétricas de ciclo combinado	31
1.3	Técnicas computacionais para sintonia ótima de controladores	34
1.4	Revisão bibliográfica	38
1.5	Justificativa e motivação	40
1.6	Objetivos	41
1.7	Produção científica	41
1.8	Organização dos capítulos	43
2	MODELAGEM DA MÁQUINA SÍNCRONA	45
2.1	Introdução	45
2.2	Equações elétricas da máquina síncrona	46
2.2.1	<i>Equações do fluxo magnético</i>	49
2.2.1.1	Indutâncias relacionadas ao estator	50
2.2.1.2	Indutâncias relacionadas ao rotor	50
2.2.1.3	Indutâncias mútuas entre estator e rotor	51
2.2.1.4	Fluxos concatenados em termos das variáveis de Park	52
2.2.2	<i>Equações das tensões nos enrolamentos</i>	53
2.2.3	<i>Representação em p.u.</i>	54
2.2.3.1	Equações para as tensões nos enrolamentos em p.u.	54
2.2.3.2	Equações para o fluxo magnético em p.u.	56
2.3	Equação de oscilação da máquina síncrona	59

2.4	Representação da máquina síncrona em estudos de estabilidade	62
2.4.1	<i>Simplificação para estudos de grandes sistemas de potência</i>	62
2.4.2	<i>Modelo simplificado com amortecedores desconsiderados</i>	64
2.4.2.1	Tensão proporcional à corrente de campo	65
2.4.2.2	Tensão proporcional à tensão de campo	65
2.4.2.3	Tensão proporcional ao fluxo magnético	65
2.5	Modelo linearizado da máquina síncrona ligada a uma barra infinita	67
2.5.1	<i>Modelo máquina ligada a uma barra infinita</i>	67
2.5.2	<i>Modelo linearizado de 3ª ordem</i>	70
2.5.2.1	Equação para a tensão $E'_{q\Delta}$	71
2.5.2.2	Equação para o torque elétrico $T_{e\Delta}$	72
2.5.2.3	Equação para a tensão terminal $E_{t\Delta}$	76
3	SISTEMA DE EXCITAÇÃO DA MÁQUINA SÍNCRONA	79
3.1	Introdução	79
3.2	Tipos de sistemas de excitação	81
3.2.1	<i>Sistemas de excitação CC</i>	81
3.2.2	<i>Sistemas de excitação CA</i>	82
3.2.3	<i>Sistemas de excitação estáticos</i>	82
3.3	Requisitos de desempenho para sistemas de controle de excitação	83
3.3.1	<i>Requisitos de desempenho a pequenos sinais</i>	84
3.4	Funções de controle e proteção	86
3.4.1	<i>Regulador de tensão</i>	86
3.4.1.1	Reguladores eletromecânicos	87
3.4.1.2	Reguladores eletrônicos	87

3.4.1.3	Reguladores com amplificadores rotativos	87
3.4.1.4	Reguladores com amplificadores magnéticos	88
3.4.1.5	Reguladores de estado sólido	88
3.4.2	<i>Estabilizadores do sistema de excitação</i>	88
3.4.3	<i>Estabilizadores de sistema de potência</i>	89
3.4.4	<i>Limitadores de sub-excitação e sobre-excitação</i>	90
3.5	Modelagem de sistemas de excitação	90
3.5.1	<i>Normalização das equações da excitatriz</i>	91
3.5.2	<i>Modelagem dos componentes do sistema de excitação</i>	92
3.5.2.1	Excitatriz CC	92
3.5.2.2	Excitatriz CA e retificador	93
3.5.2.3	Funções seletoras e excitatriz estática	95
3.5.2.4	Amplificador	96
3.5.2.5	Estabilizador do sistema de excitação	96
3.5.2.6	Sensor de tensão terminal	97
3.5.3	<i>Modelagem de sistemas de excitação completos</i>	97
3.5.3.1	Modelo do sistema de excitação tipo DC1A	98
3.5.3.2	Modelo do sistema de excitação tipo AC1A	99
3.5.3.3	Modelo do sistema de excitação tipo ST1A	99
3.6	Efeitos do sistema de excitação na estabilidade dinâmica	100
3.7	Modelagem do estabilizador de sistema de potência	103
4	OTIMIZAÇÃO POR ENXAME DE PARTÍCULAS	106
4.1	Princípios básicos da cultura adaptativa	106
4.2	Um modelo de decisão binária	108
4.3	Enxame de partículas e algoritmos genéticos	112

4.4	O enxame de partículas em números contínuos	114
4.5	Seleção de parâmetros	117
4.5.1	V_{\max}	117
4.5.2	<i>Constante de aceleração</i>	118
4.5.3	<i>Fator de inércia</i>	118
4.6	Pseudocódigo para otimização por enxame de partículas	119
5	APLICAÇÃO DO PSO NA SINTONIA DO AVR E PSS	121
5.1	Usinas termelétricas de ciclo combinado	121
5.2	Representação do sistema em regime permanente	124
5.3	Cálculo dos parâmetros do modelo linearizado de 3ª ordem	127
5.4	Comportamento do sistema não-controlado	130
5.5	Sintonia do AVR pelo método clássico	132
5.6	Sintonia do PSS pelo método clássico	137
5.7	Sintonia do AVR e PSS utilizando algoritmo PSO	145
6	CONCLUSÕES	155
6.1	Conclusões	155
6.2	Sugestões para trabalhos futuros	157
	REFERÊNCIAS	159
	APÊNDICES	163

1 INTRODUÇÃO

Grandes sistemas de geração e transmissão interligados têm sido projetados e construídos para atender à crescente demanda de energia elétrica nas sociedades industrialmente desenvolvidas. Os elevados custos financeiros, ecológicos e sociais resultantes da construção de grandes hidrelétricas e de longas linhas de transmissão têm estimulado a geração distribuída de energia, com as usinas localizadas junto aos consumidores. Neste contexto, as usinas termelétricas de ciclo combinado têm ganhado destaque, haja vista que possuem menor custo de instalação e grande eficiência energética, pois utilizam turbinas a gás e a vapor associadas em uma mesma planta para gerar energia elétrica a partir da queima do gás natural.

Idealmente, as cargas devem ser alimentadas com tensões e frequências constantes ou, em termos práticos, dentro de certa tolerância tais que satisfaçam às exigências dos consumidores. Para atender a tais requisitos, torna-se necessário o uso de controladores associados às máquinas síncronas das unidades geradoras, que proporcionem não apenas o efetivo controle da tensão gerada como também o aumento da estabilidade do sistema. Neste contexto, o uso de Reguladores Automáticos de Tensão (AVR – *Automatic Voltage Regulator*) e Estabilizadores de Sistemas de Potência (PSS – *Power System Stabilizer*) ganha destaque.

A sintonia de controladores associados a unidades geradoras tem sido realizada por meio de técnicas matemáticas de modelagem e linearização do comportamento dinâmico de máquinas síncronas (MOTA, 2006; SILVA JÚNIOR et al, 2007; SOUZA, 2007). No entanto, como empregam simplificações para as equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico de sistemas de potência, tais técnicas possuem oportunidades de melhoria na sintonia dos controladores.

Uma nova perspectiva na sintonia de controladores associadas a plantas não-lineares tem surgido com o uso de técnicas de Inteligência Computacional, entre elas Redes Neurais, Lógica Fuzzy, Algoritmos Genéticos etc. (VISIOLI, 2001). Além destas técnicas, alguns métodos de otimização têm ganhado destaque por sua habilidade de atingir alta eficiência na busca de soluções ótimas dentro do espaço do problema (GAING, 2004), dentre os quais se destaca o algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas (PSO – *Particle Swarm Optimization*).

O propósito deste capítulo é contextualizar o desafio da sintonia ótima do AVR e PSS utilizando o algoritmo PSO com o objetivo de melhorar o desempenho dinâmico do sistema de potência, fazer uma revisão bibliográfica do assunto e apresentar a motivação, os objetivos, as contribuições científicas e a estrutura de desenvolvimento desta dissertação.

1.1 Estabilidade de sistemas de potência

Até o fim da década de 1930, grande parte da energia elétrica proveniente de fontes primárias tradicionais (como carvão e gás) era produzida por meio de geradores de pequeno porte localizados próximos às cargas ou dos serviços que solicitavam tal energia. Após este período, no entanto, os sistemas elétricos que até então eram ilhados passaram a se interligar uns aos outros, trazendo vários benefícios operacionais e econômicos. Como benefícios resultantes dessas interligações, destacam-se a cooperação mútua entre os sistemas para o suprimento de energia elétrica em horários de pico e o aumento da reserva energética do sistema elétrico como um todo (KUIAVA, 2010).

Durante esse processo, avanços tecnológicos permitiram o aumento do porte das unidades geradoras e da capacidade de operação em larga escala, possibilitando a instalação de usinas de grande porte em áreas geograficamente mais adequadas, porém afastadas dos grandes centros de carga. Em geral, essas áreas se encontram próximas às fontes primárias de energia, como é o caso, por exemplo, das centrais hidrelétricas (instaladas diretamente nos rios) e das centrais térmicas (que buscam evitar gastos elevados com transporte de matéria-prima). A energia deve então ser transmitida aos centros de carga por meio de extensas linhas de transmissão, as quais estão sujeitas a limites térmicos e de estabilidade.

Como a demanda por energia elétrica cresce rapidamente e a expansão da infraestrutura de geração e transmissão é restringida pela disponibilidade limitada de fontes primárias de energia, bem como pelas estritas limitações ambientais, os sistemas de potência tornaram-se muito mais carregados do que antes, sendo obrigados a operar próximos aos limites de estabilidade. Adicionalmente, a interconexão entre centros geradores e consumidores localizados a milhares de quilômetros um do outro contribui para o crescimento de oscilações de baixa frequência na faixa de 0,1Hz a 3Hz. Caso não sejam satisfatoriamente amortecidas, essas oscilações podem manter-se crescendo em magnitude até resultar em perda de sincronismo (AL-AWAMI; ABDEL-MAGID; ABIDO, 2007).

A estabilidade de um sistema de potência está ligada ao comportamento dinâmico das máquinas síncronas após a ocorrência de uma perturbação. Se a perturbação não envolver mudanças na configuração do sistema, as máquinas deverão voltar ao mesmo estado de operação inicial. Caso contrário, haverá um desequilíbrio entre a geração e a carga, fazendo com que as máquinas estabeleçam-se em um novo ponto de operação. Em qualquer caso, todas as máquinas síncronas interligadas deverão permanecer em sincronismo se o sistema for estável, isto é, se estiver operando em paralelo com a mesma velocidade.

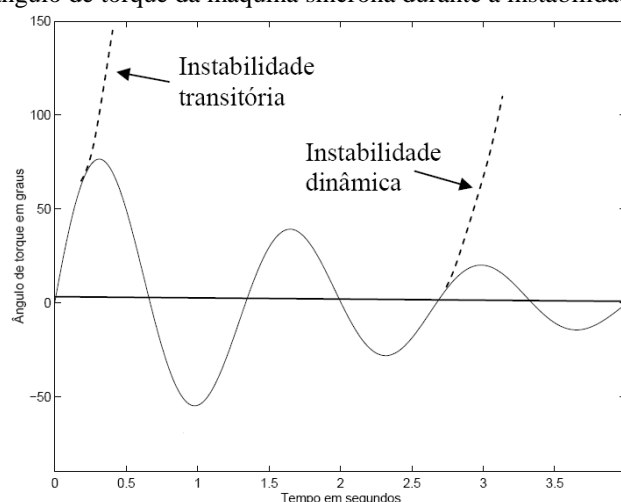
Durante o período transitório após a ocorrência de uma perturbação, o sistema visto pela máquina síncrona é modificado por variação das suas grandezas, tais como tensão terminal, impedância vista pela máquina, ângulo de torque, frequência etc. Conseqüentemente, haverá variação da potência de saída do gerador, acarretando desequilíbrio entre os torques mecânico (fornecido pela turbina) e elétrico (proporcionado pela carga). Até que o desequilíbrio seja sentido e corrigido pelos controladores, a variação da potência de saída será compensada pela energia armazenada nas partes girantes da máquina, podendo ocorrer perda de estabilidade.

Dependendo do tipo de perturbação experimentada pela máquina síncrona, a perda de estabilidade pode ser classificada em dois tipos:

- a) perda de estabilidade transitória: perda de estabilidade quando o sistema é submetido a uma grande perturbação, como, por exemplo, um curto-circuito no lado de alta tensão do sistema de transmissão, perda de uma grande unidade geradora etc. Nestes casos, a instabilidade se verifica na primeira oscilação do ângulo de torque da máquina, conforme observado na figura 1.1, o qual depende muito do ponto de operação do sistema e do tempo de duração da perturbação (MOTA, 2006). O uso de reguladores de tensão rápidos é muito importante nestas situações, haja vista que atuam diminuindo o desequilíbrio entre a carga e a geração. Caso haja perda de estabilidade, o uso de controladores suplementares não faz efeito, pois geralmente durante uma grande perturbação os reguladores de tensão se encontram operando no limite;
- b) perda de estabilidade dinâmica: perda de estabilidade quando o sistema é submetido a pequenas perturbações, como, por exemplo, uma suave mudança no carregamento do sistema, uma pequena variação na tensão das máquinas

etc. Essa instabilidade é geralmente provocada pela existência de um modo de oscilação instável associado a algum elemento de controle e ocorre após a primeira oscilação do ângulo de torque da máquina, conforme observado na figura 1.1. Infelizmente, reguladores rápidos de altos ganhos prejudicam o amortecimento inerente das máquinas, podendo ocorrer instabilidade em oscilações subseqüentes à primeira. Nessa situação, é muito importante o uso de sinais estabilizadores através dos reguladores de tensão (controladores suplementares).

Figura 1.1 – Variação do ângulo de torque da máquina síncrona durante a instabilidade transitória e dinâmica



Fonte: MOTA, 2006.

1.2 Controladores associados a usinas termelétricas de ciclo combinado

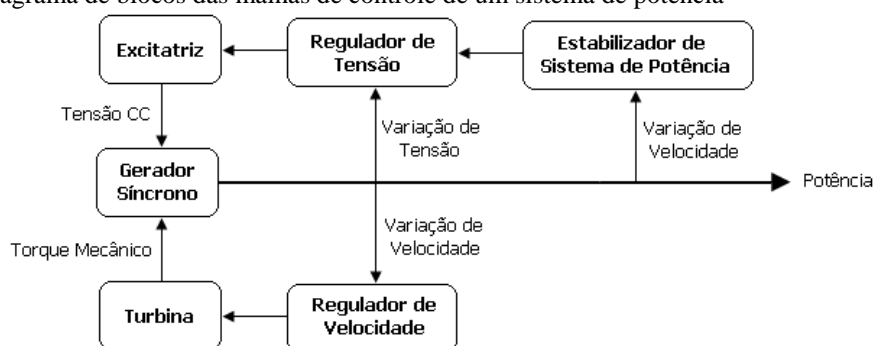
Em geral, a inércia dos geradores síncronos utilizados em usinas termelétricas de ciclo combinado é baixa e o tempo de atuação dos esquemas de proteção de redes de distribuição é elevado (KUIAVA, 2010; MOTA, 2006; SOUZA, 2007). Por essa razão, pode não ser possível manter a estabilidade dos geradores em resposta aos diversos tipos de faltas e perturbações que ocorrem na rede de distribuição, haja vista que as partes girantes do sistema armazenam pouca energia cinética frente à necessária para o amortecimento de oscilações eletromagnéticas resultantes do desequilíbrio entre a carga e geração.

Sugere-se, então, a necessidade do emprego de controladores que possam melhorar o comportamento dinâmico dos geradores síncronos. Neste contexto, os controladores de tensão e frequência têm especial importância, pois são responsáveis por

manter energia entregue aos consumidores dentro dos requisitos de qualidade, mesmo na ocorrência de perturbações na rede elétrica. O controle da frequência e tensão é facilitado pelo fato de que há um desacoplamento entre os pares de variáveis potência ativa/ângulo de tensão nas barras e potência reativa/magnitude de tensão. Embora este desacoplamento não seja completo e decresça durante transitórios no sistema, pode-se considerar este efeito como apenas marginal na faixa usual de operação (SILVA; COSTA, 2006). Assim, controlando-se o torque entregue pelas máquinas primárias aos geradores controla-se a potência ativa e, conseqüentemente, a frequência, cujas variações estão ligadas às variações do ângulo. Da mesma forma, através da variação da excitação de campo do gerador controla-se a potência reativa gerada e, conseqüentemente, a tensão terminal da máquina.

Em geral, para melhorar o desempenho dinâmico do sistema são utilizados reguladores de velocidade das turbinas, reguladores de tensão dos geradores e estabilizadores de sistema de potência. O controle de velocidade é mais lento, uma vez que a dinâmica térmica das caldeiras e turbinas está envolvida na modelagem e responde de maneira mais lenta ao sinal dos atuadores do sistema de controle. O controle de tensão, por outro lado, é mais efetivo para o amortecimento das oscilações dos rotores das máquinas no curto prazo, tendo em vista que os sinais de controle atuam diretamente no sistema de excitação da máquina síncrona, cujas constantes de tempo envolvidas na modelagem são da ordem de milissegundos (SILVA; COSTA, 2006). A figura 1.2 ilustra o diagrama esquemático da malha de controle de um sistema de potência.

Figura 1.2 – Diagrama de blocos das malhas de controle de um sistema de potência



Fonte: KUNDUR, 1993.

Na ocorrência de uma perturbação, espera-se que eventuais oscilações no rotor da máquina síncrona (e demais variáveis da rede, como frequência e tensão) sejam amortecidas o mais rápido possível, evitando assim desgastes mecânicos e problemas relacionados à

qualidade da energia entregue aos consumidores. Para atender a este requisito, o controle do sistema de excitação da máquina síncrona é mais efetivo, tendo em vista que a variação da tensão de campo do gerador afeta também o torque elétrico da máquina, proporcionando amortecimento às oscilações do rotor. Em usinas termelétricas de ciclo combinado, são empregados Reguladores Automáticos de Tensão (AVR – *Automatic Voltage Regulator*) e Estabilizadores de Sistemas de Potência (PSS – *Power System Stabilizer*) para controle do sistema de excitação dos geradores síncronos.

O AVR consiste basicamente em um amplificador, responsável por monitorar a tensão terminal do gerador e, na ocorrência de perturbações, atuar no controle da excitação da máquina síncrona, mantendo a tensão terminal do gerador no nível desejado.

O crescimento dos sistemas elétricos de potência tem criado a necessidade de utilização de reguladores que atuem cada vez mais rápidos no restabelecimento do nível da tensão do gerador, diminuindo o tempo de desequilíbrio entre a carga e a geração e permitindo que o sistema opere com um maior carregamento nas linhas de transmissão. Entretanto, sob condições de carga pesada, reguladores de tensão com elevados ganhos prejudicam a capacidade inerente das máquinas síncronas de amortecer as oscilações eletromecânicas que ocorrem no sistema, podendo provocar instabilidades em oscilações subseqüentes à primeira. Para solucionar este problema, são utilizados sinais de controle suplementares para contribuir com o amortecimento das oscilações eletromecânicas de unidades geradoras por meio da introdução de uma componente extra de torque de amortecimento.

Em sistemas de geração e transmissão, controladores de amortecimento do tipo PSS vêm sendo amplamente utilizados desde o fim da década de 1960, quando foram propostos por DeMello e Concordia (1969). Tais controladores fornecem amortecimento adicional às oscilações eletromecânicas por meio de um sinal estabilizante adicionado ao AVR e derivado da variação de velocidade do rotor, potência de aceleração ou desvio de frequência.

A complexidade do sistema de potência faz com que os fenômenos dinâmicos abarquem uma faixa ampla de frequências. Embora a análise e síntese de controladores possam ser feitas de uma maneira global, uma abordagem deste tipo exige uma modelagem detalhada do sistema o que, para usinas termelétricas de ciclo combinado interligadas a sistemas de potência de grande porte, leva a um problema de alta dimensão. É preferível,

então, separar os fenômenos segundo a faixa de frequências onde eles ocorrem, possibilitando a obtenção de modelos adequados para representar os componentes em cada uma destas faixas. Neste trabalho, será abordado o problema da estabilidade da máquina síncrona submetida a pequenas perturbações, abrangendo o desafio da sintonia ótima do AVR e PSS para o amortecimento de oscilações de baixa frequência (na faixa de 0,1Hz a 3Hz).

1.3 Técnicas computacionais para sintonia ótima de controladores

A sintonia de controladores aplicados a grandes sistemas de geração de energia interconectados visando garantir operação estável a um custo mínimo é um problema extremamente complexo. Os ganhos econômicos advindos da solução ótima deste problema são enormes (KUNDUR, 1993). Do ponto de vista da teoria de controle, o sistema de potência é um processo de alta ordem e multi-variável, operando em um ambiente em constante mutação. Devido à alta dimensionalidade e complexidade deste sistema, é essencial realizar simplificações e analisar problemas utilizando o correto grau de detalhe na sua representação matemática. Este desafio requer um bom conhecimento das características intrínsecas do sistema como um todo, bem como daquelas associadas a seus elementos individuais.

É usual o projeto de controladores de tensão e amortecimento por meio de modelos linearizados do sistema (KUNDUR, 1993; MOTA, 2006; SILVA JÚNIOR et al, 2007). As técnicas de linearização, entretanto, são aplicadas a situações de perturbação que ocorrem próximas ao ponto de operação nominal e são inadequadas para descrever o comportamento não-linear do sistema quando este se encontra distante do ponto de equilíbrio. Neste contexto, a sintonia dos controladores é realizada para faixas determinadas de frequência de oscilação da máquina síncrona em torno do ponto de operação nominal, as quais permitem considerar simplificações para o modelo e facilitar o ajuste dos parâmetros de controle.

Por conta das limitações inerentes às propriedades de estabilidade de modelos linearizados, são encontradas dificuldades para análise e projeto de controladores de tensão e amortecimento aplicados a usinas termelétricas de ciclo combinado, destacando-se:

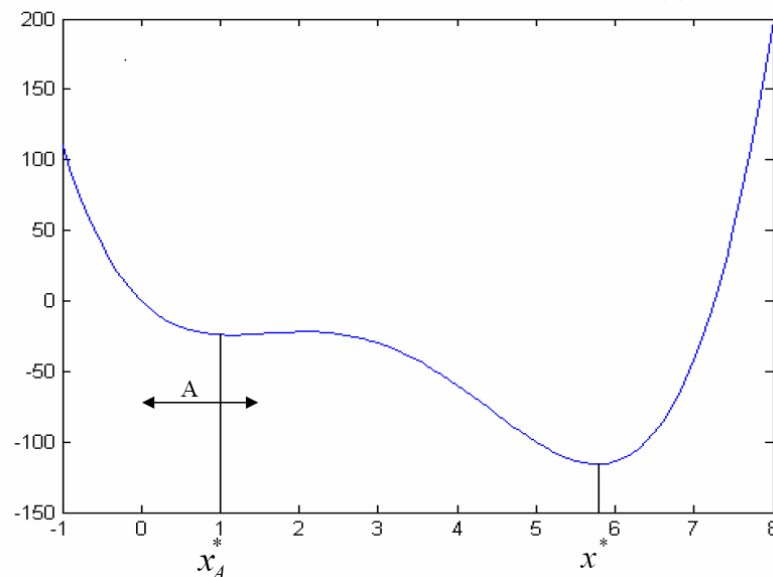
- a) a inexistência de uma garantia de desempenho satisfatório dos controladores frente às variações significativas no ponto de operação do sistema;
- b) o comportamento não-linear manifestado imediatamente após a eliminação de

uma falta ou perturbação pode não estar devidamente caracterizado pelo modelo e, conseqüentemente, os controladores projetados podem apresentar um desempenho inadequado durante esse período.

Para contornar esses problemas, como medida paliativa, é usual a validação do controlador após o processo de sintonia por meio de simulações não-lineares da planta controlada. Com a análise do comportamento dinâmico resultante, é possível a aplicação de algum método para reajuste dos parâmetros dos controladores, visando aperfeiçoar o desempenho do sistema frente às perturbações externas (KUIAVA, 2010).

Neste contexto, define-se a otimização computacional como a tarefa de determinar melhores soluções para problemas matematicamente formulados. Existem dois tipos de otimização: global e local. A otimização global persegue a melhor solução considerando a totalidade do espaço de busca, enquanto a local visa encontrar o melhor ponto dentro de um subespaço específico. A figura 1.3 ilustra a diferença entre o mínimo local (x_A^*), melhor solução encontrada para o problema em torno da região A, e o mínimo global (x^*) para a função matemática $f(x) = x^4 - 12x^3 + 42x^2 - 55x$.

Figura 1.3 – Mínimo local (x_A^*) e mínimo global (x^*) para função matemática $f(x) = x^4 - 12x^3 + 42x^2 - 55x$



Fonte: KENNEDY; EBERHART, 2001.

Na área de controle de processos, as técnicas de otimização computacionais podem ser aplicadas na obtenção de parâmetros ótimos para controladores utilizados em plantas não-lineares, proporcionando melhoria no comportamento dinâmico do sistema.

As técnicas de busca e otimização tradicionais iniciam-se com um único candidato que, iterativamente, é manipulado utilizando técnicas heurísticas (estáticas) diretamente associadas ao problema a ser solucionado. Geralmente, estes processos heurísticos não são algorítmicos e sua simulação em computadores pode ser muito complexa (ESMIN, 2005). Por outro lado, as técnicas de inteligência computacional, com destaque para os algoritmos de computação evolutiva, ganharam notoriedade nas últimas décadas, pois operam sobre uma população de candidatos em paralelo e têm a principal característica de encontrar soluções ótimas para problemas complexos, evitando mínimos locais e considerando um amplo espaço de busca para soluções (GAING, 2004).

Duas abordagens evolutivas baseadas em populações têm se destacado: algoritmos evolutivos e inteligência de enxames. Os algoritmos evolutivos, tradicionalmente, incluem Algoritmos Genéticos (GOLDBERG, 1989), Programação Evolutiva, Estratégias Evolutivas (DE JONG, 2006) e Programação Genética (KOZA et al, 2003). Aplicações mais recentemente desenvolvidas como Algoritmos de Estimação de Distribuição (PELIKAN; SASTRY; CANTÚ-PAZ, 2006) e Algoritmos Genéticos Competentes (GOLDBERG, 2002) também são considerados como algoritmos evolutivos.

Os algoritmos evolutivos têm sido intensamente estudados e amplamente aplicados para resolver vários problemas científicos e de engenharia. Estes algoritmos têm desfrutado de sucesso nas aplicações devido à sua simplicidade, robustez e flexibilidade. Atuam sobre uma população de possíveis soluções aplicando o princípio de diversidade de indivíduos e da sobrevivência de indivíduos mais fortes e bem adaptados ao ambiente, que se reproduzem através de operadores que imitam os conceitos genéticos, criando descendentes que se aproximam da solução ótima do problema (SERAPIÃO, 2009).

A Inteligência de Enxames, também referenciada como Inteligência de Colônias ou Inteligência Coletiva (ESMIN, 2005; SERAPIÃO, 2009), 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 os agentes, que captam as mudanças no ambiente geradas pelo comportamento de seus congêneres. Embora não exista uma estrutura centralizada de controle que estabeleça como os agentes devam se comportar, e mesmo não havendo um modelo explícito do ambiente, as interações locais entre os agentes

geralmente levam ao surgimento de um comportamento global que se aproxima da solução ótima.

Dentre as técnicas de otimização computacional baseadas em Inteligência de Enxames, destaca-se o algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas (PSO – *Particle Swarm Optimization*). Esta ferramenta combina aspectos evolutivos da população e os princípios de psicologia comportamental das partículas que a formam, permitindo a obtenção de padrões capazes de otimizar soluções. Assim, dado um amplo espaço de possibilidades, a população é capaz de encontrar soluções variadas para um dado problema através do desenvolvimento de influências sociais recíprocas, permitindo que, a cada iteração, as partículas melhorem seu desempenho dentro da função objetivo (KENNEDY; EBERHART, 2001).

Pesquisas recentes mostram que o PSO é um método robusto aplicado a problemas de otimização não-lineares (DAS; VENAYAGAMOORTHY, 2006; EL-ZONKOLY, 2006; SILVA JÚNIOR et al, 2007), permitindo a obtenção de soluções de alta qualidade com menor tempo de processamento e características de convergência mais estáveis do que outros métodos estocásticos, como Algoritmos Genéticos, por exemplo. Além disso, o algoritmo PSO possui mecanismos flexíveis e bem balanceados para aumentar a habilidade de busca global e local das soluções do problema (ABIDO, 2002).

A aplicação do algoritmo PSO na sintonia ótima de controladores associados à excitação de geradores síncronos tem sido objeto de pesquisas recentes (ABIDO, 2001, 2002; AL-AWAMI; ABDEL-MAGID; ABIDO, 2007). Os trabalhos desenvolvidos envolvem a determinação de parâmetros ótimos para estabilizadores de sistema de potência (PSS) aplicados em sistemas compostos por uma ou várias máquinas. Apesar dos resultados satisfatórios obtidos no amortecimento de oscilações da máquina síncrona, ainda é um desafio a sintonia coordenada e simultânea dos parâmetros do PSS e AVR (ganhos e constantes de tempo), visando não apenas o incremento na estabilidade do sistema de potência, mas também o aumento da velocidade de resposta a perturbações externas, sobretudo àquelas relacionadas a variações na tensão terminal da máquina.

O presente trabalho propõe o uso do algoritmo PSO para determinação dos parâmetros ótimos do AVR e PSS na regulação de tensão e melhoria do amortecimento da máquina síncrona. A aplicação do algoritmo de computação evolutiva tem por objetivo aperfeiçoar o comportamento dinâmico do sistema máquina-barras infinita, considerando a

máquina síncrona associada a usinas termelétricas de ciclo combinado.

1.4 Revisão bibliográfica

A análise dos problemas relacionados à estabilidade de sistemas elétricos de potência teve início com os trabalhos de Steinmetz (1920), utilizando o modelo clássico da máquina síncrona, representada como uma fonte de tensão em série com uma reatância.

Heffron e Phillips (1952) analisaram a estabilidade dinâmica de um sistema elétrico de potência, constituído por um gerador equipado com AVR e conectado a uma barra infinita. O trabalho comprovou o aumento da estabilidade a oscilações do rotor proporcionado pelo AVR, analisando o comportamento dinâmico por meio de um modelo linearizado em torno do ponto de operação nominal.

DeMello e Concordia (1969) e DeMello e Laskowski (1975), usando o modelo Heffron-Phillips, analisaram o efeito de reguladores de tensão com elevados ganhos sobre a estabilidade dinâmica do sistema elétrico de potência. No trabalho, destacaram o mecanismo pelo qual o AVR pode prejudicar o amortecimento inerente das máquinas síncronas, provocando instabilidades em oscilações subseqüentes à primeira. Propuseram ainda a adoção do compensador PSS, por meio de um laço de retro-alimentação da velocidade do gerador adicionado à malha do AVR, visando aumentar o amortecimento das oscilações eletromecânicas do sistema através da excitação do gerador.

Anderson e Fouad (1994) apresentaram a versão mais consagrada do projeto do AVR e PSS, que consiste em ajustes seqüenciais com a aplicação recorrente do modelo linearizado Heffron-Phillips-DeMello-Concordia e conceitos do controle clássico, a cada máquina isoladamente. Outras versões do método são encontradas na literatura, destacando-se as abordagens de Kundur (1993), Sauer e Pai (1998), Chaturvedi, Malik e Kalra (2004), Awed-Badeeb (2006), Mota (2006) e Souza (2007). Embora ainda sejam preferidas em grande parte dos processos de comissionamento de unidades geradoras, as técnicas convencionais de sintonia do AVR e PSS exploradas na literatura abriram oportunidades para aplicação de algoritmos computacionais de otimização, visando melhorar o desempenho dinâmico do sistema de potência por meio do ajuste ótimo dos parâmetros dos controladores.

Maslennikov e Ustinov (1996) apresentaram um procedimento para otimização local dos parâmetros do PSS baseado no gradiente de informações derivadas da função de

erro. Infelizmente, a sintonia do PSS caracteriza-se como um problema de otimização multimodal, ou seja, existe mais do que um ótimo local. Assim, técnicas de otimização locais não são adequadas para tais problemas. Além disso, não há como decidir se uma solução local é também o melhor resultado global.

Recentemente, algoritmos de busca metaheurísticos baseados em computação evolutiva têm sido aplicados ao problema da sintonia de controladores de tensão e amortecimento de geradores síncronos. Do-Bomfim, Taranto e Falcao (2000) propuseram um método que simultaneamente otimiza a compensação de fase e ajuste de ganho para o PSS utilizando Algoritmos Genéticos. Embora o algoritmo seja bem sucedido na busca do ótimo global para o problema, seus operadores evolutivos exigem muito esforço computacional quando um grande número de parâmetros precisa ser otimizado. Além disso, a otimização de parâmetros com forte correlação dentro da função objetivo e a convergência prematura do algoritmo genético impedem que seja atingido o máximo rendimento em muitas aplicações, reduzindo a capacidade de busca do algoritmo pela solução ótima.

Na área da computação evolutiva, Kennedy e Eberhart (2001) introduziram algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas (PSO). Esta ferramenta emergiu de experiências com algoritmos que modelam o “comportamento social” observado em muitas espécies de pássaros e cardumes de peixes, e até mesmo do comportamento social humano. Assim como em outras abordagens de inteligência coletiva, o PSO está baseado em uma população de indivíduos capazes de interagir entre si e com o meio ambiente e, com base nas propriedades de auto-avaliação, comparação e imitação, atingir comportamentos ótimos para solução do problema proposto.

Abido (2002) apresentou uma aplicação do PSO para sintonia ótima do PSS em sistemas de potência multimáquinas. Através da análise dos auto-valores e simulações não-lineares do sistema controlado, foi demonstrada a eficiência do algoritmo no amortecimento de oscilações eletromecânicas da máquina síncrona logo após a ocorrência de uma falta, além de evidenciar o bom desempenho dinâmico do algoritmo sob diversas situações de carregamento e configuração do sistema.

Das e Venayagamoorthy (2006) propuseram um algoritmo modificado de Otimização por Enxame de Partículas para sintonia ótima de estabilizadores de sistema de potência. O PSO baseado em pequena população foi usado para determinar os parâmetros ótimos de vários controladores PSS, simultaneamente, em um sistema de potência

multimáquinas submetido a pequenas ou grandes perturbações. A vantagem da técnica proposta é sua convergência em poucas iterações e menor esforço computacional por avaliação.

El-Zonkoly (2006) abordou o problema da sintonia simultânea e coordenada do AVR e PSS em sistemas de potência multimáquinas, utilizando o algoritmo PSO. De forma semelhante, o algoritmo proporcionou melhoria no comportamento dinâmico do sistema quando submetido a pequenas perturbações, exigindo menor esforço computacional e apresentando melhores características de convergência do que outros métodos estocásticos.

1.5 Justificativa e motivação

A literatura apresenta algumas abordagens para o projeto de controladores aplicados ao sistema de excitação de geradores síncronos de usinas termelétricas de ciclo combinado. Tais iniciativas são aplicadas a pequenos sistemas interligados, cuja matriz de geração é predominantemente térmica. No Brasil, por outro lado, as usinas termelétricas de ciclo combinado foram interligadas ao Sistema Interligado Nacional (SIN), o maior sistema de potência do mundo, com predominância de grandes usinas hidrelétricas, transformadores de grande potência e longas linhas de transmissão de energia elétrica, configurando, assim, uma topologia de rede diferente da abordada em trabalhos publicados.

Neste contexto, o desafio do projeto de reguladores automáticos de tensão e estabilizadores de sistemas de potência aplicados no controle da excitação de geradores síncronos cresce em complexidade. Além disso, as técnicas tradicionais de sintonia de tais controladores, baseadas na caracterização linear do problema, abrem oportunidade para a aplicação de novas ferramentas de otimização, baseadas em computação evolutiva.

A motivação desta pesquisa abrange a necessidade de desenvolvimento de algoritmos de otimização robustos, baseados no conceito de Otimização por Enxame de Partículas, para sintonia ótima e simultânea do AVR e PSS aplicados na regulação de tensão e amortecimento de oscilações eletromecânicas do gerador síncrono, quando submetido a pequenas perturbações, associado a usinas termelétricas de ciclo combinado.

1.6 Objetivos

O objetivo geral desta pesquisa é desenvolver um algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas aplicado na sintonia ótima do AVR e PSS associados ao controle de tensão e estabilidade de geradores síncronos de usinas termelétricas de ciclo combinado.

Além do objetivo geral, destacam-se os seguintes objetivos específicos:

- a) realizar a modelagem matemática do gerador síncrono, sistema de excitação, AVR e PSS e analisar as técnicas de sintonia convencional destes controladores, baseadas em modelos linearizados;
- b) realizar um estudo teórico sobre o algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas, seu comportamento e aplicações;
- c) desenvolver e testar uma aplicação do algoritmo PSO para sintonia ótima do AVR e PSS, visando comprovar sua eficiência na obtenção de parâmetros ótimos para melhoria da estabilidade dinâmica do sistema elétrico de potência.

1.7 Produção científica

A seguir destacam-se os trabalhos publicados e relacionados a presente pesquisa:

- [1] SILVA JÚNIOR, J. N. R.; FALCUCCI, M.; NASCIMENTO, J. A.; BRAGA, A. P. S. Sintonia Ótima de Controlador PID Aplicado na Regulação de Tensão de Geradores Síncronos Utilizando Algoritmos Genéticos e Otimização por Enxame de Partículas. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 17., 2008, Juiz de Fora. **Anais...** Juiz de Fora: Sociedade Brasileira de Automática, 2008. CD-ROM.
- [2] FALCUCCI, M.; SILVA JÚNIOR, J. N. R.; BRAGA, A. P. S.; NASCIMENTO, J. A. Determinação dos Parâmetros Ótimos de um Controlador PID aplicado na Regulação de Tensão de Geradores Síncronos através do Método de Otimização por Enxame de Partículas – PSO. In: SIMPÓSIO BRASILEIRO DE INTELIGÊNCIA COMPUTACIONAL, 1., 2007, Florianópolis. **Anais...** Florianópolis: Sociedade Brasileira de Redes Neurais, 2007. CD-ROM.

- [3] SOUZA, F. M. F.; DANIEL, E. L. F.; NASCIMENTO, J. A.; BRAGA, A. P. S.; SILVA JÚNIOR, J. N. R. Projeto Genético de Estabilizadores de Sistemas de Potência do Sistema CHESF Oeste. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE REDES NEURAIAS, 8., 2007, Florianópolis. **Anais...** Florianópolis: Sociedade Brasileira de Redes Neurais, 2007. CD-ROM.
- [4] DANIEL, E. L. F.; SOUZA, F. M. F.; BRAGA, A. P. S.; NASCIMENTO, J. A.; SILVA JÚNIOR, J. N. R.; FALCUCCI, M. PSS Tuning of the Combined Cycle Power Station by Neural Network. In: WORLD CONGRESS ON ENGINEERING AND COMPUTER SCIENCE, 2007, San Francisco. **Proceedings...** San Francisco: International Association of Engineers, 2007.
- [5] DANIEL, E. L. F.; SOUZA, F. M. F.; NASCIMENTO, J. A.; SILVA JÚNIOR, J. N. R.; FALCUCCI, M. Modelagem de Parâmetros para Estabilizadores de Sistema de Potência (ESP) de Usinas Térmicas de Ciclo Combinado utilizando-se Redes Neurais MLP e RBF. In: SEMINÁRIO NACIONAL DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO, 5., 2007, Salvador. **Anais...** Salvador: Associação Brasileira dos Profissionais de Instrumentação, Controle e Automação, 2007. CD-ROM.
- [6] DANIEL, E. L. F.; BRAGA, A. P. S.; SOUZA, F. M. F.; NASCIMENTO, J. A.; CAMPOS, J. C. T.; SILVA JÚNIOR, J. N. R.; FALCUCCI, M. Estabilizadores de Sistema de Potência ajustado por Redes Neurais. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE REDES NEURAIAS, 8., 2007, Florianópolis. **Anais...** Florianópolis: Sociedade Brasileira de Redes Neurais, 2007. CD-ROM.
- [7] SILVA JÚNIOR, J. N. R.; DANIEL, E. L. F.; SOUZA, F. M. F.; NASCIMENTO, J. A.; CAMPOS, J. C. T.; FALCUCCI, M. Projeto de Estabilizadores de Usinas Termelétricas a Ciclo Combinado. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE EFICIÊNCIA ENERGÉTICA, 2., 2007, Vitória. **Anais...** Vitória: Associação Brasileira de Eficiência Energética, 2007. CD-ROM.
- [8] SOUZA, F. M. F.; DANIEL, E. L. F.; NASCIMENTO, J. A.; SILVA JÚNIOR, J. N. R.; FALCUCCI, M. PSS Desing of the Combined Cycle

- Power Station (CCPS). In: WORLD CONGRESS ON ENGINEERING AND COMPUTER SCIENCE, 2007, San Francisco. **Proceedings...** San Francisco: International Association of Engineers, 2007.
- [9] SOUZA, F. M. F.; DANIEL, E. L. F.; NASCIMENTO, J. A.; SILVA JÚNIOR, J. N. R.; CAMPOS, J. C. T.; FALCUCCI, M. Modelagem de Estabilizadores de Sistemas de Potência de Usinas Termelétricas a Ciclo Combinado. In: SEMINÁRIO NACIONAL DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO, 5., 2007, Salvador. **Anais...** Salvador: Associação Brasileira dos Profissionais de Instrumentação, Controle e Automação, 2007. CD-ROM.
- [10] NASCIMENTO, J. A.; CAMPOS, J. C. T.; DANIEL, E. L. F.; SOUZA, F. M. F.; SILVA JÚNIOR, J. N. R.; FALCUCCI, M. Modelagem dos Parâmetros dos Estabilizadores de Sistema de Potência de uma Termelétrica a Ciclo Combinado. In: CONGRESSO DE INOVAÇÃO TECNOLÓGICA EM ENERGIA ELÉTRICA, 4., 2007, Araxá. **Anais...** Araxá: Agência Nacional de Energia Elétrica, 2007. CD-ROM.
- [11] SOUZA, F. M. F.; DANIEL, E. L. F.; SILVA JÚNIOR, J. N. R.; NASCIMENTO, J. A.; CAMPOS, J. C. T., FALCUCCI, M. Modelagem de Reguladores de Tensão e Estabilizadores de Sistemas de Potência de Usinas Termelétricas a Ciclo Combinado. In: ENCONTRO DE MODELAGEM COMPUTACIONAL, 9., 2006, Belo Horizonte. **Anais...** Belo Horizonte: Instituto Politécnico da Universidade Estadual do Rio de Janeiro, 2006. CD-ROM.

1.8 Organização dos capítulos

Este trabalho está estruturado em sete capítulos, abrangendo desde a modelagem e caracterização do sistema até a proposição e aplicação do algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas para sintonia ótima do AVR e PSS aplicados no controle de excitação de geradores síncronos de usinas termelétricas de ciclo combinado.

No capítulo 2 é apresentado o modelo matemático para simulação dinâmica da máquina síncrona em função das suas reatâncias e constantes de tempo, desenvolvido a partir

das equações de Park. A partir do modelo de sexta ordem apresentado é obtido o modelo linearizado de terceira ordem do sistema máquina conectada a uma barra infinita para fins de projeto dos controladores de tensão e amortecimento.

O capítulo 3 descreve as características básicas dos principais tipos de sistemas de excitação de geradores síncronos, destacando a análise do comportamento dinâmico e a modelagem matemática usada em simulações de estabilidade a pequenos sinais. São analisados ainda os parâmetros de modelos padronizados pelo IEEE (1992) e encontrados em grande parte de geradores térmicos.

O capítulo 4 introduz o algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas em termos do comportamento social e cognitivo da população, bem como sua aplicação na solução de problemas de engenharia. Neste capítulo, são discutidos algoritmos que trabalham em um espaço de busca binário e, posteriormente, o modelo que opera em um espaço de busca formado por números reais.

No capítulo 5 é desenvolvida a aplicação do PSO para determinação dos parâmetros ótimos do AVR e PSS associados ao controle da excitação de um gerador síncrono utilizado em usinas termelétricas de ciclo combinado. Com base no modelo desenvolvido nos capítulos 2 e 3, é analisado o comportamento dinâmico do sistema em malha aberta e definidos os parâmetros e requisitos de desempenho para o algoritmo de otimização. Após a definição dos parâmetros ótimos dos controladores, apresentam-se os resultados obtidos com base em simulações do comportamento dinâmico do sistema controlado. Neste capítulo é analisado ainda o desempenho do algoritmo em comparação a técnicas convencionais de sintonia de controladores.

Finalmente, o capítulo 6 descreve as conclusões gerais do trabalho e sugestões para pesquisas posteriores.

2 MODELAGEM DA MÁQUINA SÍNCRONA

Geradores síncronos são bastante utilizados em sistemas de potência. A operação simultânea de várias unidades geradoras em um sistema interligado de transmissão e distribuição de energia requer o uso de controladores rápidos e eficientes para manter o sincronismo entre as máquinas e proporcionar a manutenção dos níveis de tensão e frequência dentro de limites aceitáveis para as cargas (KUNDUR, 1993).

O sucesso da aplicação de controladores em processos reais, no entanto, depende do correto ajuste dos parâmetros do controlador, seja através de métodos empíricos ou pela aplicação de métodos matemáticos ou computacionais de projeto de controladores. Neste último caso, é necessário desenvolver um modelo matemático que descreva o comportamento do processo e permita obter as equações diferenciais que descrevem de maneira satisfatória o comportamento dinâmico da máquina (ÁSTRÖM; HÄGGLUND, 1994).

Este capítulo apresenta o modelo matemático para a simulação dinâmica da máquina síncrona em função das suas reatâncias e constantes de tempo. O modelo foi desenvolvido a partir das equações de Park. A partir do modelo de sexta ordem apresentado é obtido o modelo linearizado de terceira ordem do sistema máquina conectada a uma barra infinita para fins de projeto do controlador.

2.1 Introdução

As máquinas síncronas podem ser de dois tipos: máquinas de pólos lisos (rotor cilíndrico) e máquinas de pólos salientes. Nas unidades hidrelétricas, onde as máquinas operam em baixa velocidade (devido à grande inércia da máquina por características da turbina hidráulica), são utilizadas máquinas de pólos salientes. Em unidades termoelétricas, onde as máquinas operam em alta velocidade, são utilizadas máquinas síncronas de pólos lisos (para evitar as forças de atrito entre o rotor e o ar).

O gerador síncrono é formado por dois elementos essenciais: o enrolamento de campo e o enrolamento de armadura. Devido à necessidade de maior espaço para o isolamento elétrico e do maior esforço mecânico submetido à armadura, a construção física do gerador acomoda este enrolamento em um elemento fixo, chamado de estator. O enrolamento de campo, por sua vez, é constituído por um elemento girante envolvido pelo estator,

conhecido como rotor (KUNDUR, 1993).

Aplicando energia mecânica ao rotor enquanto circula corrente contínua pelo enrolamento de campo, induz-se uma tensão senoidal nos enrolamentos de armadura devido ao campo girante criado pelo rotor. A frequência desta tensão, disponível nos terminais do estator do gerador síncrono, é determinada pela velocidade angular e pelo número de pólos magnéticos do rotor.

Em regime permanente, o gerador síncrono opera com velocidade constante. Na ocorrência de perda do equilíbrio entre a energia gerada e consumida (normalmente por uma mudança repentina de carga na rede), o gerador experimenta oscilações de velocidade até estabilizar em um novo ponto equilíbrio geração-consumo. Para amortecer as oscilações de velocidade e garantir a operação mais segura em condições de carregamento assimétrico, freqüentemente são utilizados enrolamentos amortecedores no rotor dos geradores.

Em uma máquina de pólos salientes, os enrolamentos amortecedores são projetados e dispostos na face polar do rotor. Na presença de transitórios, são induzidas correntes parasitas nestes enrolamentos, contribuindo para o amortecimento das oscilações. Destaca-se que a construção laminada da face polar de máquinas com pólos salientes reduz a magnitude de correntes de Foucault através do ferro do rotor, tornando desnecessária a modelagem do seu efeito amortecedor adicional.

Por outro lado, em máquinas de pólos lisos, utilizadas em turbinas a vapor ou gás, não são projetados enrolamentos adicionais para o amortecimento. O próprio corpo do rotor sólido, quando submetido a condições dinâmicas, oferece caminhos para correntes parasitas (corrente de Foucault) que possuem efeito equivalente aos enrolamentos amortecedores de máquinas com pólos salientes. Para o projeto de controladores aplicados a geradores com pólos lisos, o efeito destas correntes deve ser modelado, uma vez que produzem amortecimento natural para a máquina (CARI, 2005; KUNDUR, 1993).

2.2 Equações elétricas da máquina síncrona

Para o desenvolvimento de equações que representem a máquina síncrona, é necessário realizar as seguintes considerações:

- a) os enrolamentos do estator são senoidalmente distribuídos ao longo do entreferro na medida em que se consideram os efeitos mútuos com o rotor;

- b) as ranhuras do estator não causam variações significativas nas indutâncias do rotor quando o mesmo encontra-se em movimento;
- c) a histerese magnética é desconsiderada;
- d) os efeitos da saturação magnética são desconsiderados.

As considerações (a), (b) e (c) são razoáveis. A principal justificativa vem da comparação entre o desempenho de máquinas calculado respeitando estas considerações e medidas reais de desempenho. A consideração (d) é feita para facilitar a modelagem. Ao desconsiderar a saturação magnética, a modelagem da máquina trata apenas com circuitos lineares, o que torna possível aplicar o princípio da superposição (KUNDUR, 1993). Nesta seção, será desenvolvida a modelagem da máquina síncrona considerando lineares as relações fluxo-corrente.

A máquina síncrona considerada para a modelagem possui três enrolamentos de armadura, um enrolamento de campo e três enrolamentos amortecedores. Modelagens tradicionais adotam apenas dois enrolamentos de amortecimento, situados no rotor (ANDERSON; FOUAD, 1994; KUNDUR, 1993). No entanto, para melhor caracterizar máquinas com rotor de pólos lisos, o modelo considera um enrolamento adicional no rotor, possibilitando incluir uma porção substancial do efeito amortecedor num gerador com turbina a gás ou vapor, devido às correntes induzidas no ferro do rotor (MOTA, 2006).

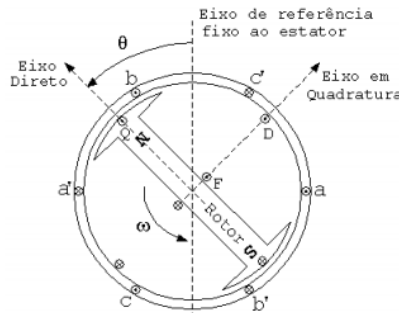
Estes sete enrolamentos estão magneticamente acoplados pelo fluxo, sendo este uma função da posição do rotor. A tensão terminal instantânea em qualquer dos enrolamentos é definida pela equação (2.1), sendo φ o fluxo no entreferro, r a resistência do enrolamento e i a corrente elétrica. Devido à variação de φ com o movimento do rotor, a expressão matemática para as tensões nos enrolamentos torna-se de difícil manipulação, a menos que transformações apropriadas sejam empregadas.

$$v = \pm \sum ri \pm \sum \dot{\varphi} \quad (2.1)$$

A transformada de Park (PARK, 1929) define um novo grupo de variáveis estatóricas adotando um referencial girante com o rotor. As novas variáveis são obtidas pela projeção das atuais variáveis do estator em três eixos: o primeiro alinhado com o eixo magnético do enrolamento de campo, conhecido como eixo direto (eixo-d); o segundo alinhado com o eixo magneticamente neutro do enrolamento de campo, situado a 90° elétricos atrasado em relação ao eixo-d e conhecido como eixo em quadratura (eixo-q); e o terceiro em um eixo estacionário, proporcional a corrente de seqüência zero. A figura 2.1 ilustra a

representação de uma máquina síncrona de dois pólos, adotando o eixo da fase a como o referencial de posição do estator.

Figura 2.1 – Máquina síncrona de dois pólos



Fonte: MOTA, 2006.

A transformada de Park, também conhecida como transformada dq0, faz com que as equações diferenciais que definem as tensões nos enrolamentos da máquina passem a ter coeficientes constantes, facilitando consideravelmente sua modelagem matemática. A transformada dq0 é descrita pela equação (2.2), sendo \mathbf{P} a matriz de transformação de Park.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \mathbf{P} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

A matriz \mathbf{P} é definida como:

$$\mathbf{P} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\text{sen} \theta & -\text{sen}(\theta - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

A transformada inversa é obtida pela aplicação da matriz \mathbf{P}^{-1} , definida como:

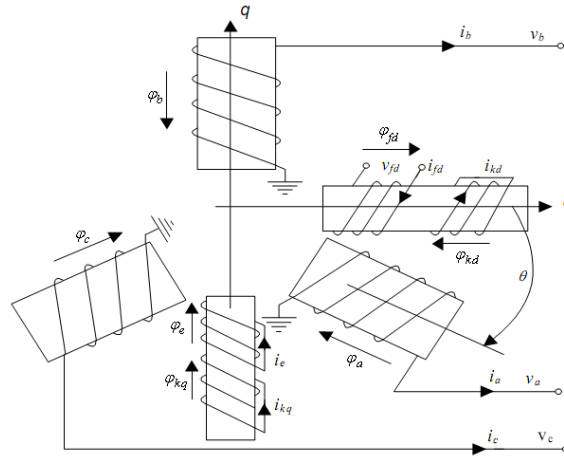
$$\mathbf{P}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\text{sen} \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\text{sen}(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Expressões similares a (2.2) podem também ser escritas para as tensões nos enrolamentos e fluxos magnéticos.

O modelo seguinte será desenvolvido a partir das equações de Park com adição de mais um enrolamento amortecedor no eixo em quadratura a fim de melhor modelar as máquinas com rotor de pólos lisos. Na figura 2.2 é mostrada uma máquina síncrona

funcionando como gerador, considerando três enrolamentos na armadura, três fases a , b e c , e quatro enrolamentos no rotor – dois no eixo direto e dois no eixo em quadratura.

Figura 2.2 – Diagrama esquemático dos enrolamentos de uma máquina síncrona



Fonte: MOTA, 2006.

2.2.1 Equações do fluxo magnético

A relação entre o fluxo concatenado e a corrente nos respectivos circuitos da figura 2.2 pode ser escrita como:

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \\ \varphi_{fd} \\ \varphi_e \\ \varphi_{kd} \\ \varphi_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_{aa} & -L_{ab} & -L_{ac} & L_{afd} & L_{ae} & L_{akd} & L_{akq} \\ -L_{ba} & -L_{bb} & -L_{bc} & L_{bfd} & L_{be} & L_{bkd} & L_{bkq} \\ -L_{ca} & -L_{cb} & -L_{cc} & L_{cfd} & L_{ce} & L_{ckd} & L_{ckq} \\ L_{fda} & L_{fdb} & L_{fdc} & L_{fdfd} & L_{fde} & L_{fdkd} & L_{fdkq} \\ L_{ea} & L_{eb} & L_{ec} & L_{efd} & L_{ee} & L_{ekd} & L_{ekq} \\ L_{kda} & L_{kdb} & L_{kdc} & L_{kdfd} & L_{kde} & L_{kdkd} & L_{kdkq} \\ L_{kqa} & L_{kqb} & L_{kqc} & L_{kqfd} & L_{kqe} & L_{kqkd} & L_{kqkq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_{fd} \\ i_e \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

A diagonal principal da matriz de indutâncias da equação (2.5) representa as indutâncias próprias de cada enrolamento, enquanto as demais variáveis quantificam as indutâncias mútuas entre os sete enrolamentos do gerador síncrono em estudo. Para facilitar a análise, pode-se dividir a matriz de indutâncias em quatro sub-matrizes: uma representando as indutâncias relacionadas ao estator $[-\mathbf{L}_{estator}]$, outra relacionada ao rotor $[\mathbf{L}_{rotor}]$ e as demais representando as indutâncias mútuas entre estator e rotor $[\mathbf{L}_{estator-rotor}] = [\mathbf{L}_{rotor-estator}]$.

2.2.1.1 Indutâncias relacionadas ao estator

As indutâncias próprias de cada enrolamento do estator, representadas pela diagonal principal da sub-matriz $[-\mathbf{L}_{estator}]$, são funções da relação entre o fluxo magnético e a corrente em cada enrolamento. Considerando que o fluxo no entreferro tenha distribuição senoidal no gerador síncrono, conclui-se que as indutâncias próprias do estator variam em função do ângulo θ . Além do fluxo no entreferro, deve-se considerar ainda o efeito do fluxo de dispersão em cada enrolamento da armadura, o qual independe da posição do rotor e é representado por uma componente constante na indutância própria de cada enrolamento (KUNDUR, 1993). Adotando a fase a como referencial e assumindo que todos os enrolamentos da armadura são idênticos, as indutâncias próprias do estator podem ser descritas pelas equações (2.6), (2.7) e (2.8), sendo $L_s > L_m$ e ambas constantes.

$$L_{aa} = L_s + L_m \cos 2\theta \quad (2.6)$$

$$L_{bb} = L_s + L_m \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.7)$$

$$L_{cc} = L_s + L_m \cos 2\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.8)$$

As indutâncias mútuas entre dois enrolamentos da armadura, representadas pelos elementos fora da diagonal principal da sub-matriz $[-\mathbf{L}_{estator}]$, também apresentam um comportamento senoidal devido à forma construtiva do rotor. São sempre negativas e têm seu valor absoluto máximo quando os pólos norte e sul estão equidistantes do centro dos dois enrolamentos considerados (KUNDUR, 1993). Considerando o efeito do fluxo no entreferro e do fluxo de dispersão, as indutâncias mútuas entre os enrolamentos da armadura são descritas pelas equações (2.9), (2.10) e (2.11), sendo $|M_s| > L_m$.

$$L_{ab} = L_{ba} = -\left[M_s + L_m \cos 2\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right)\right] \quad (2.9)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -\left[M_s + L_m \cos 2\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right)\right] \quad (2.10)$$

$$L_{ca} = L_{ac} = -\left[M_s + L_m \cos 2\left(\theta + \frac{5\pi}{6}\right)\right] \quad (2.11)$$

2.2.1.2 Indutâncias relacionadas ao rotor

Devido à estrutura cilíndrica do estator, as indutâncias relacionadas ao rotor não

variam com a posição do mesmo (KUNDUR, 1993). Além disso, como o acoplamento magnético entre os eixos d e q é nulo, todos os pares de enrolamento deslocados de 90° são iguais a zero. A sub-matriz que representa as indutâncias relacionadas ao rotor pode, então, ser reescrita pela equação (2.12), sendo $L_{fdkd} = L_{kdfd}$ no eixo direto e $L_{ekq} = L_{kqe}$ no eixo em quadratura.

$$[\mathbf{L}_{rotor}] = \begin{bmatrix} L_{fdfd} & 0 & L_{fdkd} & 0 \\ 0 & L_{ee} & 0 & L_{ekq} \\ L_{kdfd} & 0 & L_{kdkd} & 0 \\ 0 & L_{kqe} & 0 & L_{kqkq} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

2.2.1.3 Indutâncias mútuas entre estator e rotor

As indutâncias mútuas entre o estator e o rotor, representadas pelas sub-matrizes $[\mathbf{L}_{estator-rotor}]$ e $[\mathbf{L}_{rotor-estator}]$, variam em função do ângulo θ devido ao movimento relativo existente entre estes enrolamentos. Quando o enrolamento da armadura está alinhado com o enrolamento do rotor, o fluxo entre estes dois enrolamentos é máximo e a indutância mútua é máxima. Quando, porém, os dois enrolamentos estão deslocados de 90° , não há fluxo entre os enrolamentos e a indutância é zero.

Considerando que a força magneto-motriz tenha distribuição senoidal e adotando a fase a como referencial, as indutâncias mútuas entre os enrolamentos do estator e rotor são dadas por:

$$L_{afd} = L_{fda} = M_{fd} \cos \theta \quad (2.13)$$

$$L_{bfd} = L_{fdb} = M_{fd} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.14)$$

$$L_{cfd} = L_{fdc} = M_{fd} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.15)$$

$$L_{ae} = L_{ea} = M_e \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.16)$$

$$L_{be} = L_{eb} = M_e \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \quad (2.17)$$

$$L_{ce} = L_{ec} = M_e \cos\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right) \quad (2.18)$$

$$L_{akd} = L_{kda} = M_{kd} \cos \theta \quad (2.19)$$

$$L_{bkd} = L_{kdb} = M_{kd} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.20)$$

$$L_{ckd} = L_{kdc} = M_{kd} \cos\left(\theta + 2\pi/3\right) \quad (2.21)$$

$$L_{akq} = L_{kqa} = M_{kq} \cos\left(\theta + \pi/2\right) \quad (2.22)$$

$$L_{bkq} = L_{kqb} = M_{kq} \cos\left(\theta - \pi/6\right) \quad (2.23)$$

$$L_{ckq} = L_{kqc} = M_{kq} \cos\left(\theta - 5\pi/6\right) \quad (2.24)$$

2.2.1.4 Fluxos concatenados em termos das variáveis de Park

Para eliminar a aparência explícita dos parâmetros variáveis presentes na equação (2.5), aplica-se a transformação de Park para se obter um conjunto de equações com coeficientes invariáveis no tempo. Aplicando a transformada de Park para o fluxo concatenado e para as correntes nas fases a , b e c , a equação (2.5) pode ser reescrita como:

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = \mathbf{P} \cdot [-\mathbf{L}_{estator}] \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \mathbf{P} \cdot [\mathbf{L}_{estator-rotor}] \cdot \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_e \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{fd} \\ \varphi_e \\ \varphi_{kd} \\ \varphi_{kq} \end{bmatrix} = [\mathbf{L}_{rotor-estator}] \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + [\mathbf{L}_{rotor}] \cdot \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_e \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Sabendo que para correntes balanceadas na armadura da máquina $i_0 = \varphi_0 = 0$, substituindo as equações (2.3) e (2.4) nas equações (2.25) e (2.26), bem como os valores das indutâncias expressas pelas equações (2.6) a (2.24), obtém-se, após simplificações trigonométricas:

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_{fd} \\ \varphi_e \\ \varphi_{kd} \\ \varphi_{kq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_d & 0 & M_{fd} & 0 & M_{kd} & 0 \\ 0 & -L_q & 0 & M_e & 0 & M_{kq} \\ -\frac{3}{2}M_{fd} & 0 & L_{fdfd} & 0 & L_{fdkd} & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}M_e & 0 & L_{ee} & 0 & L_{ekq} \\ -\frac{3}{2}M_{kd} & 0 & L_{kdfd} & 0 & L_{kdkd} & 0 \\ 0 & -\frac{3}{2}M_{kq} & 0 & L_{kqe} & 0 & L_{kqkq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{fd} \\ i_e \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Na equação (2.27), as indutâncias L_d e L_q são definidas como:

$$L_d = L_s + M_s + \frac{3}{2}L_m \quad (2.28)$$

$$L_q = L_s + M_s - \frac{3}{2}L_m \quad (2.29)$$

2.2.2 Equações das tensões nos enrolamentos

As equações de tensão no gerador síncrono podem ser escritas na forma da equação (2.1). Tomando como referência o diagrama esquemático dos enrolamentos do gerador síncrono apresentado na figura 2.2, as equações de tensão são escritas como:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_{fd} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_b & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_c & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{fd} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_{fd} \\ i_e \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_a \\ \dot{\phi}_b \\ \dot{\phi}_c \\ \dot{\phi}_{fd} \\ \dot{\phi}_e \\ \dot{\phi}_{kd} \\ \dot{\phi}_{kq} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Aplicando a transformada de Park para as tensões, fluxos concatenados e correntes nas fases a , b e c , a equação (2.30) pode ser reescrita como:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \mathbf{P} \cdot [-\mathbf{R}_{estator}] \cdot \mathbf{P}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \mathbf{P} \cdot \frac{d}{dt} \left(\mathbf{P}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_0 \end{bmatrix} \right) \quad (2.31)$$

$$\begin{bmatrix} v_{fd} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [\mathbf{R}_{rotor}] \cdot \begin{bmatrix} i_{fd} \\ i_e \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{fd} \\ \dot{\phi}_e \\ \dot{\phi}_{kd} \\ \dot{\phi}_{kq} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Sabendo-se que $R_a = R_b = R_c = R$ e que para correntes balanceadas na armadura da máquina $i_0 = \phi_0 = 0$, substituindo as equações (2.3) e (2.4) na equação (2.31), obtém-se, após simplificações trigonométricas:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_{fd} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{fd} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_e & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{fd} \\ i_e \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_d \\ \dot{\phi}_q \\ \dot{\phi}_{fd} \\ \dot{\phi}_e \\ \dot{\phi}_{kd} \\ \dot{\phi}_{kq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\dot{\theta}\varphi_q \\ \dot{\theta}\varphi_d \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Os termos $\dot{\theta}\varphi_q = \omega_r\varphi_q$ e $\dot{\theta}\varphi_d = \omega_r\varphi_d$, presentes nas equações das tensões v_d e v_q , respectivamente, representam as tensões induzidas nos enrolamentos da armadura devido ao fluxo magnético girante em sincronismo com o rotor.

2.2.3 Representação em p.u.

Em estudos de Sistemas de Potência, é conveniente utilizar a representação em p.u. para normalizar as variáveis do sistema.

2.2.3.1 Equações para as tensões nos enrolamentos em p.u.

Para o estator, utilizam-se as seguintes grandezas como valores de base:

- e_{sbase} , que representa o valor de pico da tensão nominal do estator;
- i_{sbase} , que representa o valor de pico da corrente nominal do estator; e
- f_{base} , que representa a freqüência nominal do gerador.

A partir das grandezas apresentadas, os demais valores de base para o estator são definidos como:

$$\omega_{base} = 2\pi f_{base} \text{ rad/seg} \quad (2.34)$$

$$Z_{sbase} = \frac{e_{sbase}}{i_{sbase}} \text{ ohms} \quad (2.35)$$

$$L_{sbase} = \frac{Z_{sbase}}{\omega_{base}} \text{ henrys} \quad (2.36)$$

$$\varphi_{sbase} = L_{sbase} i_{sbase} = \frac{e_{sbase}}{\omega_{base}} \text{ weber} \quad (2.37)$$

$$S_{base} = \frac{3}{2} e_{sbase} i_{sbase} \text{ VA} \quad (2.38)$$

Dividindo-se ambos os termos da equação que define a tensão no eixo direto v_d , obtida a partir da equação matricial (2.33), pela tensão de base $e_{sbase} = i_{sbase} Z_{sbase} = \omega_{base} \varphi_{sbase}$, obtém-se a equação em p.u.:

$$\bar{v}_d = -\bar{R}\bar{i}_d + \frac{1}{\omega_{base}} \bar{\dot{\varphi}}_d - \bar{\omega}_r \bar{\varphi}_q \quad (2.39)$$

De forma semelhante, a equação que define a tensão no eixo em quadratura v_q , em p.u., é dada por:

$$\bar{v}_q = -\bar{R}\bar{i}_q + \frac{1}{\omega_{base}} \bar{\dot{\varphi}}_q + \bar{\omega}_r \bar{\varphi}_d \quad (2.40)$$

Para o rotor, de forma semelhante às relações definidas nas equações (2.35), (2.36) e (2.37), definem-se as seguintes grandezas de base para cada enrolamento de campo:

$$Z_{fdbase} = \frac{e_{fdbase}}{i_{fdbase}} \text{ ohms} \quad (2.41)$$

$$Z_{ebase} = \frac{e_{ebase}}{i_{ebase}} \text{ ohms} \quad (2.42)$$

$$Z_{kdbase} = \frac{e_{kdbase}}{i_{kdbase}} \text{ ohms} \quad (2.43)$$

$$Z_{kqbase} = \frac{e_{kqbase}}{i_{kqbase}} \text{ ohms} \quad (2.44)$$

$$L_{fdbase} = \frac{Z_{fdbase}}{\omega_{base}} \text{ henrys} \quad (2.45)$$

$$L_{ebase} = \frac{Z_{ebase}}{\omega_{base}} \text{ henrys} \quad (2.46)$$

$$L_{kdbase} = \frac{Z_{kdbase}}{\omega_{base}} \text{ henrys} \quad (2.47)$$

$$L_{kqbase} = \frac{Z_{kqbase}}{\omega_{base}} \text{ henrys} \quad (2.48)$$

$$\varphi_{fdbase} = L_{fdbase} i_{fdbase} = \frac{e_{fdbase}}{\omega_{base}} \text{ weber} \quad (2.49)$$

$$\varphi_{ebase} = L_{ebase} i_{ebase} = \frac{e_{ebase}}{\omega_{base}} \text{ weber} \quad (2.50)$$

$$\varphi_{kd\ base} = L_{kd\ base} i_{kd\ base} = \frac{e_{kd\ base}}{\omega_{base}} \text{ weber} \quad (2.51)$$

$$\varphi_{kq\ base} = L_{kq\ base} i_{kq\ base} = \frac{e_{kq\ base}}{\omega_{base}} \text{ weber} \quad (2.52)$$

Dividindo-se ambos os termos da equação que define a tensão de campo v_{fd} , obtida a partir da equação matricial (2.33), pela tensão de base $e_{fd\ base} = i_{fd\ base} Z_{fd\ base} = \omega_{base} \varphi_{fd\ base}$, obtém-se a equação em p.u.:

$$\bar{v}_{fd} = \bar{R}_{fd} \bar{i}_{fd} + \frac{1}{\omega_{base}} \bar{\varphi}_{fd} \quad (2.53)$$

De forma semelhante, as demais tensões relacionadas aos enrolamentos do rotor, expressas em p.u., são dadas por:

$$0 = \bar{R}_e \bar{i}_e + \frac{1}{\omega_{base}} \bar{\varphi}_e \quad (2.54)$$

$$0 = \bar{R}_{kd} \bar{i}_{kd} + \frac{1}{\omega_{base}} \bar{\varphi}_{kd} \quad (2.55)$$

$$0 = \bar{R}_{kq} \bar{i}_{kq} + \frac{1}{\omega_{base}} \bar{\varphi}_{kq} \quad (2.56)$$

2.2.3.2 Equações para o fluxo magnético em p.u.

As equações do fluxo magnético em p.u. podem ser significativamente simplificadas de acordo com a escolha das grandezas de base para o rotor. Para satisfazer a esta necessidade, devem ser consideradas as seguintes condições (KUNDUR, 1993):

- a) as indutâncias mútuas em p.u. entre diferentes enrolamentos devem ser recíprocas;
- b) as indutâncias mútuas em p.u. entre os circuitos do estator e rotor em cada eixo devem ser iguais.

Segundo Kundur (1993, p. 79-81), para satisfazer à condição (a) é necessário que a potência de base de cada enrolamento do rotor seja igual à potência trifásica de base do estator, definida na equação (2.38). Assim:

$$e_{fd\ base} i_{fd\ base} = \frac{3}{2} e_{s\ base} i_{s\ base} \text{ VA} \quad (2.57)$$

$$e_{e\text{base}} i_{e\text{base}} = \frac{3}{2} e_{s\text{base}} i_{s\text{base}} \quad \text{VA} \quad (2.58)$$

$$e_{kd\text{base}} i_{kd\text{base}} = \frac{3}{2} e_{s\text{base}} i_{s\text{base}} \quad \text{VA} \quad (2.59)$$

$$e_{kq\text{base}} i_{kq\text{base}} = \frac{3}{2} e_{s\text{base}} i_{s\text{base}} \quad \text{VA} \quad (2.60)$$

As indutâncias próprias dos enrolamentos do estator, definidas pelas equações (2.28) e (2.29), estão associadas com o fluxo concatenado total induzido pelas correntes i_d e i_q , respectivamente. Elas podem ser divididas em duas partes: a indutância de dispersão da armadura devido ao fluxo que não passa pelo entreferro (L_l) e a indutância mútua devido ao fluxo na linha do entreferro (L_{ad} e L_{aq}). As indutâncias de dispersão do estator em ambos os eixos são iguais (KUNDUR, 1993), logo:

$$L_d = L_l + L_{ad} \quad (2.61)$$

$$L_q = L_l + L_{aq} \quad (2.62)$$

Para satisfazer à condição (b) é necessário, portanto, que os fluxos magnéticos induzidos na linha do entreferro pelas correntes nos diversos enrolamentos da máquina sejam iguais. Segundo Mota (2006, p. 46), este requisito é atendido assumindo que os valores de base para as correntes nos enrolamentos do rotor sejam dados por:

$$i_{fd\text{base}} = \frac{L_{ad}}{M_{fd}} i_{s\text{base}} \quad (2.63)$$

$$i_{e\text{base}} = \frac{L_{aq}}{M_e} i_{s\text{base}} \quad (2.64)$$

$$i_{kd\text{base}} = \frac{L_{ad}}{M_{kd}} i_{s\text{base}} \quad (2.65)$$

$$i_{kq\text{base}} = \frac{L_{aq}}{M_{kq}} i_{s\text{base}} \quad (2.66)$$

Dividindo-se ambos os termos das equações que definem os fluxos magnéticos no eixo direto φ_d , φ_{fd} e φ_{kd} , obtidas a partir da equação matricial (2.27), pelos fluxos de base de cada enrolamento, definidos pelas equações (2.37), (2.49) e (2.51), respectivamente, obtêm-se as equações em p.u.:

$$\bar{\varphi}_d = -\frac{\omega_{base} L_d i_{sbase}}{e_{sbase}} \bar{i}_d + \frac{\omega_{base} M_{fd} i_{fd base}}{e_{sbase}} \bar{i}_{fd} + \frac{\omega_{base} M_{kd} i_{kd base}}{e_{sbase}} \bar{i}_{kd} \quad (2.67)$$

$$\bar{\varphi}_{fd} = -\frac{3}{2} \frac{\omega_{base} M_{fd} i_{sbase}}{e_{fd base}} \bar{i}_d + \frac{\omega_{base} L_{fdfd} i_{fd base}}{e_{fd base}} \bar{i}_{fd} + \frac{\omega_{base} L_{fdkd} i_{kd base}}{e_{fd base}} \bar{i}_{kd} \quad (2.68)$$

$$\bar{\varphi}_{kd} = -\frac{3}{2} \frac{\omega_{base} M_{kd} i_{sbase}}{e_{kd base}} \bar{i}_d + \frac{\omega_{base} L_{kdfd} i_{fd base}}{e_{kd base}} \bar{i}_{fd} + \frac{\omega_{base} L_{kdkd} i_{kd base}}{e_{kd base}} \bar{i}_{kd} \quad (2.69)$$

A partir das equações (2.67), (2.68) e (2.69), definem-se algumas reatâncias da máquina em p.u., usando-se, quando necessário, as relações (2.57), (2.59), (2.63) e (2.65) para referenciar as tensões e correntes do rotor à armadura:

$$\bar{x}_d = \omega_{base} L_d \frac{i_{sbase}}{e_{sbase}} \quad (2.70)$$

$$\bar{x}_{fd} = \omega_{base} L_{fdfd} \frac{i_{fd base}}{e_{fd base}} = \frac{2}{3} \omega_{base} L_{fdfd} \frac{L_{ad}^2}{M_{fd}^2} \frac{i_{sbase}}{e_{sbase}} \quad (2.71)$$

$$\bar{x}_{kd} = \omega_{base} L_{kdkd} \frac{i_{kd base}}{e_{kd base}} = \frac{2}{3} \omega_{base} L_{kdkd} \frac{L_{ad}^2}{M_{kd}^2} \frac{i_{sbase}}{e_{sbase}} \quad (2.72)$$

$$\bar{x}_{afd} = \omega_{base} M_{fd} \frac{i_{fd base}}{e_{sbase}} = \frac{3}{2} \omega_{base} M_{fd} \frac{i_{sbase}}{e_{fd base}} = \omega_{base} M_{fd} \frac{L_{ad}}{M_{fd}} \frac{i_{sbase}}{e_{sbase}} = \omega_{base} L_{ad} \frac{i_{sbase}}{e_{sbase}} \quad (2.73)$$

$$\bar{x}_{akd} = \omega_{base} M_{kd} \frac{i_{kd base}}{e_{sbase}} = \frac{3}{2} \omega_{base} M_{kd} \frac{i_{sbase}}{e_{kd base}} = \omega_{base} M_{kd} \frac{L_{ad}}{M_{kd}} \frac{i_{sbase}}{e_{sbase}} = \omega_{base} L_{ad} \frac{i_{sbase}}{e_{sbase}} \quad (2.74)$$

$$\bar{x}_{fdkd} = \omega_{base} L_{fdkd} \frac{i_{kd base}}{e_{fd base}} = \frac{2}{3} \frac{L_{fdkd} L_{ad}}{M_{fd} M_{kd}} \omega_{base} L_{ad} \frac{i_{sbase}}{e_{sbase}} \quad (2.75)$$

Conforme demonstrado por Mota (2006, p. 48), o termo $\frac{2}{3} \frac{L_{fdkd} L_{ad}}{M_{fd} M_{kd}} = 1$. Assim, a

equação (2.75) pode ser reescrita como:

$$\bar{x}_{fdkd} = \omega_{base} L_{ad} \frac{i_{sbase}}{e_{sbase}} \quad (2.76)$$

Pelas equações (2.73), (2.74) e (2.76), verifica-se que as indutâncias mútuas, em p.u., entre os circuitos do estator e rotor no eixo direto são iguais. Dessa forma, o sistema p.u. escolhido produziu a seguinte simplificação:

$$\bar{x}_{afd} = \bar{x}_{akd} = \bar{x}_{fdkd} = \bar{x}_{ad} \quad (2.77)$$

Substituindo, quando necessário, as equações (2.70), (2.71), (2.72) e (2.77) nas

equações (2.67), (2.68) e (2.69), pode-se escrever as equações dos fluxos magnéticos no eixo direto, em p.u. como:

$$\bar{\varphi}_d = -\bar{x}_d \bar{i}_d + \bar{x}_{ad} \bar{i}_{fd} + \bar{x}_{ad} \bar{i}_{kd} \quad (2.78)$$

$$\bar{\varphi}_{fd} = -\bar{x}_{ad} \bar{i}_d + \bar{x}_{fd} \bar{i}_{fd} + \bar{x}_{ad} \bar{i}_{kd} \quad (2.79)$$

$$\bar{\varphi}_{kd} = -\bar{x}_{ad} \bar{i}_d + \bar{x}_{ad} \bar{i}_{fd} + \bar{x}_{kd} \bar{i}_{kd} \quad (2.80)$$

Analogamente, para o eixo em quadratura, tem-se:

$$\bar{x}_q = \omega_{base} L_q \frac{i_{sbase}}{e_{sbase}} \quad (2.81)$$

$$\bar{x}_e = \omega_{base} L_{ee} \frac{i_{ebase}}{e_{ebase}} = \frac{2}{3} \omega_{base} L_{ee} \frac{L_{aq}^2}{M_e^2} \frac{i_{sbase}}{e_{sbase}} \quad (2.82)$$

$$\bar{x}_{kq} = \omega_{base} L_{kqkq} \frac{i_{kqbase}}{e_{kqbase}} = \frac{2}{3} \omega_{base} L_{kqkq} \frac{L_{aq}^2}{M_{kq}^2} \frac{i_{sbase}}{e_{sbase}} \quad (2.83)$$

$$\bar{x}_{ae} = \bar{x}_{akq} = \bar{x}_{kqe} = \omega_{base} L_{aq} \frac{i_{sbase}}{e_{sbase}} = \bar{x}_{aq} \quad (2.84)$$

As equações que definem os fluxos magnéticos no eixo em quadratura φ_q , φ_e e φ_{kq} , obtidas a partir da equação matricial (2.27), em p.u., são escritas como:

$$\bar{\varphi}_q = -\bar{x}_q \bar{i}_q + \bar{x}_{aq} \bar{i}_e + \bar{x}_{aq} \bar{i}_{kq} \quad (2.85)$$

$$\bar{\varphi}_e = -\bar{x}_{aq} \bar{i}_q + \bar{x}_e \bar{i}_e + \bar{x}_{aq} \bar{i}_{kq} \quad (2.86)$$

$$\bar{\varphi}_{kq} = -\bar{x}_{aq} \bar{i}_q + \bar{x}_{aq} \bar{i}_e + \bar{x}_{kq} \bar{i}_{kq} \quad (2.87)$$

2.3 Equação de oscilação da máquina síncrona

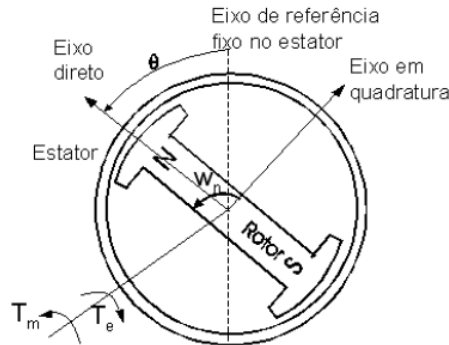
As equações diferenciais que descrevem o comportamento dinâmico do sistema de potência podem ser obtidas através de um balanço de potência em cada máquina do sistema. Tais equações analisam o desbalanceamento entre o torque eletromagnético e o torque mecânico de cada máquina e representam o fundamento de análises de estabilidade de sistemas de potência (KUNDUR, 1993).

Analisando a representação da máquina síncrona, ilustrada na figura 2.3, conclui-se que na ocorrência de qualquer desbalanceamento entre os torques atuando no rotor, o torque resultante de aceleração (ou desaceleração) é dado pela equação (2.88), sendo T_a o

torque de aceleração, T_m o torque mecânico e T_e o torque eletromagnético.

$$T_a = T_m - T_e \quad (2.88)$$

Figura 2.3 – Representação dos torques mecânico e eletromagnético na máquina síncrona



Fonte: CARI, 2005.

Baseado na lei de mecânica relacionada com massas girantes, o torque resultante aplicado ao rotor é dado pela equação (2.89), sendo J o momento de inércia de todas as massas girantes ligadas ao eixo e θ_m o ângulo mecânico entre o eixo e uma referência fixa.

$$J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} = T_m - T_e \quad (2.89)$$

A equação (2.89) pode ser normalizada em termos unitários da constante de inércia H , definida como a energia cinética em velocidade nominal dividida pela potência de base (KUNDUR, 1993). Usando ω_{mbase} para representar a velocidade angular em radianos por segundos mecânicos, a constante de inércia é escrita como:

$$H = \frac{1}{2} \frac{J \omega_{mbase}^2}{S_{base}} \quad (2.90)$$

Isolando o valor do momento de inércia J na equação (2.90) e substituindo na equação (2.89), tem-se que:

$$\frac{2H}{\omega_{mbase}} \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} = \frac{T_m - T_e}{S_{base} / \omega_{mbase}} \quad (2.91)$$

Considerando que o torque de base é dado pela equação (2.92) e que o ângulo elétrico θ_e , medido com relação a uma referência fixa, é relacionado com o ângulo mecânico do rotor θ_m conforme equação (2.93), sendo p o número de pólos da máquina, pode-se reescrever a equação (2.91) na forma da equação (2.94).

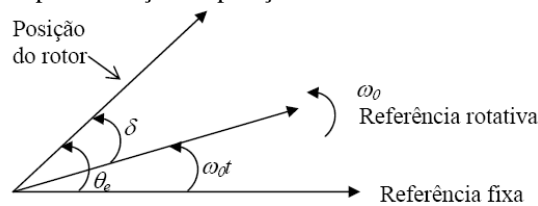
$$T_{base} = \frac{S_{base}}{\omega_{mbase}} \quad (2.92)$$

$$\theta_e = \frac{p}{2} \theta_m \quad (2.93)$$

$$\frac{2H}{\omega_{base}} \frac{d^2 \theta_e}{dt^2} = \bar{T}_m - \bar{T}_e \quad (2.94)$$

Em estudos de estabilidade é mais conveniente medir a posição angular com relação a um eixo rotativo em sincronismo do que com relação a um eixo estacionário, conforme ilustra a figura 2.4.

Figura 2.4 – Sistema de referência para medição da posição do rotor



Fonte: MOTA, 2006.

Se δ é a posição angular do rotor em radianos elétricos em relação a uma referência rotativa síncrona e δ_0 é seu valor em $t = 0$, tem-se que:

$$\delta = \theta_e - \omega_0 t + \delta_0 \quad (2.95)$$

A velocidade e a aceleração angular nessa referência rotativa são dadas por:

$$\frac{d\delta}{dt} = \frac{d\theta_e}{dt} - \omega_0 \quad (2.96)$$

$$\frac{d^2 \delta}{dt^2} = \frac{d^2 \theta_e}{dt^2} \quad (2.97)$$

Substituindo a equação (2.97) em (2.94) e adotando $\omega_{base} = 2\pi f_{base} = \omega_0$, tem-se que:

$$\frac{d^2 \delta}{dt^2} = \frac{\omega_0}{2H} (\bar{T}_m - \bar{T}_e) \quad (2.98)$$

Freqüentemente é desejável representar o efeito dos enrolamentos amortecedores, bem como contribuições de torques não incluídos em T_e , por uma componente de torque proporcional à variação de velocidade medida em relação à referência rotativa (ANDERSON; FOUAD, 1994). Em p.u., o torque amortecedor é dado por:

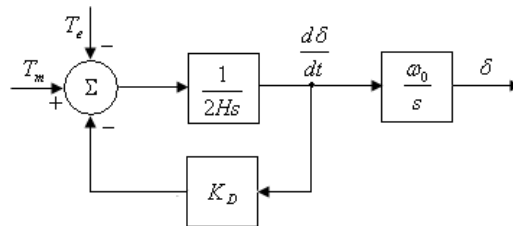
$$\bar{T}_D = K_D \left(\frac{d\theta_e}{dt} - \omega_0 \right) \frac{1}{\omega_{base}} = \frac{K_D}{\omega_0} \frac{d\delta}{dt} \quad (2.99)$$

Adicionando o torque amortecedor, expresso pela equação (2.99), à equação (2.98), tem-se que a equação de oscilação da máquina síncrona é dada por:

$$\frac{2H}{\omega_0} \frac{d^2\delta}{dt^2} = \bar{T}_m - \bar{T}_e - \frac{K_D}{\omega_0} \frac{d\delta}{dt} \quad (2.100)$$

A figura 2.5 ilustra a representação da equação de oscilação da máquina síncrona em diagrama de blocos. Por conveniência, omitiu-se a barra sobre as grandezas em p.u.

Figura 2.5 – Representação da equação de oscilação em diagrama de blocos



Fonte: KUNDUR, 1993.

2.4 Representação da máquina síncrona em estudos de estabilidade

A representação matemática completa de grandes sistemas de potência é extremamente complexa. Assim, para estudos de estabilidade da máquina síncrona, é aconselhável realizar simplificações nas equações diferenciais que descrevem seu comportamento dinâmico (ANDERSON; FOUAD, 1994). No modelo simplificado a ser desenvolvido nesta seção, qualquer imprecisão é levada em consideração, estabelecendo-se um compromisso entre a precisão necessária ao estudo e a facilidade de implementação do modelo.

2.4.1 Simplificação para estudos de grandes sistemas de potência

Para a análise de estabilidade de grandes sistemas de potência, as componentes de tensão proporcionais à variação dos fluxos magnéticos no eixo direto e em quadratura são desconsideradas quando comparadas com as tensões induzidas nos enrolamentos da armadura devido ao fluxo magnético girante em sincronismo com o rotor (ANDERSON; FOUAD, 1994). Em outras palavras, nas equações (2.39) e (2.40), os termos $\bar{\varphi}_d$ e $\bar{\varphi}_q$ são

desconsiderados por serem numericamente pequenos quando comparados com os termos $\bar{\omega}_r \bar{\varphi}_q$ e $\bar{\omega}_r \bar{\varphi}_d$, respectivamente.

Além disso, se as derivadas dos fluxos concatenados fossem incluídas na modelagem, estariam sendo representados com bastante precisão os torques amortecedores que aparecem nas máquinas durante a ocorrência de curtos-circuitos. Entretanto, para estudos de estabilidade de sistemas de potência de grande porte é aconselhável desprezar esses transitórios na armadura porque eles tornam não-senoidais as correntes das máquinas (MOTA, 2006).

Outra simplificação normalmente feita é assumir que as variações de velocidade do rotor são pequenas e não têm efeito significativo na tensão. Desta forma, considera-se que $\bar{\omega}_r \cong \omega_{base}$ e, conseqüentemente, o valor em p.u. da velocidade angular $\bar{\omega}_r$ é igual a 1,0 nas equações de tensão do estator. Conforme demonstrado por Kundur (1993, p. 175-179), esta simplificação contrabalança o efeito de desconsiderar $\bar{\varphi}_d$ e $\bar{\varphi}_q$ na medida em que são consideradas as oscilações de baixa freqüência do rotor.

Desprezando os transitórios da armadura ($\bar{\varphi}_d = \bar{\varphi}_q = 0$) e desconsiderando as variações de velocidade do rotor ($\bar{\omega}_r = 1$), as equações (2.39) e (2.40) podem ser reescritas na forma das equações (2.101) e (2.102). Tendo em vista que todas as grandezas apresentadas estão em p.u., para simplificar a notação omitiram-se as barras sobre as variáveis.

$$v_d = -Ri_d - \varphi_q \quad (2.101)$$

$$v_q = -Ri_q + \varphi_d \quad (2.102)$$

A partir das equações simplificadas (2.101) e (2.102), Mota (2006, p. 53-63) apresenta um modelo matemático para simulação dinâmica de máquinas síncronas formado por um conjunto de equações diferenciais de 6ª ordem. Este modelo é referenciado na literatura como modelo subtransitório (KUNDUR, 1993) ou modelo com fonte de tensão em série com a reatância subtransitória (ANDERSON; FOUAD, 1994).

Apesar da vantagem de representar o comportamento dinâmico da máquina síncrona no momento imediatamente após um distúrbio na rede elétrica, o modelo de 6ª ordem requer um grande esforço computacional em simulações dinâmicas. Como o modelo considera o efeito dos enrolamentos amortecedores presentes no eixo direto e em quadratura, o intervalo de integração em simulações computacionais precisa estar na faixa de 0,001 a 0,005 segundo, implicando em maior tempo e custos durante simulações do comportamento

dinâmico de grandes sistemas de potência (MOTA, 2006).

2.4.2 Modelo simplificado com amortecedores desconsiderados

Em estudos de estabilidade de grandes sistemas de potência, outra simplificação normalmente feita é considerar que o efeito dos enrolamentos amortecedores, no período transitório em estudo, é pequeno o suficiente para ser desconsiderado. Nestes casos, o amortecimento adicional da máquina síncrona pode ser representado pelo incremento no coeficiente de amortecimento K_D , presente no torque amortecedor dado pela equação (2.99) (ANDERSON; FOUAD, 1994).

Com esta simplificação, o esforço computacional necessário para simulações de estabilidade é significativamente reduzido, além de eliminar a necessidade de parâmetros relativos aos efeitos amortecedores das máquinas, normalmente não fornecidos por fabricantes (KUNDUR, 1993). Como esse modelo não inclui enrolamentos amortecedores, pode-se usar um intervalo de integração bem maior (na faixa de 0,01 segundo), reduzindo o tempo e custos durante simulações dinâmicas (MOTA, 2006).

Desconsiderando os efeitos amortecedores na máquina síncrona, as equações (2.78), (2.79) e (2.85) podem ser reescritas, em p.u., como:

$$\varphi_d = -x_d \dot{i}_d + x_{ad} \dot{i}_{fd} \quad (2.103)$$

$$\varphi_{fd} = -x_{ad} \dot{i}_d + x_{fd} \dot{i}_{fd} \quad (2.104)$$

$$\varphi_q = -x_q \dot{i}_q \quad (2.105)$$

Neste modelo simplificado, a única equação diferencial associada à representação elétrica da máquina síncrona é a equação (2.53), que define a tensão nos enrolamentos de campo. Em p.u., esta equação pode ser escrita como:

$$\frac{1}{\omega_{base}} \dot{\varphi}_{fd} = v_{fd} - R_{fd} \dot{i}_{fd} \quad (2.106)$$

Freqüentemente é desejável representar as grandezas relacionadas ao rotor de máquinas síncronas, tais como corrente, tensão e fluxo magnético, em termos de componentes de forças eletromotrizes referenciadas ao estator.

2.4.2.1 Tensão proporcional à corrente de campo

Representa o valor eficaz da força eletromotriz no entreferro do estator, em circuito aberto, correspondente a corrente de campo i_{fd} . Em p.u., a tensão proporcional à corrente de campo é dada por:

$$E_I = x_{ad} i_{fd} \quad (2.107)$$

2.4.2.2 Tensão proporcional à tensão de campo

Sob condições de regime permanente em circuito aberto, a tensão de campo v_{fd} está associada a uma corrente dada por v_{fd}/R_{fd} . Esta corrente, por sua vez, corresponde à força eletromotriz no estator dada, em p.u., por:

$$E_{fd} = \frac{x_{ad}}{R_{fd}} v_{fd} \quad (2.108)$$

2.4.2.3 Tensão proporcional ao fluxo magnético

O fluxo magnético no rotor, sob as mesmas condições de regime permanente e em circuito aberto para a máquina síncrona, está associado a uma corrente dada por φ_{fd}/x_{fd} . De forma semelhante, então, a tensão interna fictícia na armadura proporcional ao fluxo concatenado no campo, em p.u., é dada por:

$$E'_q = \frac{x_{ad}}{x_{fd}} \varphi_{fd} \quad (2.109)$$

Tomando por base as novas variáveis definidas, substituindo a equação (2.107) na equação (2.103), pode-se reescrever o fluxo magnético no eixo direto como:

$$\varphi_d = -x_d i_d + E_I \quad (2.110)$$

Multiplicando ambos os termos da equação (2.104) por x_{ad}/x_{fd} e utilizando as expressões definidas pelas equações (2.107) e (2.109), obtém-se:

$$E'_q = -\frac{x_{ad}^2}{x_{fd}} i_d + E_I \quad (2.111)$$

Considerando a definição para a reatância transitória no eixo direto (x_d'), apresentada por Kundur (1993, p. 146), bem como a relação definida na equação (2.112), pode-se reescrever a equação (2.111) na forma da equação (2.113).

$$x_d' = x_d - \frac{x_{ad}^2}{x_{fd}} \quad (2.112)$$

$$E_q' = E_f - (x_d - x_d') i_d \quad (2.113)$$

De forma semelhante, multiplicando ambos os termos da equação (2.106) pela expressão x_{ad}/x_{fd} , obtém-se:

$$\frac{1}{\omega_{base}} \frac{x_{ad}}{x_{fd}} \dot{\phi}_{fd} = \frac{x_{ad}}{x_{fd}} v_{fd} - \frac{R_{fd}}{x_{fd}} x_{ad} i_{fd} = \frac{R_{fd}}{x_{fd}} \left(\frac{x_{ad}}{R_{fd}} v_{fd} - x_{ad} i_{fd} \right) \quad (2.114)$$

Substituindo as equações (2.107), (2.108) e (2.109) na equação (2.114), chega-se a:

$$\dot{E}_q' = \frac{\omega_{base} R_{fd}}{x_{fd}} (E_{fd} - E_f) \quad (2.115)$$

Considerando a definição para a constante de tempo transitória de circuito aberto no eixo direto, apresentada por Mota (2006, p. 57), e expressa pela equação (2.116), pode-se reescrever a equação (2.115) na forma da equação (2.117).

$$T_{d0}' = \frac{x_{fd}}{\omega_{base} R_{fd}} \quad (2.116)$$

$$\dot{E}_q' = \frac{1}{T_{d0}'} (E_{fd} - E_f) \quad (2.117)$$

Neste modelo, as expressões (2.100) e (2.117) são as únicas equações diferenciais que descrevem o comportamento transitório da máquina síncrona. Na literatura, este modelo simplificado é referenciado como modelo de 3ª ordem (CARI, 2005; MOTA, 2006) ou como modelo de um-eixo (ANDERSON; FOUAD, 1994), haja vista que tensão interna fictícia na armadura E' possui apenas sua componente no eixo-q variando com os efeitos do campo. A outra componente (E_d') é determinada pelas condições do sistema de potência ao qual a máquina está conectada, calculada através de estudos de fluxo de carga (MOTA, 2006).

2.5 Modelo linearizado da máquina síncrona ligada a uma barra infinita

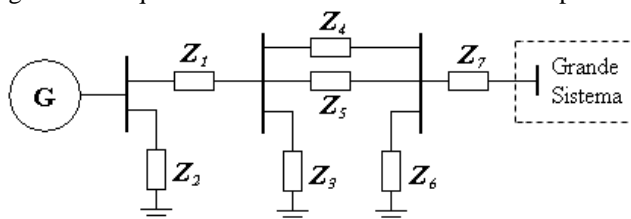
Sistemas de potência reais são frequentemente submetidos a pequenas perturbações que causam oscilações no rotor das máquinas síncronas, podendo provocar até perda de estabilidade caso não seja aplicado amortecimento suficiente. Neste contexto, uma perturbação é considerada pequena se as equações que descrevem o comportamento dinâmico resultante do sistema podem ser linearizadas em torno de um ponto de operação para fins de análise (KUNDUR, 1993).

Esta seção abordará a modelagem matemática da máquina síncrona conectada a um grande sistema de potência através de linhas de transmissão quando submetida a pequenas perturbações.

2.5.1 Modelo máquina ligada a uma barra infinita

Para analisar o comportamento dinâmico de uma única máquina síncrona conectada a um grande sistema de potência, considera-se a configuração geral apresentada na figura 2.6.

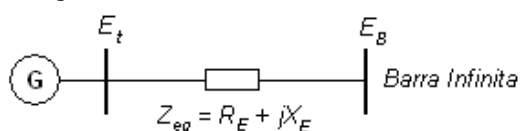
Figura 2.6 – Configuração geral da máquina síncrona conectada ao sistema de potência



Fonte: KUNDUR, 1993.

Para fins de análise, o sistema apresentado na figura 2.6 pode ser reduzido para a forma apresentada na figura 2.7, utilizando a impedância equivalente de Thévenin (Z_{eq}) para a linha de transmissão.

Figura 2.7 – Sistema equivalente máquina-barra infinita



Fonte: KUNDUR, 1993.

Devido ao tamanho do sistema ao qual a máquina síncrona está ligada, pode-se considerar que a dinâmica associada à máquina não causará variações na tensão e frequência da barra E_B . Uma barra cuja frequência e tensão permanecem constantes independentemente da potência que o sistema gera ou absorve ou das perturbações aplicadas é conhecida como barra infinita (KUNDUR, 1993). Salienta-se que, caso as condições de regime permanente do sistema mudem, a tensão E_B pode variar, indicando um novo ponto de operação do sistema.

Conforme mostrado na seção 2.3, a equação de aceleração do rotor da máquina síncrona em referência a um eixo rotativo é dada pela equação (2.100), reescrita, em p.u., como:

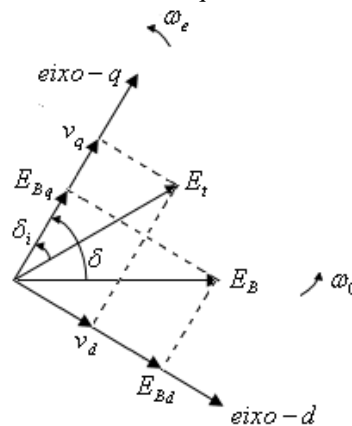
$$\frac{d^2\delta}{dt^2} = \frac{\omega_0}{2H} (T_m - T_e) - \frac{K_D}{2H} \frac{d\delta}{dt} \quad (2.118)$$

A velocidade do rotor relativa a esta mesma referência é dada pela equação (2.119), sendo ω_e a velocidade angular do rotor (em rad/seg elétricos), medida em relação a uma referência fixa.

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_e - \omega_0 \quad (2.119)$$

Adotando a tensão da barra infinita E_B alinhada à referência rotativa, tem-se que δ será o ângulo pelo qual o eixo-q avança a tensão E_B , conforme mostra o diagrama fasorial da figura 2.8.

Figura 2.8 – Diagrama fasorial das tensões no modelo máquina-barra infinita



Fonte: ANDERSON; FOUAD, 1994.

Pela figura 2.8, nota-se que o ângulo do rotor δ é a soma entre o ângulo interno δ_i e o ângulo pelo qual E_t avança E_B . No entanto, para desenvolver o modelo da máquina

ligada a uma barra infinita é necessário escolher um referencial que identifique a posição do rotor e mantenha sua trajetória conhecida quando ocorrem oscilações. Neste contexto, o eixo- q oferece esta conveniência na medida em que as dinâmicas associadas aos circuitos do rotor são consideradas. A escolha de E_B como referência para medir o ângulo do rotor é conveniente sob o ponto de vista da solução das equações da rede elétrica.

Tomando como referência o diagrama fasorial apresentado na figura 2.8, a tensão terminal da máquina e a tensão da barra infinita, em termos das componentes d e q , podem ser descritas pelas equações (2.120) e (2.121), sendo as componentes E_{B_d} e E_{B_q} definidas pelas equações (2.122) e (2.123).

$$E_t = v_d + jv_q \quad (2.120)$$

$$E_B = E_{B_d} + jE_{B_q} \quad (2.121)$$

$$E_{B_d} = e_B \sin \delta \quad (2.122)$$

$$E_{B_q} = e_B \cos \delta \quad (2.123)$$

A equação da rede elétrica representada pelo circuito equivalente da figura 2.7 é dada pela equação (2.124), sendo $I_t = i_d + ji_q$.

$$E_t = E_B + (R_E + jX_E)I_t \quad (2.124)$$

Resolvendo a equação (2.124) em termos das componentes d e q , obtém-se:

$$v_d = R_E i_d - X_E i_q + e_B \sin \delta \quad (2.125)$$

$$v_q = R_E i_q + X_E i_d + e_B \cos \delta \quad (2.126)$$

Substituindo a equação (2.101) em (2.125) e utilizando a relação dada por (2.105), obtém-se a relação dada pela equação (2.127), sendo R_T e X_{T_q} definidos pelas equações (2.128) e (2.129).

$$R_T i_d - X_{T_q} i_q = -e_B \sin \delta \quad (2.127)$$

$$R_T = R_E + R \quad (2.128)$$

$$X_{T_q} = X_E + x_q \quad (2.129)$$

De forma semelhante, substituindo a equação (2.102) em (2.126) e utilizando a relação dada por (2.110), obtém-se:

$$(X_E + x_d)i_d + R_T i_q - E_t = -e_B \cos \delta \quad (2.130)$$

Isolando E_t na equação (2.113) e substituindo em (2.130), chega-se a equação

(2.131), sendo X_{Td} definido pela equação (2.132).

$$X_{Td}i_d + R_T i_q = E'_q - e_B \cos \delta \quad (2.131)$$

$$X_{Td} = X_E + x'_d \quad (2.132)$$

As equações (2.127) e (2.131) representam um sistema com duas equações e duas variáveis (i_d e i_q), cuja solução é apresentada nas equações (2.133) e (2.134), sendo K_I definido pela equação (2.135).

$$i_d = K_I [X_{Tq} E'_q - (R_T \sin \delta + X_{Tq} \cos \delta) e_B] \quad (2.133)$$

$$i_q = K_I [R_T E'_q + (X_{Td} \sin \delta - R_T \cos \delta) e_B] \quad (2.134)$$

$$K_I = \frac{1}{R_T^2 + X_{Td} X_{Tq}} \quad (2.135)$$

As equações (2.133) e (2.134) representam a parte real e imaginária, respectivamente, da corrente elétrica fornecida pela máquina síncrona ao sistema de potência, expressas em função das variáveis de estado E'_q e δ . Tais variáveis de estado compõem o modelo simplificado de 3ª ordem para a máquina síncrona e são obtidas pela solução das equações diferenciais (2.117) e (2.118).

O modelo desenvolvido até então é composto por equações não-lineares e, portanto, precisa ser linearizado em torno de um ponto de operação para a análise da estabilidade a pequenos sinais.

2.5.2 Modelo linearizado de 3ª ordem

Embora o comportamento dinâmico da maioria dos sistemas físicos seja não-linear, muitos desses sistemas se comportam “quase linearmente” em torno de pontos de operação nominal (WOLOVICH, 1994).

Em regime permanente, a máquina síncrona é excitada por uma corrente de campo constante, logo a tensão interna fictícia na armadura proporcional ao fluxo concatenado no campo é constante em E'_{q0} . Além disso, a mesma opera a velocidade nominal, com o rotor deslocado de δ_0 em relação à referência rotativa. Considerando as variáveis de estado do modelo simplificado de 3ª ordem, conclui-se que o ponto de operação nominal da máquina síncrona, no instante anterior a uma perturbação, é representado por $(E'_{q0}; \delta_0)$.

Caso a máquina síncrona conectada a um grande sistema de potência seja submetida a uma perturbação, após experimentar um comportamento oscilatório, a mesma tenderá a adquirir um novo ponto de operação, representado por $(E'_{q_0} + E'_{q_\Delta}; \delta_0 + \delta_\Delta)$. Quando a perturbação aplicada ao sistema é pequena, por exemplo uma leve variação na carga da rede, E'_{q_Δ} e δ_Δ provocam uma pequena mudança no estado inicial, mantendo a máquina operando em torno do ponto de operação nominal $(E'_{q_0}; \delta_0)$.

Assim, a análise da estabilidade a pequenos sinais da máquina ligada a uma barra infinita pode ser realizada mediante a linearização, em torno do ponto de operação $(E'_{q_0}; \delta_0)$, das equações que compõem o modelo simplificado de 3ª ordem desenvolvido até então.

Considerando as equações (2.133) e (2.134), nota-se que as principais não-linearidades estão associadas às funções trigonométricas seno e cosseno. De acordo com Anderson e Fouad (1994, p. 209), uma mudança incremental no argumento dessas funções é dada, respectivamente, por:

$$\sin(\delta_0 + \delta_\Delta) - \sin \delta_0 \cong (\cos \delta_0) \delta_\Delta \quad (2.136)$$

$$\cos(\delta_0 + \delta_\Delta) - \cos \delta_0 \cong (-\sin \delta_0) \delta_\Delta \quad (2.137)$$

Nota-se que $\cos \delta_0$ e $\sin \delta_0$, presentes nas relações (2.136) e (2.137), respectivamente, são grandezas determinadas pelas condições em regime permanente da máquina síncrona e, portanto, tratadas como coeficientes ao passo que δ_Δ representa a variável “incremental”.

Linearizando as equações (2.133) e (2.134), fazendo uso das relações (2.136) e (2.137), obtém-se:

$$i_{d_\Delta} = K_I \left[X_{Tq} E'_{q_\Delta} - (R_T \cos \delta_0 - X_{Tq} \sin \delta_0) e_B \delta_\Delta \right] \quad (2.138)$$

$$i_{q_\Delta} = K_I \left[R_T E'_{q_\Delta} + (X_{Td} \cos \delta_0 + R_T \sin \delta_0) e_B \delta_\Delta \right] \quad (2.139)$$

2.5.2.1 Equação para a tensão E'_{q_Δ}

Aplicando a transformada de Laplace à equação diferencial (2.117), obtém-se:

$$T'_{d0} s E'_q = E_{fd} - E_I \quad (2.140)$$

Isolando o valor de E_I na equação (2.113) e substituindo em (2.140), chega-se a:

$$(1 + T'_{d0}s)E'_q = E_{fd} - (x_d - x'_d)\dot{i}_d \quad (2.141)$$

Linearizando a equação (2.141) e substituindo $i_{d\Delta}$ pela equação (2.138), obtém-se a equação (2.142), sendo K_3 e K_4 definidos pelas equações (2.143) e (2.144).

$$E'_{q\Delta} = \frac{K_3}{1 + K_3 T'_{d0}s} E_{fd\Delta} - \frac{K_3 K_4}{1 + K_3 T'_{d0}s} \delta_\Delta \quad (2.142)$$

$$K_3 = \frac{1}{1 + K_I (x_d - x'_d) X_{Tq}} \quad (2.143)$$

$$K_4 = e_B K_I (x_d - x'_d) (X_{Tq} \sin \delta_0 - R_T \cos \delta_0) \quad (2.144)$$

Na equação (2.142), $E_{fd\Delta}$ representa a variação na tensão de saída da excitatriz quando da ocorrência de alguma perturbação no sistema. A constante K_3 é conhecida como fator de impedância, que leva em consideração os efeitos da carga bem como da impedância externa. O fator K_4 , por sua vez, representa o efeito desmagnetizador de uma variação do ângulo do rotor, com E_{fd} constante, ou seja:

$$K_4 = \frac{1}{K_3} \left. \frac{E'_{q\Delta}}{\delta_\Delta} \right|_{E_{fd}=cte} \quad (2.145)$$

2.5.2.2 Equação para o torque elétrico $T_{e\Delta}$

A potência trifásica instantânea de saída da máquina síncrona é dada por:

$$P_t = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = \mathbf{V}_{abc}^t \mathbf{I}_{abc} \quad (2.146)$$

Aplicando a transformada de Park à equação (2.146) e utilizando as relações definidas em (2.3) e (2.4), obtém-se que:

$$P_t = \mathbf{V}_{dq0}^t (\mathbf{P}^{-1})^t \mathbf{P}^{-1} \mathbf{I}_{dq0} = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q + 2v_0 i_0) \quad (2.147)$$

Considerando que a máquina síncrona opera balanceada, então $v_0 = i_0 = 0$ e a equação (2.147) pode ser reescrita como:

$$P_t = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (2.148)$$

Para representar a equação (2.148) em p.u., divide-se ambos os termos pela potência de base definida pela equação (2.38), obtendo-se:

$$\bar{P}_t = \bar{v}_d \bar{i}_d + \bar{v}_q \bar{i}_q \quad (2.149)$$

Substituindo as equações (2.101) e (2.102) em (2.149), omitindo a barra superior sobre as variáveis a fim de facilitar a notação, conclui-se que a potência elétrica fornecida pela máquina síncrona, em p.u., é dada pela equação (2.150), sendo $I_t^2 = i_d^2 + i_q^2$.

$$P_t = (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) - RI_t^2 \quad (2.150)$$

Pela equação (2.150), nota-se que o termo RI_t^2 representa as perdas por efeito Joule nos enrolamentos do estator. Portanto, a potência elétrica gerada no entreferro da máquina síncrona, em p.u., é dada por:

$$P_e = \varphi_d i_q - \varphi_q i_d \quad (2.151)$$

Em p.u., torque e potência são iguais. De fato, normalmente $P_e = \omega_r T_e$, porém a consideração de que $\omega_r = 1$ p.u. nas equações de tensão do estator é também refletida na equação do torque, fazendo com que $P_e = T_e$ (KUNDUR, 1993). Assim, o torque eletromagnético é dado por:

$$T_e = \varphi_d i_q - \varphi_q i_d \quad (2.152)$$

Isolando o valor de E_t na equação (2.113) e substituindo em (2.110), chega-se a:

$$\varphi_d = E'_q - x'_d i_d \quad (2.153)$$

Substituindo as equações (2.105) e (2.153) em (2.152), obtém-se:

$$T_e = E'_q i_q + (x_q - x'_d) i_d i_q \quad (2.154)$$

As não-linearidades presentes na equação (2.154) estão associadas aos produtos entre as variáveis $E'_q i_q$ e $i_d i_q$. De acordo com Anderson e Fouad (1994, p. 208), uma mudança incremental no produto entre duas variáveis a e b , em torno do ponto $(a_0; b_0)$, é dada por:

$$(a_0 + a_\Delta)(b_0 + b_\Delta) - a_0 b_0 \cong a_0 b_\Delta + b_0 a_\Delta \quad (2.155)$$

Linearizando a equação (2.154) em torno do ponto de operação nominal da máquina síncrona e fazendo uso da relação apresentada em (2.155), obtém-se a equação (2.156), sendo E_{qa_0} definido pela equação (2.157).

$$T_{e\Delta} = i_{q_0} E'_{q\Delta} + E_{qa_0} i_{q\Delta} + i_{q_0} (x_q - x'_d) i_{d\Delta} \quad (2.156)$$

$$E_{qa_0} = E'_{q_0} + i_{d_0} (x_q - x'_d) \quad (2.157)$$

Substituindo as equações (2.138) e (2.139) em (2.156), obtém-se que o torque

eletromagnético incremental é dado pela equação (2.158), sendo K_1 e K_2 definidos pelas equações (2.159) e (2.160).

$$T_{e\Delta} = K_1 \delta_\Delta + K_2 E'_{q\Delta} \quad (2.158)$$

$$K_1 = e_B K_I \left[E_{qa_0} (R_T \sin \delta_0 + X_{Td} \cos \delta_0) + i_{q_0} (x_q - x_d') (X_{Tq} \sin \delta_0 - R_T \cos \delta_0) \right] \quad (2.159)$$

$$K_2 = K_I \left[E_{qa_0} R_T + i_{q_0} (R_T^2 + X_{Tq}^2) \right] \quad (2.160)$$

A constante K_1 representa a variação no torque elétrico para uma pequena variação no ângulo do rotor, com o fluxo concatenado constante no eixo direto, ou seja:

$$K_1 = \left. \frac{T_{e\Delta}}{\delta_\Delta} \right|_{E'_q = cte} \quad (2.161)$$

Por outro lado, a constante K_2 está associada à variação no torque elétrico para uma pequena variação no fluxo concatenado no eixo direto, com o ângulo do rotor constante, logo:

$$K_2 = \left. \frac{T_{e\Delta}}{E'_{q\Delta}} \right|_{\delta = cte} \quad (2.161)$$

A partir da equação (2.158) pode-se observar que a variação no torque eletromagnético da máquina síncrona é composta de duas parcelas. O termo $K_1 \delta_\Delta$ representa uma componente do torque eletromagnético em fase com o ângulo de torque. Por conseguinte, é responsável pela manutenção do sincronismo entre a máquina e o sistema, sendo referenciado na literatura como torque de sincronização ($T_{s\Delta}$) (MOTA, 2006; KUNDUR, 1993). Quanto maior o torque de sincronização, menor será a variação do ângulo da máquina em relação do grupo de máquinas do qual faz parte, quando da ocorrência de perturbações do sistema.

O termo $K_2 E'_{q\Delta}$, na equação (2.158), representa uma componente do torque em fase com $E'_{q\Delta}$, sendo resultado, portanto, das variações no fluxo concatenado de campo ($\varphi_{fd\Delta}$) provocadas exclusivamente por pequenas perturbações sofridas pelo sistema. Desprezando as variações no fluxo de campo provocadas pela variação de tensão da excitatriz, ou seja, considerando que a tensão de campo v_{fd} é constante e $E'_{fd\Delta} = 0$ na equação (2.142), conclui-se que a variação na tensão E'_q é provocada, exclusivamente, pela

retroalimentação de δ_Δ através da função de transferência:

$$\frac{E'_{q\Delta}}{\delta_\Delta} = -\frac{K_3 K_4}{1 + K_3 T'_{d0} s} \quad (2.162)$$

A equação (2.162) representa o efeito desmagnetizante do campo provocado pela reação da armadura. Assim, a variação do torque eletromagnético no entreferro, devido à variação do fluxo causado pela reação da armadura, é dada pela equação (2.163), sendo as constantes K_2 , K_3 e K_4 normalmente positivas (KUNDUR, 1993).

$$\left. \frac{T_{e\Delta}}{\delta_\Delta} \right|_{\text{devido a } E'_{q\Delta}} = -\frac{K_2 K_3 K_4}{1 + K_3 T'_{d0} s} \quad (2.163)$$

Fazendo $s = j\omega$ na equação (2.163), obtém-se:

$$\left. \frac{T_{e\Delta}}{\delta_\Delta} \right|_{\text{devido a } E'_{q\Delta}} = -\frac{K_2 K_3 K_4}{1 + j\omega K_3 T'_{d0}} \quad (2.164)$$

A contribuição de $E'_{q\Delta}$ para o torque eletromagnético depende da frequência de oscilação da máquina síncrona (ω), conforme apresentado a seguir:

- a) para frequências de oscilação muito maiores do que $1/K_3 T'_{d0}$, tem-se que $\omega K_3 T'_{d0} \gg 1$. Assim, a equação (2.164) pode ser aproximada para:

$$\left. \frac{T_{e\Delta}}{\delta_\Delta} \right|_{\text{devido a } E'_{q\Delta}} \approx j \frac{K_2 K_4}{\omega T'_{d0}} \quad (2.165)$$

Combinando a equação (2.165) com a equação (2.158), tem-se que a variação no torque eletromagnético é dada por:

$$T_{e\Delta} = K_1 \delta_\Delta + \frac{K_2 K_4}{\omega T'_{d0}} j \delta_\Delta \quad (2.166)$$

Pela equação (2.166), nota-se que além do torque de sincronização, o torque eletromagnético possui uma componente adiantada de 90° em relação a δ_Δ , ou seja, em fase com a velocidade da máquina. Tal componente é responsável pela redução da amplitude das oscilações eletromecânicas da máquina, sendo conhecida como torque de amortecimento ($T_{D\Delta}$) (MOTA, 2006; KUNDUR, 1993). Assim, para $\omega \gg 1/K_3 T'_{d0}$, ambos os torque de sincronização e amortecimento são positivos;

- b) em regime permanente ou para frequências de oscilação muito baixas, tem-se que $j\omega \rightarrow 0$. Assim, a equação (2.164) pode ser aproximada para:

$$\left. \frac{T_{e\Delta}}{\delta_{\Delta}} \right|_{\text{devidoa } E'_{q\Delta}} \approx -K_2 K_3 K_4 \quad (2.167)$$

Combinando a equação (2.167) com a equação (2.158), obtém-se:

$$T_{e\Delta} = (K_1 - K_2 K_3 K_4) \delta_{\Delta} \quad (2.168)$$

Observando a equação (2.168), conclui-se que a variação do fluxo concatenado de campo devido à reação da armadura introduz uma componente negativa ao torque de sincronização. O torque de sincronização é positivo se $K_1 > K_2 K_3 K_4$, do contrário o sistema se torna monotonicamente instável. O limite de estabilidade em regime permanente é alcançado quando $K_1 = K_2 K_3 K_4$;

- c) os itens a) e b) tratam da análise da variação no torque eletromagnético para casos especiais de frequências de oscilação. No entanto, para frequências típicas da máquina quando submetida a pequenas perturbações (por volta de 1Hz), a equação (2.164) é formada por uma componente real, em fase com δ_{Δ} , e outra imaginária, em fase com a velocidade (KUNDUR, 1993). Assim, a equação (2.164) pode ser escrita como:

$$\left. \frac{T_{e\Delta}}{\delta_{\Delta}} \right|_{\text{devidoa } E'_{q\Delta}} = -\frac{K_2 K_3 K_4}{1 + (\omega K_3 T'_{d0})^2} + j\omega \frac{K_2 K_3^2 K_4 T'_{d0}}{1 + (\omega K_3 T'_{d0})^2} \quad (2.169)$$

A equação (2.169) indica que o efeito desmagnetizante provocado pela reação da armadura traz contribuições negativas para o torque de sincronização e positivas para o torque de amortecimento. O efeito resultante, portanto, é uma pequena redução no torque de sincronização e um aumento no torque de amortecimento da máquina.

2.5.2.3 Equação para a tensão terminal $E_{t\Delta}$

A tensão terminal da máquina síncrona, em termos das componentes d e q , é dada pela equação (2.120). A magnitude de E_t pode ser obtida a partir da relação:

$$|E_t|^2 = v_d^2 + v_q^2 \quad (2.170)$$

Linearizando a equação (2.170) em torno do ponto de operação nominal e fazendo uso da relação (2.155), obtém-se:

$$E_{t\Delta} = \frac{v_{d0}}{E_{t0}} v_{d\Delta} + \frac{v_{q0}}{E_{t0}} v_{q\Delta} \quad (2.171)$$

As expressões para $v_{d\Delta}$ e $v_{q\Delta}$ podem ser obtidas por meio da linearização das equações (2.101), (2.102), (2.105) e (2.153) expressas, portanto, como:

$$v_{d\Delta} = -Ri_{d\Delta} + x_q i_{q\Delta} \quad (2.172)$$

$$v_{q\Delta} = E'_{q\Delta} - x_d i_{d\Delta} - Ri_{q\Delta} \quad (2.173)$$

Substituindo, nas equações (2.172) e (2.173), os valores de $i_{d\Delta}$ e $i_{q\Delta}$ dados pelas equações (2.138) e (2.139), respectivamente, obtém-se que:

$$v_{d\Delta} = K_I e_B \left[(RR_T + x_q X_{Td}) \cos \delta_0 + (x_q R_T - RX_{Tq}) \sin \delta_0 \right] \delta_\Delta + K_I (x_q R_T - RX_{Tq}) E'_{q\Delta} \quad (2.174)$$

$$v_{q\Delta} = K_I e_B \left[(x_d R_T - RX_{Td}) \cos \delta_0 - (x_d X_{Tq} + RR_T) \sin \delta_0 \right] \delta_\Delta + (1 - K_I x_d X_{Tq} - K_I RR_T) E'_{q\Delta} \quad (2.175)$$

Substituindo as equações (2.174) e (2.175) na equação (2.171), obtém-se a equação (2.176), sendo K_5 e K_6 definidos pelas equações (2.177) e (2.178).

$$E_{t\Delta} = K_5 \delta_\Delta + K_6 E'_{q\Delta} \quad (2.176)$$

$$K_5 = \frac{K_I e_B v_{d0}}{E_{t0}} \left[(RR_T + x_q X_{Td}) \cos \delta_0 + (x_q R_T - RX_{Tq}) \sin \delta_0 \right] + \frac{K_I e_B v_{q0}}{E_{t0}} \left[(x_d R_T - RX_{Td}) \cos \delta_0 - (x_d X_{Tq} + RR_T) \sin \delta_0 \right] \quad (2.177)$$

$$K_6 = \frac{K_I v_{d0}}{E_{t0}} (x_q R_T - RX_{Tq}) + \frac{K_I v_{q0}}{E_{t0}} \left(\frac{1}{K_I} - x_d X_{Tq} - RR_T \right) \quad (2.178)$$

A constante K_5 representa a variação na tensão terminal E_t para uma pequena variação do ângulo do rotor, com fluxo concatenado constante no eixo direto, ou seja:

$$K_5 = \left. \frac{E_{t\Delta}}{\delta_\Delta} \right|_{E'_q = cte} \quad (2.179)$$

Por outro lado, a constante K_6 está associada à variação na tensão terminal E_t

para uma pequena variação no fluxo concatenado no eixo direto, com o ângulo do rotor constante, logo:

$$K_6 = \left. \frac{E'_{t\Delta}}{E'_{q\Delta}} \right|_{\delta=cte} \quad (2.180)$$

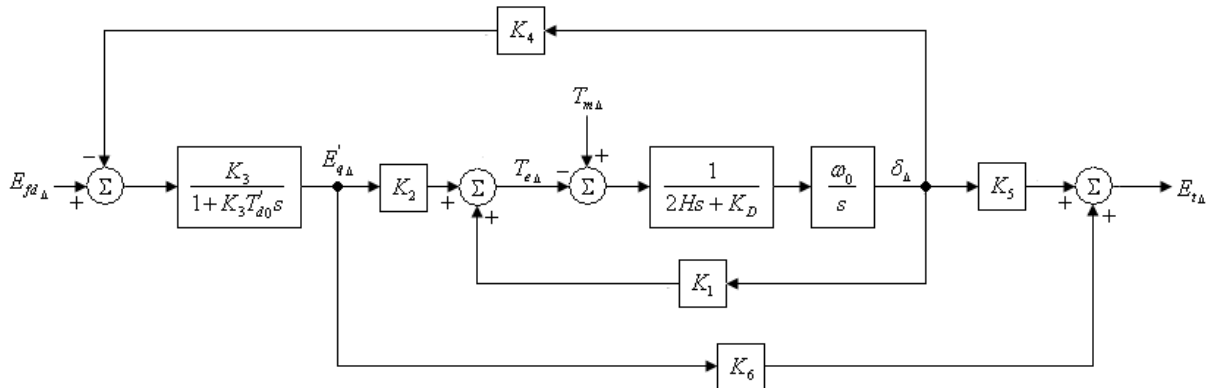
As equações (2.142), (2.158) e (2.176) representam a modelagem da parte elétrica da máquina síncrona no modelo linear simplificado. Destaca-se que as constantes K_1 a K_6 dependem dos parâmetros da rede elétrica, do ponto de operação nominal e da tensão da barra infinita.

Para completar o modelo de 3ª ordem, utiliza-se a linearização da equação de aceleração do rotor da máquina síncrona, apresentada na equação (2.118). Assim, a variação do ângulo do rotor para uma pequena variação no torque resultante aplicado à máquina é dada por:

$$\delta_\Delta = \left(\frac{1}{2Hs + K_D} \right) \cdot \left(\frac{\omega_0}{s} \right) \cdot (T_{m\Delta} - T_{e\Delta}) \quad (2.181)$$

O modelo linearizado de 3ª ordem para a máquina síncrona foi bastante utilizado por De Mello e Concordia (1969) e é válido para o estudo de pequenas perturbações em torno de um ponto de operação. A figura 2.9 apresenta o diagrama de blocos do modelo desenvolvido.

Figura 2.9 – Diagrama de blocos do modelo linear simplificado de 3ª ordem da máquina ligada a barra infinita



Fonte: KUNDUR, 1993.

3 SISTEMA DE EXCITAÇÃO DA MÁQUINA SÍNCRONA

A função básica de um sistema de excitação é proporcionar corrente contínua aos enrolamentos de campo do gerador síncrono. Adicionalmente, o sistema de excitação fornece controle e proteção essenciais para o desempenho satisfatório do sistema de potência, controlando a tensão de campo e conseqüentemente a corrente de campo.

As principais funções de controle do sistema de excitação incluem a regulação da tensão, da potência reativa gerada e o aumento da estabilidade do sistema. As funções de proteção, por sua vez, garantem que os limites de capacidade do gerador síncrono, do sistema de excitação e de outros equipamentos não sejam excedidos (KUNDUR, 1993).

Existem vários tipos de sistemas de excitação que são amplamente utilizados em simulações computacionais. O IEEE (1992) padronizou 12 estruturas-modelo, na forma de diagrama de blocos, para representar a grande variedade de sistemas de excitação atualmente em uso, seja em simulações de estabilidade transitória ou em estudos de estabilidade a pequenos sinais.

Este capítulo descreve as características básicas dos principais tipos de sistemas de excitação de geradores síncronos, destacando a análise do comportamento dinâmico e a modelagem matemática usada em simulações de estabilidade a pequenos sinais. São analisados ainda os parâmetros de modelos padronizados pelo IEEE (1992) e encontrados em grande parte de geradores hidráulicos e térmicos (CARI, 2005; MOTA, 2006).

3.1 Introdução

Os requisitos de desempenho de um sistema de excitação são determinados pelas características do sistema de potência bem como do gerador síncrono.

Do ponto de vista do sistema de potência, o sistema de excitação deve contribuir para o controle efetivo da tensão e o aumento da estabilidade do sistema. Ele deve ser capaz de responder rapidamente a um distúrbio de modo a melhorar a estabilidade transitória, e ainda modular o campo do gerador de modo a aumentar a estabilidade a pequenos sinais.

Historicamente, o papel do sistema de excitação em melhorar o desempenho do sistema de potência vem crescendo continuamente. Os primeiros sistemas de excitação eram controlados manualmente para manter a tensão terminal do gerador e a potência reativa

gerada nos níveis desejados. Quando o controle de tensão foi automatizado pela primeira vez, este era muito lento, basicamente cumprindo o papel de um alerta ao operador. No início da década de 1920, o potencial para melhorar a estabilidade de sistemas de potência com o uso de sistemas de excitação rápidos foi reconhecido e os primeiros reguladores de tensão de resposta rápida foram introduzidos na indústria. No início da década de 1960, o papel do sistema de excitação foi ampliado pelo uso de sinais estabilizadores auxiliares, em adição ao sinal de erro da tensão terminal, para controlar a tensão de campo e prevenir oscilações no sistema. Os sistemas de excitação modernos são robustos e capazes de proporcionar praticamente resposta instantânea a variações na tensão terminal de geradores síncronos (KUNDUR, 1993).

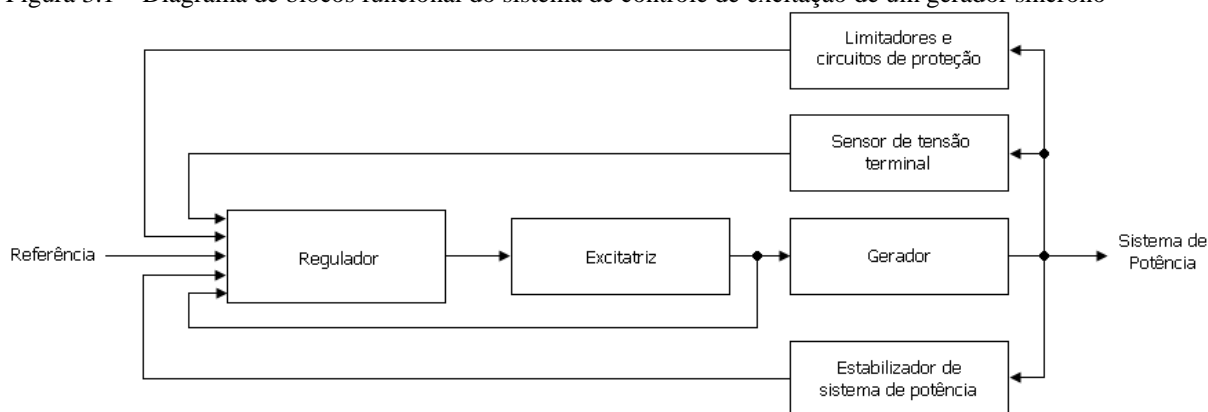
A figura 3.1 ilustra o diagrama de blocos funcional de um sistema de controle de excitação típico para um grande gerador síncrono. A seguir, apresenta-se uma breve descrição dos vários subsistemas identificados na figura (ANDERSON; FOUAD, 1994):

- a) **excitatriz:** fornece corrente contínua aos enrolamentos de campo da máquina síncrona, representando o elemento de potência do sistema de excitação. Em geradores antigos, a excitatriz é acionada por um motor ou pelo próprio eixo do gerador, funcionando com um gerador de corrente contínua. Nos sistemas de excitação mais recentes, a excitatriz é formada por elementos estáticos, capazes de fornecer corrente contínua aos enrolamentos de campo do gerador por meio de retificadores e tiristores controlados;
- b) **regulador:** representa a inteligência do sistema, controlando a saída da excitatriz de forma que a tensão terminal e a potência reativa gerada permaneçam dentro dos valores desejados. Os primeiros reguladores de tensão eram controlados manualmente, no entanto, os dispositivos de controle modernos permitem que o regulador monitore a tensão terminal do gerador (e algumas vezes a corrente) e inicie uma ação corretiva modificando o controle da excitatriz;
- c) **sensor de tensão terminal:** mede a tensão terminal do gerador, retificando e comparando com a tensão de referência;
- d) **estabilizador de sistema de potência:** proporciona um sinal de entrada adicional ao regulador para amortecer as oscilações do sistema de potência. Alguns sinais de entrada comumente utilizados são o desvio de velocidade do

rotor, a potência de aceleração e o desvio de frequência;

- e) **limitadores e circuitos de proteção:** incluem uma grande variedade de funções de controle e proteção para garantir que os limites de capacidade da excitatriz e do gerador síncrono não sejam excedidos.

Figura 3.1 – Diagrama de blocos funcional do sistema de controle de excitação de um gerador síncrono



Fonte: KUNDUR, 1993.

3.2 Tipos de sistemas de excitação

Os sistemas de excitação têm adotado muitas formas ao longo dos anos de sua evolução. Eles podem ser classificados em três grandes categorias de acordo com a fonte de energia usada para excitação: sistemas de excitação CC, CA e estáticos.

3.2.1 Sistemas de excitação CC

Os sistemas desta categoria utilizam geradores de corrente contínua (CC) como fontes de potência para excitação do gerador síncrono. A excitatriz pode ser acionada por um motor de indução ou pelo próprio eixo do gerador, podendo ainda ser alimentada pelos terminais da máquina (auto-excitação) ou por uma excitatriz piloto formada por um gerador de ímã permanente (excitação independente).

Os reguladores de tensão para estes sistemas variam desde os mais antigos, compostos por reostatos ajustados manualmente ou de acordo com o nível de erro da tensão terminal do gerador, até os mais atuais sistemas, que utilizam várias evoluções de amplificadores magnéticos e rotativos.

Os sistemas de excitação CC representam os sistemas mais antigos, disseminados

entre as décadas de 1920 e 1960. Eles perderam a preferência em meados da década de 1960, sendo substituídos gradualmente pelos sistemas de excitação CA ou estáticos. Em alguns casos, apenas os reguladores automáticos de tensão foram substituídos por modernos reguladores eletrônicos (KUNDUR, 1993).

3.2.2 Sistemas de excitação CA

Com o advento de retificadores de potência robustos, tornou-se possível a adoção de outro tipo de sistema de excitação. Os sistemas desta categoria utilizam alternadores (máquinas CA) como fontes de potência para a excitação principal do gerador. Geralmente, a excitatriz é acionada diretamente pelo eixo do gerador e a saída, em corrente alternada, é retificada por diodos (excitatriz não-controlada) ou tiristores (excitatriz controlada) para produzir a corrente contínua necessária ao campo do gerador.

Os retificadores utilizados nestes sistemas podem ser estacionários ou rotativos. Nos retificadores estacionários, a saída do alternador é retificada e conectada ao campo do gerador através de anéis coletores. Os retificadores rotativos, por outro lado, não necessitam de anéis coletores ou escovas, haja vista que a armadura da excitatriz CA, bem como a ponte de diodos, gira com o campo principal do gerador.

Os reguladores de tensão utilizados nos sistemas de excitação CA podem atuar no controle do campo da excitatriz, que por sua vez controla a tensão de saída do sistema de excitação, sobretudo em excitatrizes com retificadores a diodos, ou diretamente no ajuste do ângulo de disparo dos tiristores, proporcionando maior velocidade ao controlador, haja vista que o ângulo de disparo pode ser ajustado muito rapidamente quando comparado com outras constantes de tempo envolvidas (ANDERSON; FOUAD, 1994).

3.2.3 Sistemas de excitação estáticos

Nos sistemas desta categoria, todos os componentes são estáticos ou estacionários. Retificadores estáticos, controlados ou não-controlados, fornecem a corrente de excitação diretamente ao campo do gerador através de anéis coletores. A fonte de potência para os retificadores é obtida a partir dos terminais do gerador principal (ou barramento auxiliar) através de um transformador abaixador, utilizado para ajustar a tensão para um nível mais

apropriado, ou ainda a partir de enrolamentos auxiliares no próprio gerador.

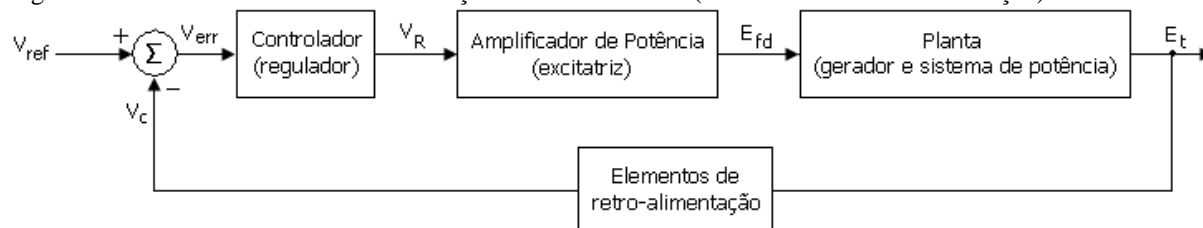
Os avanços nos sistemas de controle de excitação ao longo dos últimos 20 anos têm sido influenciados pelo desenvolvimento da eletrônica. O desenvolvimento de circuitos integrados tem proporcionado a implantação de estratégias de controle cada vez mais complexas, com destaque para a introdução da tecnologia digital. Os tiristores continuam sendo usados para o estágio de potência, porém as funções de controle, proteção e lógica têm sido implementadas digitalmente, realizando as mesmas funções que anteriormente eram exercidas pelos circuitos analógicos.

O controle digital tem maior probabilidade de ser usado extensivamente no futuro, haja vista que proporciona uma alternativa mais barata e possivelmente mais robusta do que os circuitos analógicos. Ele tem ainda a vantagem adicional de ser mais flexível, permitindo a implementação de estratégias de controle mais complexas, bem como apresentar melhor interface com outros sistemas de controle do gerador e funções de proteção (KUNDUR, 1993).

3.3 Requisitos de desempenho para sistemas de controle de excitação

A efetividade de um sistema de excitação em aumentar a estabilidade do sistema de potência é determinada por algumas de suas características chave, as quais servem de base para a avaliação do desempenho e especificação dos sistemas de controle de excitação. De uma forma geral, tais sistemas são visualizados como sistemas de controle automático com elementos retro-alimentados. A figura 3.2 ilustra a representação geral de um sistema de controle de excitação na forma clássica.

Figura 3.2 – Sistema de controle de excitação na forma clássica (controle com retro-alimentação)



Fonte: KUNDUR, 1993.

O desempenho do sistema de controle da excitação depende das características do sistema de excitação, gerador e sistema de potência. Como o sistema é não-linear, é

conveniente classificar seu desempenho dinâmico entre duas grandes classes: desempenho a grandes sinais e desempenho a pequenos sinais. Para grandes sinais, as não-linearidades são significantes; por outro lado, para pequenos sinais, a resposta é efetivamente linear.

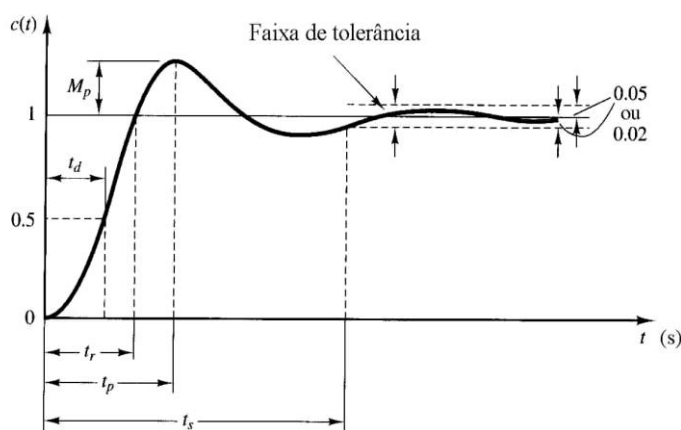
3.3.1 Requisitos de desempenho a pequenos sinais

As medidas de desempenho do comportamento do sistema proporcionam um meio de avaliar a resposta do controle da excitação em malha fechada a pequenas mudanças nas condições operativas da rede. Adicionalmente, as características de desempenho a pequenos sinais permitem determinar ou verificar os parâmetros do modelo do sistema de excitação em estudo.

O desempenho a pequenos sinais pode ser expresso em termos dos índices usados na teoria dos sistemas de controle com retro-alimentação, determinados a partir da análise da resposta do sistema, seja ela no tempo ou em frequência.

O comportamento da maioria dos sistemas de controle de excitação de geradores síncronos tende a ser determinado por um par de pólos pouco amortecidos, dando ao sistema um comportamento subamortecido com resposta oscilatória (ANDERSON; FOUAD, 1994). A figura 3.3 ilustra a resposta temporal típica de um sistema de controle da excitação a uma variação incremental em uma das variáveis do sistema, tais como a tensão terminal do gerador. Por conveniência, apresenta-se a resposta a uma entrada do tipo degrau unitário.

Figura 3.3 – Resposta temporal típica de um sistema de controle da excitação a uma pequena variação na entrada



Fonte: OGATA, 2003.

Os indicadores apresentados graficamente na figura 3.3 são definidos a seguir

(OGATA, 2003):

- a) **tempo de atraso (t_d):** trata-se do tempo requerido para que a resposta alcance metade de seu valor final pela primeira vez;
- b) **tempo de subida (t_r):** tradicionalmente, representa o tempo requerido para que a resposta passe de 10% a 90% do valor final. Em sistemas com comportamento subamortecido é comum utilizar o tempo decorrido para que a resposta passe de 0% a 100% do valor final, conforme apresentado na figura 3.3;
- c) **tempo de pico (t_p):** é o tempo para que a resposta atinja o primeiro pico de sobre-sinal;
- d) **máximo sobre-sinal (M_p):** é o valor máximo de pico da curva de resposta, tradicionalmente apresentado em valores percentuais;
- e) **tempo de acomodação (t_s):** é o tempo necessário para que a curva de resposta alcance valores em uma faixa (usualmente de 2% a 5%) em torno do valor final, aí permanecendo indefinidamente.

Apesar da disponibilidade de vários indicadores associados à resposta temporal, a especificação dos requisitos de sistemas de controle da excitação de geradores síncronos é realizada, fundamentalmente, com base no tempo de subida (t_r), máximo sobre-sinal (M_p) e tempo de acomodação (t_s) (ANDERSON; FOUAD, 1994; KUNDUR, 1993).

Os índices de desempenho associados com a resposta em frequência em malha aberta são o ganho em baixa frequência G , frequência de corte ω_c , margem de fase ϕ_m , e margem de ganho G_m . Grandes valores para G proporcionam melhor regulação de tensão em regime permanente, e altas frequências de corte ω_c indicam resposta mais rápida. Por outro lado, grandes valores de margem de fase ϕ_m e margem de ganho G_m promovem uma malha de controle de excitação mais estável. Destaca-se, no entanto, que os indicadores relacionados à resposta em frequência apresentados até então, estão associados à estabilidade do sistema de controle da excitação e não à estabilidade do sistema de potência.

Os indicadores de desempenho vinculados à resposta em frequência em malha fechada são a largura de banda ω_B e valor de pico M_M . Um valor grande para M_M é um indicativo de um sistema oscilatório com sobre-sinal significativo durante a resposta

transitória. A largura de banda ω_B , por sua vez, é um indicador importante da resposta em frequência em malha fechada, haja vista que quanto maior o seu valor, mais rápida é a resposta do sistema.

Os indicadores de desempenho apresentados são aplicáveis a qualquer sistema de controle com retro-alimentação que possua uma única variável de saída controlada. Desta forma, eles são aplicáveis a um sistema de controle de excitação com a máquina síncrona em circuito aberto ou alimentando uma carga isolada (KUNDUR, 1993).

3.4 Funções de controle e proteção

Um moderno sistema de controle de excitação é muito mais do que um simples regulador de tensão. Ele inclui um número considerável de funções de controle, proteção e limitadores, que em conjunto atendem aos requisitos de desempenho do sistema. Qualquer sistema de excitação pode incluir apenas uma ou todas estas funções, dependendo apenas dos requisitos da aplicação específica e do tipo de excitatriz. Em todos os casos, porém, o conceito de operação é o mesmo: as funções de controle regulam as grandezas de interesse a um nível desejado e os limitadores evitam que certos valores excedam limites pré-definidos; se algum dos limitadores falhar, então as funções de proteção removem os componentes apropriados ou toda a unidade de geração.

3.4.1 Regulador de tensão

O coração do sistema de excitação é o regulador de tensão. Este equipamento é responsável por responder a variações na tensão de saída (ou corrente) e proporcionar a devida ação corretiva, mantendo a tensão do gerador dentro do limite desejado. Adicionalmente, para elevar a confiabilidade, é necessário que o regulador de tensão seja um sistema de ação proporcional contínua, ou seja, a ação corretiva deve ser proporcional ao desvio da tensão de saída em relação a um determinado valor de referência, não importando o quão pequeno seja esse desvio (ANDERSON; FOUAD, 1994).

3.4.1.1 Reguladores eletromecânicos

Os reguladores de tensão eletromecânicos podem ser classificados em dois tipos: reguladores de ação direta ou de ação indireta. Reguladores de ação direta são largamente utilizados e têm sido melhorados ao longo do tempo, mantendo essencialmente a mesma forma de operação, na qual o equipamento detecta o nível de tensão e ajusta mecanicamente a resistência do reostato de controle.

À medida que as máquinas de grande porte ficaram mais comuns, os reguladores com reostato de ação indireta começaram a aparecer. Estes equipamentos usam um relé como elemento sensível à tensão, o qual opera para controlar um reostato motorizado, usualmente conectado entre a excitatriz piloto e a principal. Outro tipo de regulador de ação indireta também em uso emprega um motor polifásico como elemento sensível a tensão, o qual aciona diretamente um contato mecânico que controla a resistência do reostato de acordo com o desvio na tensão de saída do gerador. A resposta deste tipo de regulador é mais rápida do que os de ação direta, além de permitir o controle de correntes de campo de grande magnitude.

3.4.1.2 Reguladores eletrônicos

Por volta da década de 1930 começou-se a empregar excitatrizes e reguladores de tensão eletrônicos em conjunto com a excitatriz principal convencional. Em geral, estes dispositivos eletrônicos proporcionam melhor regulação de tensão bem como controle de excitação do gerador mais rápido e suave do que os sistemas de ação indireta. No entanto, o uso destes sistemas não é difundido pelo alto custo de manutenção e limitada vida útil (ANDERSON; FOUAD, 1994).

3.4.1.3 Reguladores com amplificadores rotativos

O desenvolvimento de amplificadores rotativos e a aplicação destes dispositivos em sistemas de controle de geração têm sido acompanhados pelo desenvolvimento de elementos estáticos sensíveis a tensão, em substituição aos dispositivos eletromecânicos usados inicialmente.

Em sistemas com amplificadores rotativos, o gerador é excitado por uma

excitatriz paralela auto-excitada, cujo circuito de campo é controlado automaticamente pelo amplificador rotativo, que proporciona uma resposta ao erro de tensão aumentando ou reduzindo a corrente de campo. Tais sistemas proporcionam resposta rápida a variações de tensão, sendo determinada, basicamente, pela constante de tempo da excitatriz principal.

3.4.1.4 Reguladores com amplificadores magnéticos

Estes sistemas utilizam amplificadores magnéticos, ou seja, dispositivos amplificadores estáticos, em substituição aos amplificadores rotativos. Essencialmente, funcionam como dispositivos amplificadores convencionais com a vantagem de não possuir elementos rotativos, maior vida útil e construção mais robusta.

Usualmente, os amplificadores magnéticos são formados por um retificador alimentado por um reator de núcleo saturado com um enrolamento de controle. Aplicando um sinal de pequena potência ao enrolamento de controle, é possível controlar o ciclo de tensão (ou de corrente) do reator e, por conseguinte, a corrente média de saída. Esta característica, de controlar uma corrente de saída elevada por meio de um pequeno sinal de controle, é a essência de qualquer amplificador.

3.4.1.5 Reguladores de estado sólido

Algumas das funções de amplificação e comparação em reguladores modernos consistem em circuitos ativos de estado sólido (ANDERSON; FOUAD, 1994). Várias configurações podem ser usadas dependendo do fabricante, mas todas proporcionam rápida operação com atraso de tempo desprezível em comparação às demais constantes de tempo do sistema. Destaca-se ainda a grande confiabilidade, facilidade de manutenção e custo inicial baixo que esta tecnologia oferece.

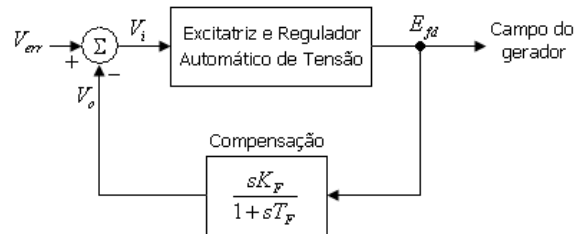
3.4.2 Estabilizadores do sistema de excitação

Sistemas de excitação formados por elementos com atrasos de tempo significativos apresentam baixo desempenho dinâmico, sobretudo em sistemas de excitação do tipo CC ou CA. A menos que seja usado um regulador de tensão com ganho pequeno, o

controle da excitação é instável quando o gerador opera em circuito aberto (KUNDUR, 1993). Desta forma, utilizam-se circuitos estabilizadores do sistema de controle da excitação a fim de melhorar o desempenho dinâmico do mesmo.

A figura 3.4 ilustra a forma mais comum de compensação em sistemas de controle da excitação, utilizando retro-alimentação derivativa. O efeito da compensação é a redução do deslocamento de fase introduzido pelos atrasos de tempo na faixa de frequência de operação.

Figura 3.4 – Estabilização do sistema de controle da excitação com retro-alimentação derivativa



Fonte: KUNDUR, 1993.

Dependendo do tipo do sistema de excitação, existem diferentes topologias para os circuitos estabilizadores. Destaca-se, porém, que sistemas de excitação estáticos apresentam atrasos de tempo insignificantes e não necessitam de estabilização do controle de excitação para garantir operação estável com o gerador em circuito aberto.

3.4.3 Estabilizadores de sistema de potência

A utilização de sistemas de excitação rápidos pode tornar insatisfatório o grau de amortecimento das máquinas após a ocorrência de uma perturbação. Para aumentar o amortecimento das oscilações eletromecânicas de uma determinada unidade geradora, introduz-se no regulador de tensão um sinal estabilizador auxiliar, derivado da velocidade do rotor, da frequência ou da potência elétrica da máquina síncrona (MOTA, 2006).

O Estabilizador de Sistema de Potência é um elemento, ou grupo de elementos, que fornece uma entrada adicional ao regulador de tensão para melhorar o desempenho dinâmico do sistema. O estabilizador é um compensador que possui a característica de produzir um avanço de fase, na frequência de oscilação desejada, para compensar o atraso proporcionado pelo conjunto gerador síncrono, excitatriz e sistema de potência (SOUZA, 2007).

3.4.4 Limitadores de sub-excitação e sobre-excitação

O limitador de sub-excitação é usado para prevenir redução na excitação do gerador a um nível no qual o limite de estabilidade a pequenos sinais seja comprometido. O sinal de controle do limitador é derivado de uma combinação tanto da tensão e corrente, ou da potência ativa e reativa do gerador, e os limites são determinados pelo sinal excedente a um nível de referência.

Algumas aplicações de limitadores de sub-excitação atuam no sinal de controle do regulador automático de tensão. Quando o limite ajustado do dispositivo limitador é alcançado, um elemento não-linear (tal como um diodo) inicia a conduzir e o sinal de saída do limitador é combinado com outros sinais de controle do sistema de excitação.

O limitador de sobre-excitação, por outro lado, protege o gerador contra sobreaquecimento provocado por uma sobre-corrente de campo prolongada. A função limitadora de sobre-excitação tipicamente detecta a condição de elevada corrente de campo e, após um atraso de tempo, atua reduzindo a excitação a um nível de referência. Caso esta ação não reduza a corrente a um valor seguro, o limitador inicia o desligamento da excitação de campo e a unidade geradora sai de operação.

Podem ser encontrados dois tipos de ajustes para o atraso de tempo nos limitadores de sobre-excitação: tempo fixo ou tempo inverso. Os limitadores de tempo fixo operam quando a corrente de campo excede o valor de pico por um período de tempo pré-ajustado, não importando o grau de sobre-excitação. Os limitadores de tempo inverso, por outro lado, operam com o atraso de tempo ajustado de acordo com a capacidade térmica dos enrolamentos de campo do gerador (KUNDUR, 1993).

3.5 Modelagem de sistemas de excitação

Modelos matemáticos de sistemas de excitação são essenciais para a obtenção dos requisitos de desempenho desejados para o sistema de potência, para o projeto e coordenação de circuitos de controle e proteção suplementares, e para estudos de estabilidade relacionados ao planejamento e operação de sistemas de potência.

Os dispositivos de controle e proteção que impactam diretamente nos estudos de estabilidade transitória e a pequenos sinais são o regulador de tensão, o estabilizador de

sistema de potência e o estabilizador do sistema de controle da excitação.

3.5.1 Normalização das equações da excitatriz

Na seleção de um sistema em p.u. para normalizar as tensões e correntes de saída da excitatriz é intuitivo pensar nos valores de base para representação em p.u. das equações da máquina síncrona, conforme desenvolvido na seção 2.2.3. No entanto, em condições normais de operação a tensão de saída da excitatriz é muito pequena em relação à tensão de base utilizada para representação da máquina síncrona, fazendo com que as equações operem com números da ordem de 0,001 p.u.

Para contornar este problema, adota-se um sistema de conversão p.u. na interface entre o sistema de excitação e os circuitos de campo da máquina síncrona, fazendo com que uma tensão de saída da excitatriz de 1,0 p.u. corresponda à tensão de campo necessária para produzir a tensão nominal nos terminais da armadura da máquina síncrona. Este sistema em p.u. é universalmente usado em estudos de estabilidade de sistemas de potência e oferece uma simplicidade considerável (KUNDUR, 1993), sendo conhecido como sistema em p.u. não-recíproco, para diferenciá-lo do sistema em p.u. recíproco usado na modelagem da máquina síncrona.

Para desenvolver as relações entre os valores em p.u. no sistema não-recíproco e as grandezas de campo da máquina síncrona, consideram-se as equações (2.101), (2.102), (2.103) e (2.105) sob condições de operação em circuito aberto ($i_d = i_q = 0$). Logo:

$$v_d = -\varphi_q = x_q i_q = 0 \quad (3.1)$$

$$v_q = \varphi_d = -x_d i_d + x_{ad} i_{fd} = x_{ad} i_{fd} \quad (3.2)$$

Assim, no sistema em p.u. recíproco, a corrente de campo i_{fd} necessária para gerar tensão nominal nos terminais do estator, ou seja $|E_t| = |v_d + jv_q| = 1,0$ p.u., é dada pela equação (3.3), com a tensão de campo correspondente dada pela equação (3.4).

$$i_{fd} = \frac{1}{x_{ad}} \text{ p.u.} \quad (3.3)$$

$$e_{fd} = R_{fd} i_{fd} = \frac{R_{fd}}{x_{ad}} \text{ p.u.} \quad (3.4)$$

Por definição, a tensão de campo necessária para produzir a tensão nominal nos

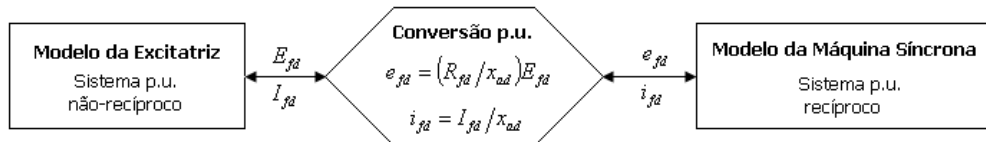
terminais da máquina síncrona, dada pela equação (3.4), corresponde à tensão de saída da excitatriz de 1,0 p.u. no sistema não-recíproco. Assim, a interface entre os sistemas em p.u. não-recíproco e recíproco é dada pelas equações (3.5) e (3.6), sendo E_{fd} e I_{fd} a tensão e corrente de saída da excitatriz no sistema em p.u. não-recíproco.

$$\frac{E_{fd}}{e_{fd}} = \frac{1}{R_{fd}/x_{ad}} \Rightarrow E_{fd} = \frac{x_{ad}}{R_{fd}} e_{fd} \quad (3.5)$$

$$I_{fd} = \frac{x_{ad}}{R_{fd}} R_{fd} i_{fd} = x_{ad} i_{fd} \quad (3.6)$$

Fisicamente, a tensão/corrente de saída da excitatriz e a tensão/corrente de campo do gerador são as mesmas; a distinção é feita somente nos seus valores em p.u. para permitir seleção independente do sistema p.u. para modelagem dos sistemas de excitação e das máquinas síncronas. A figura 3.5 resume a interface entre os sistemas p.u. não-recíproco e recíproco.

Figura 3.5 – Conversão em p.u. na interface entre o sistema de excitação e o circuito de campo da máquina síncrona



Fonte: KUNDUR, 1993.

3.5.2 Modelagem dos componentes do sistema de excitação

Os elementos básicos que formam os diferentes tipos de sistemas de excitação são as excitatrizes CC (auto-excitada ou separadamente excitada), excitatrizes CA, excitatrizes estáticas, retificadores (controlados ou não-controlados), amplificadores rotativos, magnéticos ou eletrônicos, circuitos estabilizadores do sistema de excitação, limitadores e sensores de sinal.

3.5.2.1 Excitatriz CC

A excitatriz, seja auto-excitada ou separadamente excitada, funciona basicamente como um amplificador (MOTA, 2006), cujo sinal de saída (E_{fd}) é dado pela equação (3.7),

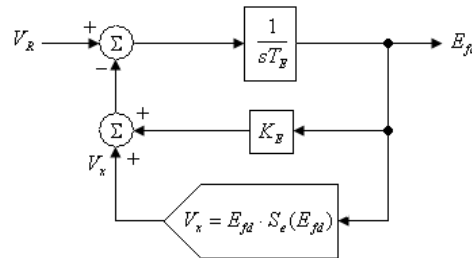
sendo $G_x(E_{fd})$ a função de transferência da excitatriz e V_R a tensão de saída do regulador de tensão.

$$E_{fd} = G_x(E_{fd}) \cdot V_R \tag{3.7}$$

A função de transferência da excitatriz $G_x(E_{fd})$ é não-linear devido à saturação magnética nos enrolamentos de campo da excitatriz e do próprio carregamento da excitatriz. A prática comum (ANDERSON; FOUAD, 1994; KUNDUR, 1993) na modelagem de excitatrizes CC é representar a saturação e regulação de carga através da combinação dos dois efeitos numa curva carga-saturação da excitatriz. Conforme demonstrado por Kundur (1993, p. 348-351), a tensão de saída da excitatriz é encontrada pela equação (3.8), sendo K_E , T_E e $S_e(E_{fd})$, respectivamente, o ganho, constante de tempo e função de saturação da excitatriz. A figura 3.6 apresenta a representação da excitatriz CC em diagrama de blocos.

$$V_R = K_E E_{fd} + S_e(E_{fd}) E_{fd} + sT_E E_{fd} \tag{3.8}$$

Figura 3.6 – Diagrama de blocos da excitatriz CC

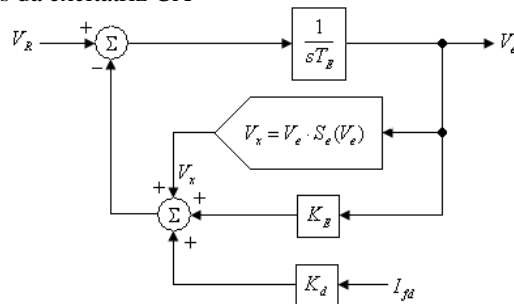


Fonte: KUNDUR, 1993.

3.5.2.2 Excitatriz CA e retificador

A representação da excitatriz CA recomendada para uso em estudos de estabilidade é mostrada na figura 3.7.

Figura 3.7 – Diagrama de blocos da excitatriz CA



Fonte: KUNDUR, 1993.

A estrutura geral do modelo é similar à excitatriz CC. No entanto, o carregamento da excitatriz devido ao efeito de reação da armadura é representado separadamente ao efeito da curva de saturação (KUNDUR, 1993). A tensão interna da excitatriz V_e representa a tensão sem carga, determinada pela função de saturação $S_e(V_e)$. A corrente principal de campo do gerador I_{fd} representa a corrente de carga da excitatriz, e a retro-alimentação negativa de $K_d I_{fd}$ determina o efeito desmagnetizante da reação da armadura. A constante K_d depende das reatâncias síncronas e transitórias da excitatriz CA.

Freqüentemente são usadas pontes retificadoras trifásicas de onda completa para retificar a tensão de saída da excitatriz CA. A impedância efetiva da fonte CA vista pelo retificador é predominantemente indutiva e conhecida como reatância de comutação (KUNDUR, 1993). O produto da reatância de comutação com a corrente de carga da excitatriz, conhecido como queda de tensão de comutação, determina o modo de operação da ponte retificadora.

As equações que definem a regulação do retificador como função da queda de tensão de comutação podem ser expressas pela equação (3.9), sendo F_{ex} e I_N dados pelas equações (3.10) e (3.11). Destaca-se que a constante K_c depende da reatância de comutação.

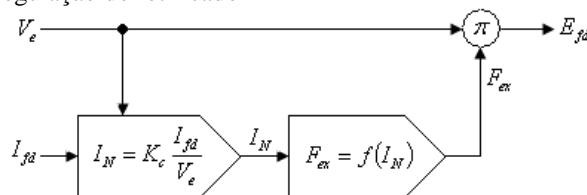
$$E_{fd} = F_{ex} V_e \quad (3.9)$$

$$F_{ex} = f(I_N) \quad (3.10)$$

$$I_N = K_c \frac{I_{fd}}{V_e} \quad (3.11)$$

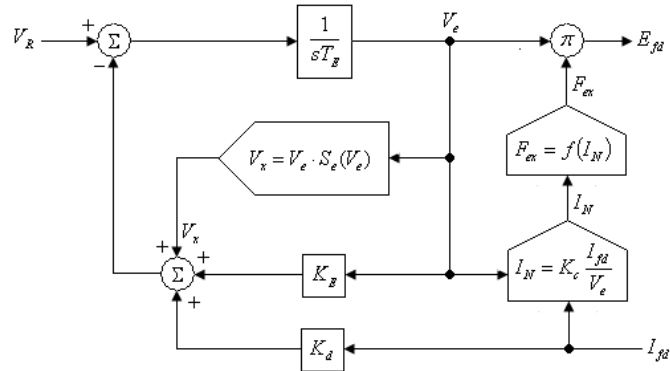
Os efeitos da regulação do retificador identificados acima podem ser representados pelo diagrama de blocos da figura 3.8. A figura 3.9 ilustra o sistema excitatriz CA e retificador.

Figura 3.8 – Modelo de regulação do retificador



Fonte: KUNDUR, 1993.

Figura 3.9 – Diagrama de blocos do sistema excitatriz CA e retificador

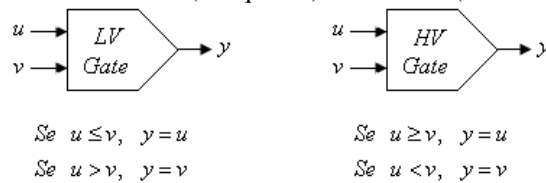


Fonte: KUNDUR, 1993.

3.5.2.3 Funções seletoras e excitatriz estática

Circuitos seletores são usados quando é necessário dar controle a um ou dois sinais de entrada, dependendo do tamanho relativo entre eles. A figura 3.10 ilustra as funções de um seletor de valor baixo (*Low Value Gate*) e de um seletor de valor alto (*High Value Gate*), bem como os símbolos usados para representá-los em diagrama de blocos.

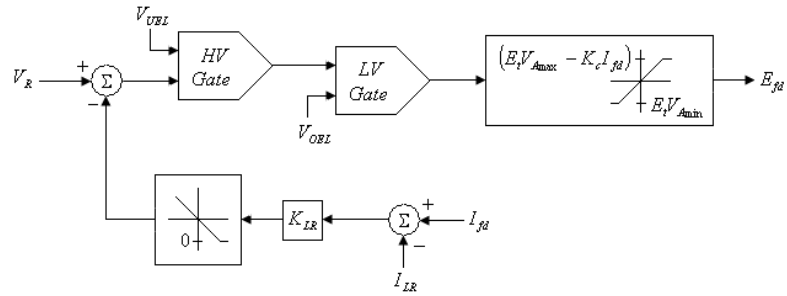
Figura 3.10 – Funções seletoras de valor baixo (à esquerda) e valor alto (à direita)



Fonte: KUNDUR, 1993.

Em excitatrizes estáticas a potência de excitação é fornecida através de um transformador a partir dos terminais do gerador ou de barramentos auxiliares, e é regulada por um retificador controlado. Além de possuir constante de tempo muito pequena, o limite de tensão da excitatriz estática é diretamente proporcional à tensão terminal do gerador. O efeito da regulação retificadora na tensão limite é representado pela constante K_c , a qual depende da reatância de comutação. Devido à alta capacidade de campo do sistema, é comum empregar um limitador de corrente de campo, o qual é definido por I_{LR} e pelo ganho K_{LR} , conforme ilustrado na figura 3.11. Destaca-se neste modelo, o uso das tensões limitadoras de sub-excitação (V_{UEL}) e sobre-excitação (V_{OEL}) como sinais de entrada nas funções seletoras de alto e baixo valor, respectivamente, prevenindo que o sinal aplicado ao campo do gerador fique fora dos limites pré-estabelecidos.

Figura 3.11 – Representação da excitatriz estática em diagrama de blocos



Fonte: KUNDUR, 1993.

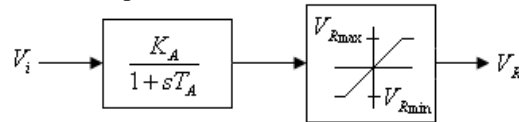
3.5.2.4 Amplificador

Os amplificadores nos sistemas de excitação podem ser rotativos, magnéticos ou eletrônicos. Em todos os casos, o comportamento dinâmico pode ser representado por uma amplificação linear de tensão K_A com constante de tempo T_A , ou seja:

$$V_R = \frac{K_A}{1 + sT_A} V_i \tag{3.12}$$

A tensão de saída do amplificador é limitada pela saturação ou por limitações do circuito de potência. Desta forma, são utilizados circuitos limitadores de forma que seja satisfeita a condição $V_{Rmin} \leq V_R \leq V_{Rmax}$. A figura 3.12 ilustra a representação do amplificador em diagrama de blocos.

Figura 3.12 – Diagrama de blocos do amplificador



Fonte: KUNDUR, 1993.

3.5.2.5 Estabilizador do sistema de excitação

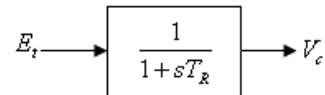
Conforme apresentado na seção 3.4.2, a forma mais comum de compensação em sistemas de controle da excitação utiliza retro-alimentação derivativa. Fazendo referência à figura 3.4, tem-se que o estabilizador do sistema de excitação pode ser representado pela função de transferência:

$$V_o = \frac{sK_F}{1 + sT_F} E_{fd} \tag{3.13}$$

3.5.2.6 Sensor de tensão terminal

A representação em diagrama de blocos do sensor de tensão é mostrada na figura 3.13. A constante de tempo T_R representa os efeitos da retificação e filtragem da tensão terminal da máquina síncrona. A tensão de saída do sensor V_c forma o principal sinal de controle para o sistema de excitação.

Figura 3.13 – Diagrama de blocos do sensor de tensão terminal

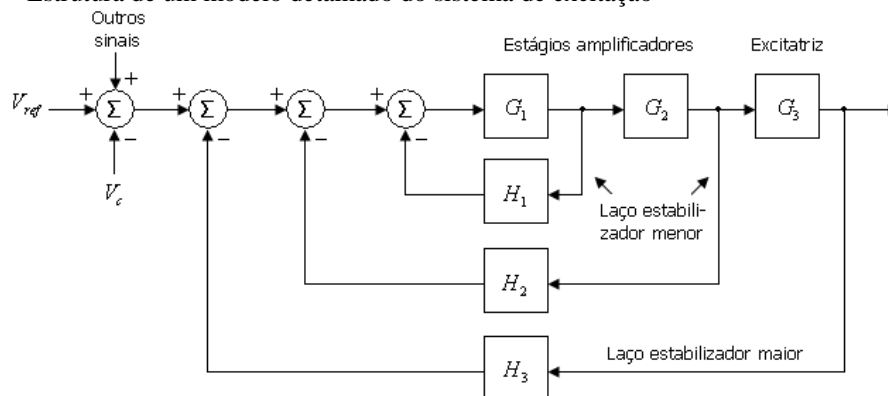


Fonte: KUNDUR, 1993.

3.5.3 Modelagem de sistemas de excitação completos

A figura 3.14 esboça a estrutura geral do sistema de excitação, apresentando uma correspondência direta com cada componente físico analisado na seção 3.5.2. Embora esta estrutura tenha a vantagem de manter uma relação direta entre os parâmetros do modelo e os parâmetros físicos, tal detalhamento é considerado muito grande para estudos de estabilidade gerais (KUNDUR, 1993). Desta forma, técnicas de redução são usadas para obter uma representação simplificada para o estudo requerido.

Figura 3.14 – Estrutura de um modelo detalhado do sistema de excitação



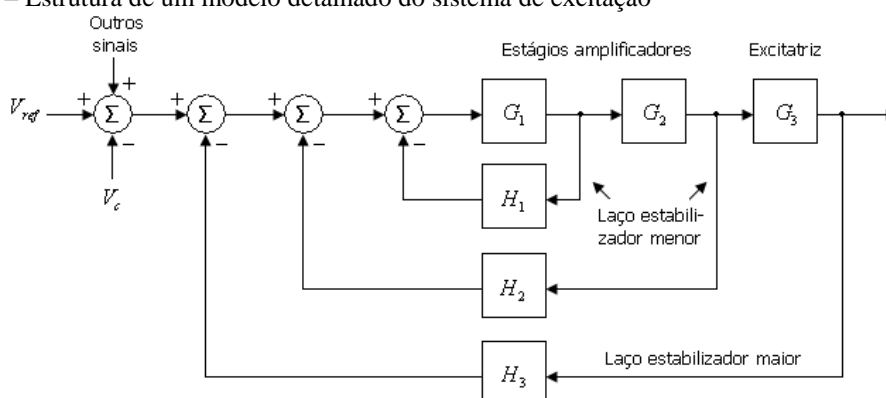
Fonte: KUNDUR, 1993.

A estrutura apropriada para o modelo reduzido depende do tipo do sistema de excitação. O IEEE (1992) padronizou 12 estruturas-modelo na forma de diagrama de blocos

para representar a grande variedade de sistemas de excitação atualmente em uso para estudos de estabilidade transitória e estabilidade a pequenos sinais. Nesta seção serão discutidos os parâmetros de 03 (três) modelos, classificados pelo IEEE como tipo DC1A, AC1A e ST1A.

O principal sinal de entrada para qualquer um dos modelos é a saída V_c do sensor de tensão mostrado na figura 3.13. No primeiro ponto de soma, o sinal V_c é subtraído da referência de tensão do regulador V_{ref} e, caso necessário, outros sinais auxiliares são adicionados para produzir o sinal atuador que controla o sistema de excitação. Na maioria das implementações é utilizado o sinal de saída V_s do estabilizador de sistema de potência como sinal auxiliar, contribuindo para a melhoria da estabilidade de todo o sistema de potência.

Figura 3.14 – Estrutura de um modelo detalhado do sistema de excitação



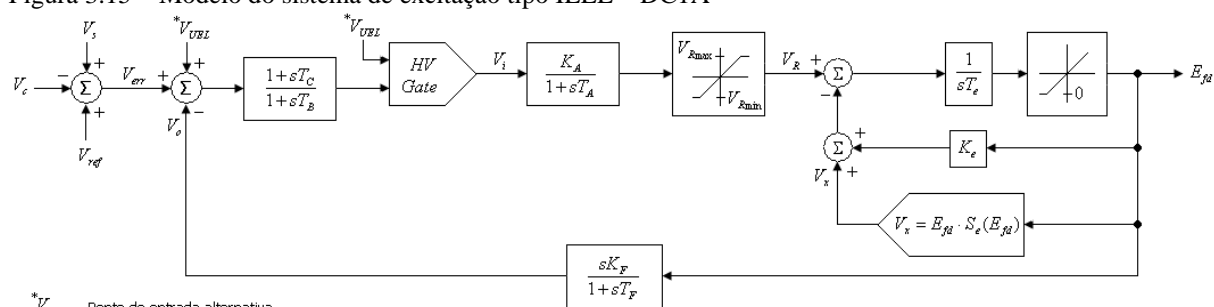
Fonte: KUNDUR, 1993.

3.5.3.1 Modelo do sistema de excitação tipo DC1A

O modelo DC1A, apresentado na figura 3.15, representa um sistema de excitação CC com regulador atuando diretamente sobre a tensão aplicada ao enrolamento de campo. A excitatriz pode ser separadamente excitada ou auto-excitada, sendo esta a mais comum (KUNDUR, 1993).

Nota-se que além dos componentes modelados na seção 3.5.2, o modelo DC1A inclui ainda um compensador avanço-atraso de fase, caracterizado pelas constantes T_B e T_C , com a função de reduzir o ganho em altas frequências, minimizando assim a influência negativa do regulador no amortecimento do sistema (SILVA, 2008).

Figura 3.15 – Modelo do sistema de excitação tipo IEEE – DC1A



* V_{UEZ} Ponto de entrada alternativa

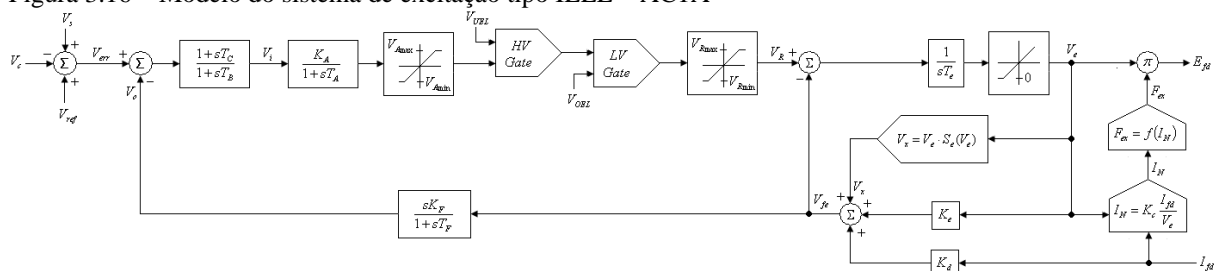
Fonte: IEEE, 1992.

3.5.3.2 Modelo do sistema de excitação tipo AC1A

O modelo AC1A, apresentado na figura 3.16, representa um sistema de excitação com alternador controlado pelo campo e retificadores não-controlados, sendo aplicável para modelagem de sistemas de excitação sem presença de anéis coletores (retificadores rotativos).

Destaca-se que a característica do diodo retificador impõe um limite inferior igual a zero na tensão de saída da excitatriz. O campo da excitatriz é alimentado por uma excitatriz piloto, e o suprimento de potência para o regulador de tensão não é afetado por transitórios externos (KUNDUR, 1993).

Figura 3.16 – Modelo do sistema de excitação tipo IEEE – AC1A

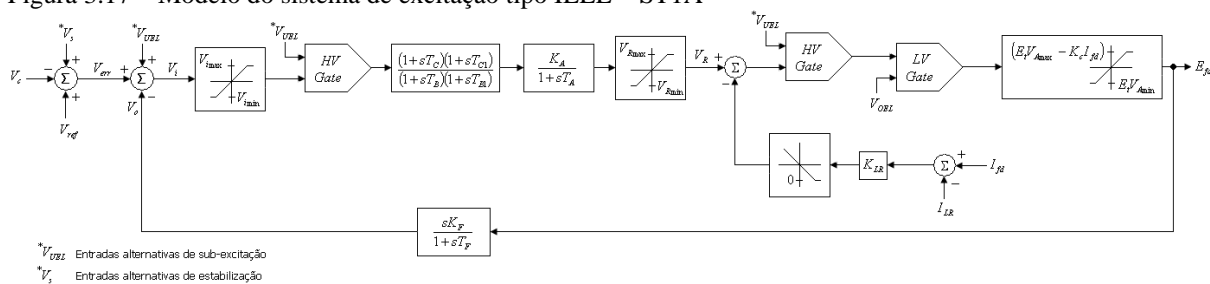


Fonte: IEEE, 1992.

3.5.3.3 Modelo do sistema de excitação tipo ST1A

O modelo ST1A, apresentado na figura 3.17, representa um sistema fonte de potencial com retificador controlado. A potência de excitação é fornecida através de um transformador a partir dos terminais do gerador. Desta forma o limite de tensão da excitatriz é diretamente proporcional à tensão terminal do gerador, conforme detalhado na seção 3.5.2. Este modelo apresenta ainda dois compensadores anti *wind-up* de avanço-atraso, com a função de proporcionar compensação de fase e ganho ótimos.

Figura 3.17 – Modelo do sistema de excitação tipo IEEE – ST1A



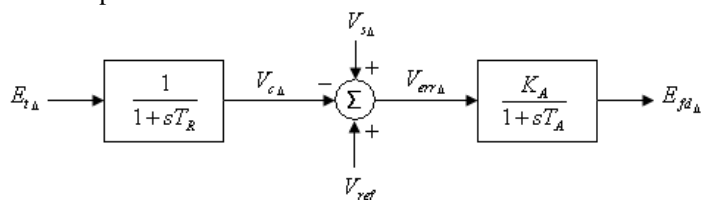
Fonte: IEEE, 1992.

3.6 Efeitos do sistema de excitação na estabilidade dinâmica

A estabilidade dinâmica envolve o estudo do comportamento do sistema quando submetido a pequenas perturbações. Desta forma, a análise pode ser realizada sobre um modelo linear equivalente, haja vista que as oscilações estarão compreendidas em torno do ponto de operação nominal do sistema.

Para fins de análise, considera-se o modelo ST1A apresentado na figura 3.17. Considerando que o sistema experimenta perturbações próximas a seu ponto de operação nominal, a saturação e funções limitadoras e de proteção presentes no modelo podem ser desconsideradas. Além disso, de acordo com Anderson e Fouad (1994, p. 333), o desempenho dinâmico do sistema é significativo em baixas frequências, nas quais o efeito da retroalimentação derivativa pode ser desconsiderado. A figura 3.18 ilustra a representação em diagrama de blocos do modelo ST1A simplificado, válido para estudos de estabilidade a pequenos sinais, incluindo o sensor de tensão terminal do gerador.

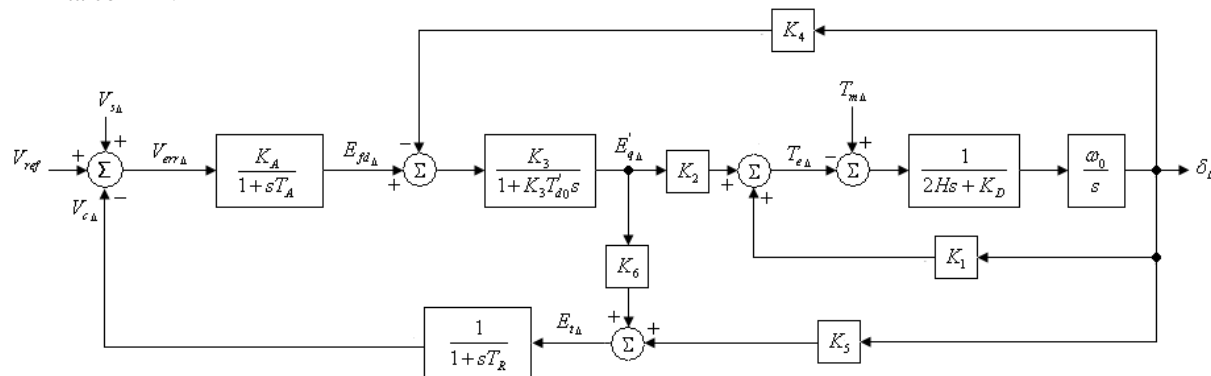
Figura 3.18 – Modelo ST1A simplificado e sensor de tensão



Fonte: KUNDUR, 1993.

Combinando o diagrama de blocos da figura 3.18 com o modelo linearizado de 3ª ordem da máquina síncrona, ilustrado na figura 2.9, obtém-se o modelo simplificado para estudos de estabilidade dinâmica do sistema máquina-barras infinita, incluindo regulador automático de tensão (AVR – Automatic Voltage Regulator) e gerador síncrono. Tal modelo é ilustrado na figura 3.19.

Figura 3.19 – Diagrama de blocos do modelo linear simplificado de 3ª ordem da máquina ligada a uma barra infinita com AVR



Fonte: KUNDUR, 1993.

Conforme demonstrado na seção 2.5.2 e evidenciado pela equação (2.169), o efeito desmagnetizante provocado pela reação da armadura da máquina síncrona não-regulada, quando submetida a frequências de oscilação baixas, provoca contribuições negativas para o torque de sincronização e positivas para o torque de amortecimento.

Com a ação do AVR, as variações do fluxo de campo do gerador síncrono são causadas pelas variações na tensão de campo em adição à reação da armadura. Tomando por base o diagrama de blocos da figura 3.19, sem a adição do sinal estabilizador $V_{s\Delta}$ e considerando variáveis incrementais, pode-se escrever a variação na tensão de campo do gerador síncrono como:

$$E_{fd\Delta} = -\frac{K_A}{(1 + sT_A)(1 + sT_R)} E_{t\Delta} \quad (3.14)$$

Substituindo a equação (3.14) em (2.142) e utilizando a relação dada pela equação (2.176), obtém-se a relação:

$$\frac{E'_{q\Delta}}{\delta_\Delta} = -\frac{s^2(K_3K_4T_AT_R) + K_3[sK_4(T_A + T_R) + K_4 + K_AK_5]}{s^3(K_3T'_{d0}T_AT_R) + s^2[T_AT_R + K_3T'_{d0}(T_A + T_R)] + s(K_3T'_{d0} + T_A + T_R) + 1 + K_3K_AK_6} \quad (3.15)$$

Em sistemas de excitação com respostas rápidas à variação de tensão, o ganho do AVR K_A assume valores altos. Nestes casos, o efeito dos termos K_4 e $|sK_4(T_A + T_R)|$ no numerador da equação (3.15) é muito pequeno comparado com o termo K_AK_5 (ANDERSON; FOUAD, 1994; MOTA, 2006). Além disso, conforme explanado na seção 2.5.2, a frequência de oscilação experimentada pela máquina quando submetida a pequenas perturbações é normalmente baixa. Assim, fazendo $s = j\omega$ na equação (3.15) e considerando estas simplificações, obtém-se que:

$$\frac{E'_{q\Delta}}{\delta_{\Delta}} \cong -\frac{K_3 K_A K_5}{1 + K_3 K_A K_6} + j\omega K_3 K_A K_5 \frac{K_3 T'_{d0} + T_A + T_R}{(1 + K_3 K_A K_6)^2} \quad (3.16)$$

Dividindo ambos os termos da equação (2.158) por δ_{Δ} e utilizando a relação dada pela equação (3.16), obtém-se que as variações nos torques de sincronização $T_{S\Delta}$ e no torque de amortecimento $T_{D\Delta}$ em relação à variação no ângulo do rotor são dadas por:

$$\frac{T_{S\Delta}}{\delta_{\Delta}} \cong K_1 - \frac{K_2 K_3 K_A K_5}{1 + K_3 K_A K_6} \quad (3.17)$$

$$\frac{T_{D\Delta}}{\delta_{\Delta}} \cong \omega K_2 K_3 K_A K_5 \frac{K_3 T'_{d0} + T_A + T_R}{(1 + K_3 K_A K_6)^2} \quad (3.18)$$

As constantes K_2 , K_3 e K_6 são normalmente positivas. No entanto, K_5 pode assumir valores negativos ou positivos dependendo das condições de carregamento do sistema (KUNDUR, 1993; MOTA, 2006).

Para condições de carga leves e até médias, o valor de K_5 é positivo e o efeito do AVR é introduzir uma componente de torque de sincronização negativa. No entanto, a redução no torque de sincronização não causa problemas de estabilidade, tendo em vista que a constante K_1 , para estas condições, assume valores suficientes para manter o torque de sincronização significativamente maior do que zero. Destaca-se ainda que nestas condições de carga, o torque de amortecimento é sempre positivo e não provoca maiores problemas de oscilação.

Em condições de carga pesada, comumente encontrada em sistemas de potência, o valor de K_5 é negativo, logo o torque de sincronização é melhorado pelo AVR. No entanto, o torque de amortecimento assume valores negativos e o AVR contribui para agravar o problema da estabilidade, destruindo o amortecimento inerente da máquina.

Uma forma de entender esse fenômeno fisicamente é a seguinte: reguladores de tensão rápidos variam bruscamente o fluxo do campo da máquina; no campo é, então, induzida uma corrente para preservar o fluxo inicial, corrente essa que tem efeito oposto ao da corrente induzida num enrolamento amortecedor, o que destrói o amortecimento da máquina.

Para minimizar esse efeito e melhorar o amortecimento do sistema é introduzido um sinal adicional através do regulador de tensão, de modo a produzir um torque positivo em fase com a velocidade da máquina, restituindo, assim, o amortecimento destruído. Para gerar

sinais suplementares ao regulador de tensão com esta característica, são utilizados estabilizadores de sistemas de potência (*PSS – Power System Stabilizers*), cuja modelagem é detalhada na seção a seguir.

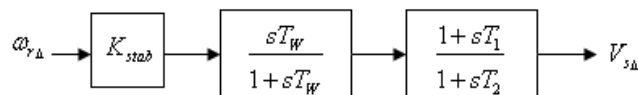
3.7 Modelagem do estabilizador de sistema de potência

A função básica do PSS é adicionar amortecimento às oscilações do rotor, controlando a excitação do gerador por meio de sinais estabilizadores auxiliares adicionados ao AVR. Para proporcionar amortecimento, o estabilizador deve produzir uma componente de torque elétrico em fase com as variações de velocidade do rotor e, para isso, o sinal de controle deve ser convenientemente ajustado de modo a efetuar deslocamento de fase nas oscilações do conjugado elétrico produzido, deixando-as, se possível, em fase com as oscilações de velocidade angular (MOTA, 2006).

O sinal de controle do PSS pode ser proveniente da velocidade angular, potência elétrica, potência de aceleração, ângulo de torque, frequência etc. Por conveniência e tendo em vista que o objetivo é melhorar o torque de amortecimento, neste trabalho adota-se a variação de velocidade do rotor $\omega_{r\Delta}$ como sinal suplementar de controle da excitação do gerador. O uso do sinal da velocidade angular como referência para o PSS possui a desvantagem de que o ruído de frequência média e alta, causado pelas oscilações do eixo de torção, pode causar interferência na tensão a ser controlada (SOUZA, 2007). Por isso, são utilizados filtros de alta frequência para eliminar ruídos acima de 3Hz, por exemplo, e filtros de baixa frequência (*washout*), para eliminação de erros persistentes no sinal de entrada (MOTA, 2006).

Se as funções de transferência da excitatriz e gerador fossem ganhos puros, a retroalimentação direta do sinal $\omega_{r\Delta}$ no AVR resultaria em uma componente de torque amortecedor. Entretanto, na prática, quando esse sinal chega ao torque da máquina, seu ângulo é modificado pela característica de atraso introduzido pelo sistema máquina-excitação. Dessa forma, para que o sinal do torque continue em fase com a velocidade, o PSS deve atuar como um compensador dinâmico com característica adiantada, na frequência dominante do sistema. A figura 3.20 apresenta o diagrama de blocos linearizado para o estabilizador de sistema de potência, no qual as não-linearidades associadas às funções limitadoras foram desconsideradas.

Figura 3.20 – Diagrama de blocos linearizado para o estabilizador de sistema de potência (*Power System Stabilizer – PSS*)



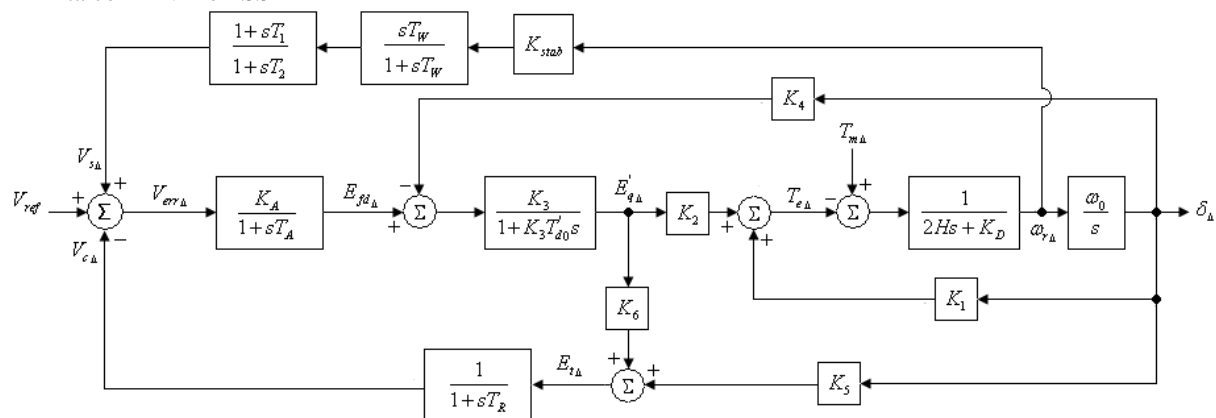
Fonte: ANDERSON; FOUAD, 1994.

Com base na figura 3.20, Kundur (1993, p. 769-770) faz as seguintes considerações:

- a) o ganho do estabilizador K_{stab} determina a quantidade de amortecimento introduzida pelo PSS. Idealmente, o ganho deveria ser ajustado a um valor que corresponda ao amortecimento máximo, porém ele é freqüentemente limitado por outras considerações de projeto;
- b) o bloco de filtro *washout* serve como um filtro passa-alta, com constante de tempo T_W grande o suficiente para permitir que sinais associados a oscilações em $\omega_{r\Delta}$ passem sem modificação. Desta forma, o PSS responde apenas às variações de velocidade, evitando que erros persistentes no sinal de entrada modifiquem a tensão terminal do gerador;
- c) o bloco de compensação de fase, caracterizado pelas constantes de tempo T_1 e T_2 , proporciona a característica de avanço de fase apropriada para compensar o atraso entre a entrada da excitatriz e o torque elétrico do gerador. Embora a figura 3.20 ilustre um único bloco compensador, também é possível usar dois ou mais blocos para atingir a compensação de fase desejada.

Incluindo a representação do PSS, ilustrada na figura 3.20, no diagrama de blocos da figura 3.19, chega-se ao modelo simplificado completo para estudos de estabilidade a pequenos sinais do sistema máquina-barras infinita. Tal modelo é apresentado na figura 3.21.

Figura 3.21 – Diagrama de blocos do modelo linear simplificado de 3ª ordem da máquina ligada a uma barra infinita com AVR e PSS



Fonte: KUNDUR, 1993.

4 OTIMIZAÇÃO POR ENXAME DE PARTÍCULAS

A relação entre simulações inspiradas em ciências sociais e programas de computador para engenharia nem sempre são óbvias. Vários algoritmos de otimização utilizados para solução de problemas complexos, tais como redes neurais, algoritmos genéticos, otimização por colônia de formigas entre outros, são influenciados por teorias psicológicas, biológicas ou físicas (KENNEDY; EBERHART, 2001).

O algoritmo de otimização por enxame de partículas, também conhecido por PSO – *Particle Swarm Optimization* baseia-se na análise do comportamento social e cognitivo de grupos de indivíduos. Grande parte das espécies de pássaros, por exemplo, procuram alimento voando em bando. Este comportamento leva à conclusão de que a informação não é restrita a um único indivíduo, mas sim pertencente a todo o bando (EL-ZONKOLY, 2006).

Da mesma forma, analisando o comportamento social e cognitivo dos seres humanos, é possível identificar que o processo de aprendizado de um indivíduo não é fundamentado apenas em suas próprias experiências ao longo da vida. Parte do conhecimento adquirido vem do compartilhamento das experiências com outros indivíduos, através da avaliação das experiências bem e mal sucedidas, seguindo padrões estabelecidos pela própria população. Além da evolução individual, à medida que o conhecimento e capacidades se espalham de pessoa para pessoa, a população converge para processos e comportamentos ótimos.

Este capítulo introduz o algoritmo de enxame de partículas em termos do comportamento social e cognitivo da população, bem como sua aplicação na solução de problemas de engenharia. São discutidos, inicialmente, algoritmos que trabalham em um espaço de busca binário e, posteriormente, o modelo mais comum, o qual opera em um espaço de busca formado por números reais.

4.1 Princípios básicos da cultura adaptativa

A evolução do conhecimento em uma população é uma atividade social. A disseminação de parte do conhecimento entre os indivíduos resulta em um corpo de fatos e estratégias com desempenho superior a qualquer conhecimento adquirido ou desenvolvido por um indivíduo isoladamente. Assim, à medida que o conhecimento se espalha pela população,

os indivíduos adquirem as melhores capacidades para processar informações e fatos, tornando o processo de “adaptar-se aos melhores” parte da cultura da população.

Uma analogia entre este modelo social e algoritmos voltados para solução de problemas permite concluir que na Cultura Adaptativa, dado um amplo espaço de possibilidades, uma população de indivíduos é capaz de encontrar soluções variadas, ou caminhos para resolver problemas, através de mútuas interações sociais. Salienta-se, no entanto, que neste modelo os indivíduos não procuram solucionar problemas, mas sim seguir as regras definidas pelo algoritmo. Assim, através de influências sociais recíprocas, cada indivíduo melhora seu próprio desempenho e influencia os demais para a melhoria do desempenho da população (KENNEDY; EBERHART, 2001).

O processo de adaptação cultural de indivíduos é baseado em três princípios básicos: avaliar, comparar e imitar:

- a) **avaliar**: a tendência para avaliar estímulos é talvez a característica mais natural de organismos vivos. O aprendizado, portanto, não pode acontecer a menos que o organismo possa avaliar e distinguir características do ambiente que o atraem ou repelem, ou que sejam boas ou más para sua sobrevivência. A partir deste ponto de vista, o aprendizado pode ser definido como uma mudança que habilita o organismo a melhorar sua avaliação do próprio ambiente;
- b) **comparar**: a comparação com outros indivíduos de uma mesma população é característica básica dos organismos. Os seres humanos, por exemplo, julgam seus pensamentos e ações através de comparações com outros, seja na avaliação de sua aparência, saúde, humor, inteligência ou outros aspectos de opinião e habilidades. Os indivíduos no Modelo da Cultura Adaptativa comparam a si mesmos com seus vizinhos, e imitam apenas aqueles que são superiores. Assim, os padrões para o comportamento social do enxame de partículas são ajustados pela comparação com os demais indivíduos da população;
- c) **imitar**: a imitação de outros indivíduos é o método mais efetivo para o aprendizado social. No entanto, apenas os humanos e alguns pássaros são capazes da real imitação, ou seja, são capazes de não apenas imitar o comportamento, mas de tomar a perspectiva do outro indivíduo a fim de

atingir seus objetivos. Por exemplo, o uso de um objeto como ferramenta por um indivíduo pode chamar a atenção de outro indivíduo para o objeto, no entanto, este último pode utilizar o mesmo objeto de uma maneira diferente para atingir seu propósito.

Os três princípios de avaliar, comparar e imitar podem ser combinados, mesmo em seres sociais simplificados, em programas de computador, permitindo-os adaptar desafios complexos do ambiente, solucionando problemas extremamente difíceis.

4.2 Um modelo de decisão binária

Considere-se um indivíduo simplificado em uma população com apenas um par de possíveis escolhas a tomar, “sim” ou “não”. Apesar das possibilidades restritas, tal decisão é difícil, haja vista que o desejo é de se fazer as escolhas certas que obtenham o melhor desempenho. Para representar cada decisão tomada, adota-se o número (ou estado) 1 para o “sim” e o número 0 para o “não”.

Dois tipos de informações importantes estão disponíveis a estes seres primitivos. A primeira é sua própria experiência, ou seja, eles experimentaram as escolhas possíveis e sabem qual o melhor estado, e o quanto este estado tem sido bom até agora. A segunda informação refere-se ao conhecimento do desempenho dos outros indivíduos no entorno. De fato, os seres são tão simples que tudo o que sabem é com quais escolhas seus vizinhos obtiveram os melhores resultados até agora e o quão positivo foi o melhor perfil de escolhas entre todos os indivíduos.

A probabilidade de um indivíduo escolher “sim” para qualquer decisão é uma função de como o “sim” tem sido bem sucedido para ele no passado em relação ao “não”. Esta decisão é também afetada pela influência social, ou seja, as decisões binárias de um indivíduo tenderão a concordar com a opinião sustentada pela maioria dos outros indivíduos (KENNEDY; EBERHART, 2001).

Através deste modelo introdutório, pode-se dizer que os indivíduos tendem a ser influenciados pelo melhor desempenho de qualquer indivíduo ao qual eles estejam conectados, ou seja, ao membro de sua vizinhança que tenha sido mais bem sucedido até agora. Embora se admita que o modelo seja bastante simplificado, ele possui a essência das relações sociais e justifica seu uso em problemas de otimização.

Os indivíduos podem estar conectados entre si de diferentes maneiras. A maioria das implementações usa dois indicadores sociométricos. O primeiro, chamado de g_{best} (melhor global), conceitualmente conecta todos os membros da população entre si. O efeito disso é que cada partícula é influenciada pelo melhor rendimento de qualquer membro de toda a população. O segundo, chamado l_{best} (melhor local), cria uma vizinhança para cada indivíduo compreendendo ele mesmo e seus k mais próximos vizinhos na população. Por exemplo, se $k = 2$, então cada indivíduo i será influenciado pelo melhor rendimento entre um grupo formado pelas partículas $i-1$, i e $i+1$. Diferentes topologias de vizinhança podem resultar em efeitos distintos.

Neste modelo sociocognitivo, o indivíduo deve ser capaz de avaliar, comparar, e imitar um número de escolhas binárias simultaneamente. A avaliação de conjuntos binários pode ser realizada reportando-se ao conceito da dissonância cognitiva. Os humanos experimentam um estado de desconforto quando existe um conjunto de decisões que contenham inconsistências e são motivados a mudar algo para minimizar este estado, ou seja, para melhorar sua própria avaliação. A dissonância proporciona uma medida da avaliação cognitiva, semelhante à avaliação de funções objetivo em algoritmos genéticos (KENNEDY; EBERHART, 2001).

Para melhorar a avaliação cognitiva utiliza-se o conceito de “interesse” de um indivíduo, visto como uma função da “atitude” de um indivíduo frente a uma situação e de um segundo termo chamado de “norma subjetiva”. Matematicamente, a “atitude” é formada por uma combinação linear de crenças individuais de que o comportamento resultará em uma saída (b_i) multiplicada pela avaliação individual daquela saída (e_i). Assim, para uma população de n partículas, a “atitude” é definida por:

$$A_0 = \sum_{i=1}^n b_i e_i \quad (4.1)$$

A “norma subjetiva” a respeito de um comportamento é construída, de forma semelhante, por uma soma linear de produtos, porém desta vez os fatores associados à fórmula são sociais. A “norma subjetiva” de um indivíduo frente a um comportamento é uma soma dos produtos de suas crenças sobre o que os outros pensam se ele deveria ou não adotar certo comportamento (b_i), multiplicado pela motivação em obedecer tais crenças (m_i). A “norma subjetiva” é definida pela equação (4.2), sendo n o número de partículas da população.

$$SN_0 = \sum_{i=1}^n b_i m_i \quad (4.2)$$

Portanto, o aprendizado é realizado pela coexistência desses dois modelos de conhecimento, ou seja, o conhecimento adquirido pela própria experiência do indivíduo no mundo (aprendizado individual ou “atitude” frente a um comportamento) e o conhecimento adquirido de outros (transmissão cultural ou “norma subjetiva”).

Além da experiência passada e influências do ambiente social, outro fator que interfere na decisão do indivíduo é sua atual propensão ou posição em relação ao objetivo. Caso o indivíduo possua uma atitude extremamente negativa no início das relações sociais, mesmo experimentando situações positivas em relação ao objetivo, poderá ainda manter um sentimento negativo sobre as decisões. Assim, se a posição inicial do indivíduo é extrema, seja positiva ou negativa, a probabilidade de mudança é mais baixa, ou seja, o indivíduo é menos propenso a tentar outra alternativa.

Em termos matemáticos, propõe-se um modelo no qual a probabilidade da decisão de um indivíduo ser sim ou não, verdadeiro ou falso, ou qualquer alternativa binária, é uma função de fatores pessoais e sociais:

$$P(x_{id}(t')=1) = f(x_{id}(t'-1), v_{id}(t'-1), p_{id}, p_{gd}) \quad (4.3)$$

Com base na equação (4.3), define-se que:

- a) $P(x_{id}(t')=1)$ é a probabilidade do indivíduo i escolher 1 para o bit na d -ésima posição do conjunto binário (a probabilidade da escolha ser 0 é $1 - P$);
- b) $x_{id}(t')$ é o estado atual do bit d no conjunto de bits do indivíduo i ;
- c) t' representa o passo de tempo, e $t' - 1$ é o passo anterior;
- d) $v_{id}(t' - 1)$ é a medida da predisposição do indivíduo ou atual probabilidade de decidir 1;
- e) p_{id} é o melhor estado obtido até agora, por exemplo, é 1 se o melhor sucesso do indivíduo ocorreu quando x_{id} foi 1, e 0 se foi 0;
- f) p_{gd} é o melhor da vizinhança, novamente 1 se o melhor sucesso obtido por qualquer membro da vizinhança foi quando o estado era 1 e 0 quando o oposto.

As decisões neste modelo são estocásticas. A aleatoriedade permite a exploração de novas possibilidades, e possibilita testar padrões similares aos melhores encontrados até

agora. Assim, pode-se balancear entre os dois modos de busca ajustando a incerteza das decisões.

O parâmetro $v_{id}(t')$, a predisposição de um indivíduo em fazer uma ou outra escolha, determinará a fronteira da probabilidade. Se $v_{id}(t')$ é elevado, o indivíduo é mais propenso a escolher 1, e valores reduzidos favorecem a escolha do 0. Tal fronteira precisa estar na faixa de $[0,0 \ 1,0]$, para isso pode-se adotar a função sigmoide dada pela equação (4.4) que força sua entrada para a faixa de valores requerida além de possuir propriedades que a tornam aconselhável para ser usada como função de probabilidade.

$$s(v_{id}(t')) = \frac{1}{1 + \exp(-v_{id}(t'))} \quad (4.4)$$

Deseja-se ajustar a disposição do indivíduo em alcançar o sucesso individual e da comunidade. Para isso, constrói-se uma fórmula para cada v_{id} no passo de tempo atual que será função da diferença entre o estado ou posição atual do indivíduo e o melhor ponto obtido até agora por ele e por seus vizinhos. Deseja-se favorecer a melhor posição, no entanto, de forma moderada para evitar que o indivíduo cesse a busca prematuramente.

Para balancear o aprendizado individual e a influência social na busca, utiliza-se a ponderação de ambas variáveis por números aleatórios, assim algumas vezes o efeito de um prepondera sobre o outro e vice-versa (KENNEDY; EBERHART, 2001). Para tanto é adotada a variável α para representar um número positivo tomado de uma distribuição uniforme com um limite pré-definido. Assim, a fórmula para decisão binária é dada pela equação (4.5), sendo ρ_{id} um vetor de números aleatórios, desenhados em uma distribuição uniforme entre 0,0 e 1,0.

$$v_{id}(t') = v_{id}(t' - 1) + \alpha_1(p_{id} - x_{id}(t' - 1)) + \alpha_2(p_{gd} - x_{id}(t' - 1)) \quad (4.5)$$

se $\rho_{id} < s(v_{id}(t'))$ então $x_{id}(t') = 1$; senão $x_{id}(t') = 0$

Estas fórmulas são iteradas repetidamente por cada dimensão de cada indivíduo, testando sempre para verificar se o valor atual de x_{id} resulta em uma melhor avaliação do que p_{id} , o qual será atualizado.

Pode-se limitar v_{id} de forma que $s(v_{id})$ não se aproxime de 0,0 ou 1,0; isso garante que sempre haverá chance de um bit mudar de estado. Um parâmetro constante V_{\max} pode ser ajustado no início de um teste para limitar a faixa de valores de v_{id} . Na prática, V_{\max}

é freqüentemente ajustado para ± 4 , de modo que haja sempre uma probabilidade de $s(V_{\max} \approx 0,018)$ de um bit mudar de estado. Neste modelo binário, V_{\max} funciona semelhantemente à taxa de mutação em algoritmos genéticos.

Os indivíduos tomam suas decisões na população, sendo influenciados pelo sucesso de seus vizinhos. Como cada decisão do indivíduo é afetada por $(p_{gd} - x_{id}(t-1))$, ou seja, o sucesso de algum outro indivíduo, eles influenciam um ao outro e tendem a se mover em busca de uma posição comum. À medida que um indivíduo começa a se aproximar da melhor posição de seu vizinho, ele pode conseguir uma melhor avaliação e influenciar seus vizinhos. Este comportamento adota a forma de uma cultura em uma população computacional.

4.3 Enxame de partículas e algoritmos genéticos

Diversos algoritmos baseados em inteligência computacional têm sido bem-sucedidos na solução de problemas complexos de engenharia. No entanto, a eficiência de cada algoritmo, considerando requisitos de esforço computacional e velocidade de busca global, depende essencialmente do tipo de problema a ser resolvido e das características do espaço de busca e da função objetivo (KENNEDY; EBERHART, 2001).

Para testar algoritmos de otimização sob diversas condições de operação, é necessário analisar seu comportamento em diferentes problemas, porém com algumas características controláveis. De Jong, Potter e Spears (1997, p. 338-345) desenvolveram um “gerador de problemas aleatório multimodal” o qual oferece um modo de testar algoritmos em diferentes problemas, controlando algumas características que possam afetar seu desempenho.

A “multimodalidade”, neste contexto, significa que um problema possui mais de um ótimo global. Por exemplo, o problema $x^2 = 25$ é multimodal, pois possui duas soluções ótimas: $x = +5$ e $x = -5$. Assim, como os algoritmos genéticos são freqüentemente implementados usando codificação binária, o gerador de problemas aleatório multimodal cria objetivos para algoritmos de otimização, usando a dimensão da cadeia de bits e a quantidade de ótimos desejada.

Para exemplificar o conceito, usando a dimensão $N = 10$ e a multimodalidade $P = 5$, o gerador de problemas pode produzir as seguintes cadeias de bits:

$$\begin{array}{r}
 0100110111 \\
 1110010010 \\
 1101101010 \\
 0100000000 \\
 1110100101
 \end{array} \tag{4.6}$$

O objetivo para o algoritmo de otimização é encontrar qualquer um dos cinco ótimos que foram definidos pelo programa. A função de avaliação é definida como a distância de Hamming entre a cadeia de bits e o ponto ótimo mais próximo; ou seja, quanto mais similar a um dos pontos ótimos especificados a cadeia de bits for, mais próxima da solução ótima ela estará. Para uma cadeia de 10 bits, a distância máxima que um indivíduo pode estar do ponto ótimo é de 10 unidades de Hamming, e, naturalmente, o ponto ótimo é encontrado quando a distância entre o indivíduo e um dos pontos ótimos é zero.

Problemas multimodais podem ser difíceis para algoritmos genéticos. A cada geração, os cromossomos sofrem cruzamento, ou seja, partes de cromossomos bem-sucedidos são unidas para produzir a população da geração seguinte. Em um problema multimodal é perfeitamente possível que as partes unidas em um cruzamento venham de cromossomos cujas respectivas avaliações derivem da proximidade a distintos pontos de ótimo. Por exemplo, o cromossomo 0100110110 é apenas um bit diferente do primeiro ótimo definido em (4.6), enquanto o cromossomo 0110010010 é apenas um bit diferente da segunda solução. Com o cruzamento de ambos, adotando o corte efetuado na metade do cromossomo, o indivíduo gerado seria 0100110010, o qual é três bits diferente do primeiro ponto ótimo (distância de Hamming igual a 3) e três bits diferentes do segundo, movendo-se, portanto, para longe de ambos. A multimodalidade do problema, portanto, que faz com que o cruzamento não seja efetivo neste caso.

Os algoritmos genéticos tradicionais não dependem apenas do cruzamento, mas também da mutação para se mover através do espaço do problema. Em problemas multimodais, a mutação possibilita que a avaliação dos indivíduos seja melhorada continuamente, geração a geração. No entanto, se a dimensão da cadeia de bits que representa os indivíduos é grande, a probabilidade de que a mutação permita uma melhoria da solução decresce à medida que a população se aproxima do ponto ótimo. Por outro lado, quando a cadeia de bits é pequena, a mutação permite que o algoritmo encontre o ponto ótimo de forma rápida e eficiente (KENNEDY; EBERHART, 2001).

Assim, algoritmos genéticos tradicionais com cruzamento freqüentemente têm

problemas com sistemas multimodais: o cruzamento entre cromossomos pais que estão próximos de pontos ótimos distintos pode resultar em cromossomos filhos que não são próximos de nenhum ponto ótimo. A mutação, por outro lado, não possui o poder de buscar em um amplo espaço para indivíduos representados por cadeias de vários bits. Além disso, algoritmos genéticos perdem eficiência quando aplicados a problemas com funções objetivo epistáticas, ou seja, funções cujos parâmetros a serem otimizados possuem alta correlação (ABIDO, 2002).

Entretanto, para o enxame de partículas binário, a multimodalidade significa apenas mais locais para as partículas alojarem-se, mais alvos para atingir; o efeito é justamente o oposto do cruzamento em algoritmos genéticos tradicionais. Partes de uma população de enxame de partículas podem convergir para diferentes pontos ótimos, e partículas que estejam posicionadas a meio caminho entre dois pontos de ótimo têm duas boas direções a seguir, e não duas oportunidades de falhar. De fato, a própria natureza do algoritmo por enxame de partículas é fundamentada na “cooperação construtiva”, em contraste com o algoritmo genético, que se baseia na “sobrevivência do melhor” (AL-AWAMI; ABDEL-MAGID; ABIDO, 2007).

O modelo de otimização por enxame de partículas discutido até agora é útil quando variáveis binárias são utilizadas. Representa um poderoso paradigma que é simples de usar, fácil de entender, e converge rapidamente, mesmo para problemas de grande dimensão e multimodalidade. No entanto, problemas reais exigem o tratamento com números contínuos, exigindo uma adaptação do modelo binário de otimização por enxame de partículas.

4.4 O enxame de partículas em números contínuos

O algoritmo de otimização por enxame de partículas tem origem em um modelo de interação social puramente qualitativo (o Modelo de Cultura Adaptativa) e passa por um conceito de modelo que pode ser interpretado como qualitativo ou quantitativo (o enxame de partículas binário). Para chegar a um método numérico de otimização real, é necessário que o modelo evolua para o tratamento com números contínuos. Neste modelo, o algoritmo de enxame de partículas busca por um ponto ótimo em um espaço de busca infinito, simbolizado por R^n – o espaço n-dimensional de números reais.

No espaço de números reais, os parâmetros de uma função podem ser

conceituados como pontos. Avaliando-se um sistema psicológico como uma função de processamento de informações, pode-se considerar que qualquer medida produzirá números reais que podem ser interpretados como pontos em um espaço psicológico. Estar próximo um do outro neste espaço, significa que os indivíduos são similares, ou seja, se o teste é válido, deve haver similaridades reais entre os indivíduos. Por exemplo, se vários vetores de parâmetros para uma função matemática estão sendo testados, espera-se que pontos localizados na mesma região tenham funções de saída e avaliações correlacionadas.

Na perspectiva de indivíduos representados por pontos no espaço, a mudança ao longo do tempo é representada como um movimento dos pontos, agora realmente partículas. Ao passo que múltiplos indivíduos co-existem no mesmo espaço multidimensional, o sistema de coordenadas contém um número de partículas em movimento. Uma conclusão da psicologia social é que estes pontos tendem a se mover na direção um do outro, para influenciar um ao outro, assim como indivíduos procuram a concordância com seus vizinhos.

Outra conclusão é que o espaço no qual as partículas se movem é heterogêneo em relação à avaliação: algumas regiões são melhores do que outras. Isto é certamente verdadeiro para funções e sistemas, assim como para a psicologia; alguns pontos no espaço de parâmetros resultam em melhor desempenho do que outros. Um vetor de parâmetros cognitivos, matemáticos ou de engenharia pode ser avaliado, e presume-se que existirá algum tipo de preferência ou atração para as melhores regiões do espaço.

A posição de uma partícula i é representada por um vetor algébrico de símbolo \vec{x}_i . Naturalmente, pode haver qualquer número de partículas, e cada vetor pode possuir qualquer dimensão. A mudança de posição de uma partícula pode ser chamada de $\Delta\vec{x}_i$, porém para simplificar a notação pode-se chamar de velocidade, representada por \vec{v}_i . A velocidade é um vetor de números que são somados às coordenadas de posição para mover a partícula dentro de um passo de tempo:

$$\vec{x}_i(t') = \vec{x}_i(t' - 1) + \vec{v}_i(t') \quad (4.7)$$

A questão então é definir regras que movam a partícula na trajetória desejada, ou seja, em uma trajetória de busca pelo ponto ótimo. Para tanto, o algoritmo de enxame de partículas explora o espaço de busca modificando o termo velocidade.

A teoria sócio-psicológica sugere que indivíduos se movendo através de um espaço sociocognitivo são influenciados pelo seu próprio comportamento anterior e pelo sucesso dos seus vizinhos. Estes vizinhos não são necessariamente indivíduos que estão

próximos a eles no espaço, mas sim aqueles que estão próximos em um espaço topológico que define a estrutura sociométrica da população (KENNEDY; EBERHART, 2001). Em outras palavras, quem influencia um indivíduo é definido pelas suas conexões na rede social e não pela posição no espaço – deve haver alguém que concorda com o indivíduo e que ele nunca tenha conhecido, conseqüentemente, não o influenciará. Assim, no enxame de partículas com números contínuos, como na versão binária, uma vizinhança é definida para cada indivíduo.

O tamanho da vizinhança influencia nas características de busca local e global do algoritmo. Pontos de mínimo locais podem ser evitados quando se adota pequenas vizinhanças, porém para uma convergência mais rápida do algoritmo é preferível a adoção de um número maior de vizinhos. As aplicações práticas preferem uma vizinhança global (DAS; VENAYAGAMOORTHY, 2006).

Como o sistema é dinâmico, para cada indivíduo é esperado movimento durante todo o tempo. A direção do movimento, então, é uma função da posição atual (\vec{x}_i) e velocidade (\vec{v}_i) do indivíduo, da sua melhor localização prévia (\vec{p}_i) e da melhor posição encontrada por qualquer membro da vizinhança (\vec{p}_g):

$$\vec{x}_i(t') = f(\vec{x}_i(t'-1), \vec{v}_i(t'-1), \vec{p}_i, \vec{p}_g) \quad (4.8)$$

Além disso, assim como na versão binária, a mudança (agora definida em termos de velocidade ao invés de probabilidade) é uma função da diferença entre a melhor posição prévia do indivíduo e a posição atual, bem como da diferença entre a melhor posição da vizinhança e a posição atual do indivíduo. Em resumo, o algoritmo por enxame de partículas opera acelerando cada partícula em direção a \vec{p}_i e \vec{p}_g a cada passo de tempo t' (DAS; VENAYAGAMOORTHY, 2006).

De fato, a fórmula para variar a velocidade é idêntica àquela usada para ajustar probabilidades na versão binária, com a exceção de que desta vez as variáveis são contínuas, e que o que é ajustada é a velocidade da partícula e a posição em R^n . A velocidade e posição das partículas podem ser obtidas pelas equações (4.9) e (4.10), sendo, como antes, as variáveis α_1 e α_2 números previamente definidos.

$$\vec{v}_i(t') = \vec{v}_i(t'-1) + \alpha_1(\vec{p}_i - \vec{x}_i(t'-1)) + \alpha_2(\vec{p}_g - \vec{x}_i(t'-1)) \quad (4.9)$$

$$\vec{x}_i(t') = \vec{x}_i(t'-1) + \vec{v}_i(t') \quad (4.10)$$

O sistema descrito até agora tem uma tendência à instabilidade à medida que as

oscilações tornam-se cada vez maiores, a menos que algum método seja aplicado para amortecer a velocidade (KENNEDY; EBERHART, 2001). O método mais comum usado para prevenir a instabilidade é simplesmente definir um parâmetro V_{\max} e fazer com que a velocidade não exceda este limite em cada dimensão d do indivíduo i :

$$\text{se } v_{id} > V_{\max}, \text{ então } v_{id} = V_{\max}, \text{ senão se } v_{id} < -V_{\max}, \text{ então } v_{id} = -V_{\max} \quad (4.11)$$

O efeito disto é permitir que as partículas oscilem dentro de limites, embora sem tendências para convergência ou colapso do enxame. Mesmo sem convergência, as oscilações do enxame encontram pontos ainda melhores na região ótima.

4.5 Seleção de parâmetros

No enxame de partículas, há vários parâmetros explícitos cujos valores podem ser ajustados para produzir variações no modo em que o algoritmo realiza a busca no espaço do problema. Destes, os mais importantes são V_{\max} e α , que são definidos no início do processo iterativo e permanecem constantes ao longo da otimização.

4.5.1 V_{\max}

O algoritmo de enxame de partículas se processa pela modificação da distância que cada partícula percorre a cada iteração. Porém, mudanças na velocidade são estocásticas, e um resultado indesejado disto é que a trajetória da partícula, não controlada, pode se expandir em ciclos cada vez maiores através do espaço do problema, eventualmente se aproximando do infinito. Um método tradicional para amortecer as oscilações é estipular uma constante V_{\max} atendendo à equação (4.11).

Para compreender o efeito de V_{\max} considere-se um algoritmo simplificado em que a partícula é reduzida a uma única dimensão x e o melhor ponto do espaço do problema é fixo em p . Devido à característica aleatória da velocidade, à medida que x percorre o espaço do problema à procura de p , verifica-se que sua trajetória não converge em torno do ponto ótimo durante todo o tempo. Ao invés disso, ela oscila em torno de p , sendo que a amplitude das oscilações é influenciada por V_{\max} . Se o valor de V_{\max} é alto, as partículas se moverão

através das boas soluções e se V_{\max} é muito pequeno, as partículas poderão estacionar em mínimos locais (DAS; VENAYAGAMOORTHY, 2006).

Assim, o parâmetro V_{\max} tem o efeito benéfico de prevenir a instabilidade e limita a área de exploração das partículas no espaço do problema. Infelizmente, a escolha do valor para V_{\max} depende do conhecimento sobre o problema. Por exemplo, se para escapar de um mínimo local o valor de V_{\max} precise ser maior do que o ajustado para o algoritmo, a busca pelo ótimo falhará (KENNEDY; EBERHART, 2001).

4.5.2 Constante de aceleração

O parâmetro α , também chamado de constante de aceleração, é importante para determinar o tipo de trajetória da partícula no espaço do problema.

De acordo com as equações (4.9) e (4.10), as variáveis α_1 e α_2 ponderam o efeito do ponto ótimo sobre a posição atual da partícula modificando a velocidade com que a mesma percorre o espaço do problema. Elas operam como componentes cognitivas e sociais do algoritmo, ponderando a busca em torno do melhor local (α_1) e do melhor global (α_2) (DAS; VENAYAGAMOORTHY, 2006).

Quando α é pequeno, usualmente menor do que 1, a trajetória da partícula segue um caminho longo em busca do ponto ótimo, sendo influenciada somente pela diferença entre o ponto ótimo e a posição atual, após muitas iterações. À medida que α cresce, a trajetória da partícula se torna mais oscilatória, porém seu deslocamento passa a ser limitado por V_{\max} .

Variar o tipo de trajetória da partícula é importante para melhorar as características de convergência do algoritmo. Assim, é comum utilizar uma ponderação aleatória para as variáveis α_1 e α_2 , fazendo com que a equação (4.9) seja reescrita forma da equação (4.12), sendo r_1 e r_2 são números aleatórios encolhidos no intervalo [0 1].

$$\vec{v}_i(t') = \vec{v}_i(t' - 1) + r_1 \cdot \alpha_1 (\vec{p}_i - \vec{x}_i(t' - 1)) + r_2 \cdot \alpha_2 (\vec{p}_g - \vec{x}_i(t' - 1)) \quad (4.12)$$

4.5.3 Fator de inércia

As componentes aleatórias presentes na equação (4.12) podem fazer com que a velocidade da partícula sofra grandes variações entre uma iteração e outra, eventualmente

levando a oscilações que causam a instabilidade do algoritmo. Para prevenir este efeito, além da definição do limite V_{\max} para a velocidade, adota-se uma ponderação para a velocidade atual da partícula, chamada de fator de inércia μ . Tal constante introduz uma preferência para que a partícula continue a se mover na mesma direção que estava na iteração anterior.

Para minimizar a interferência do fator de inércia sobre as características de convergência do algoritmo, o mesmo é definido como uma função decrescente ao longo do tempo, variando tipicamente de 0,9 a 0,4. Desta forma, à medida que a partícula se aproxima do ponto ótimo, seu deslocamento tende a se limitar a uma pequena região do espaço de busca (KENNEDY; EBERHART, 2001). Desta forma, pode-se estabelecer uma relação entre o fator de inércia e o número de iterações, conforme mostra a equação (4.13) (SILVA JÚNIOR, J. N. R. et al, 2008), sendo t'_{\max} o número máximo de iterações e t' a iteração atual.

$$\mu = \mu_{\max} - \frac{\mu_{\max} - \mu_{\min}}{t'_{\max}} \cdot t' \quad (4.13)$$

A equação (4.12) é então reescrita da seguinte forma:

$$\vec{v}_i(t') = \mu \vec{v}_i(t' - 1) + r_1 \cdot \alpha_1 (\vec{p}_i - \vec{x}_i(t' - 1)) + r_2 \cdot \alpha_2 (\vec{p}_g - \vec{x}_i(t' - 1)) \quad (4.14)$$

Assim, definindo valores apropriados para o limite de velocidade, constante de aceleração e fator de inércia, mesmo que o valor absoluto de \vec{v}_i cresça com o tempo, a partícula oscilará dentro dos limites e as características de convergência do algoritmo serão mantidas.

4.6 Pseudocódigo para otimização por enxame de partículas

Em resumo, o algoritmo de enxame de partículas no espaço de números reais é quase idêntico ao modelo binário, exceto que \vec{v}_i define os incrementos de movimento ao invés da fronteira de probabilidade, como ilustrado no pseudocódigo a seguir:

```

Loop
  Para  $i = 1$  até o número de indivíduos
    Se  $G(\vec{x}_i) > G(\vec{p}_i)$  então faça           //  $G(\ )$  avalia o desempenho
      Para  $d = 1$  até a dimensão
         $p_{id} = x_{id}$                        //  $p_{id}$  é o melhor até agora
      Incrementa  $d$ 
    Fim

```

```

g = i //arbitrário
Para j = índices dos vizinhos
  Se  $G(\vec{p}_j) > G(\vec{p}_g)$  então g = j // g é o índice do melhor na vizinhança
Avança j

Para d = 1 até o número de dimensões
  
$$v_{id}(t) = \mu v_{id}(t-1) + r_1 \alpha_1 (p_{id} - x_{id}(t-1)) + r_2 \alpha_2 (p_{gd} - x_{id}(t-1))$$

  
$$v_{id} \in (-V_{\max}, +V_{\max})$$

  
$$x_{id}(t) = x_{id}(t-1) + v_{id}(t)$$

Incrementa d
Incrementa i
Até atingir critério

```

5 APLICAÇÃO DO PSO NA SINTONIA DO AVR E PSS

O crescimento contínuo dos sistemas de potência, sobretudo com a instalação de usinas termelétricas localizadas próximas aos centros consumidores, elevou significativamente a complexidade da modelagem e projeto de controladores associados ao sistema de excitação de geradores síncronos. Neste contexto, ganha-se destaque a sintonia simultânea do Regulador Automático de Tensão e do Estabilizador de Sistema de Potência, haja vista que o ajuste ótimo de ambos os controladores aumenta a eficiência no amortecimento de pequenas perturbações no sistema elétrico.

As técnicas tradicionais de sintonia do AVR e PSS, baseadas em simplificações das equações linearizadas formuladas nos capítulos 2 e 3 deste trabalho, são utilizadas para determinar um conjunto de parâmetros válidos para operação do gerador sob determinada condição de carregamento e configuração do sistema. Na prática, tais parâmetros precisam ainda ser validados através de simulações não-lineares, buscando o ajuste mais eficiente em termos de regulação de tensão e amortecimento das oscilações. A abordagem linear do problema de sintonia do AVR e PSS abre oportunidade para a aplicação de novas ferramentas de otimização não-lineares, com destaque para o Algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas, apresentado no capítulo 4 deste trabalho.

Neste capítulo é desenvolvida uma aplicação do algoritmo PSO para obtenção dos parâmetros ótimos do AVR e PSS associados ao controle da excitação de um gerador síncrono utilizado em usinas termelétricas de ciclo combinado. Tomando como referência o amortecimento de pequenas perturbações provocadas pela variação na tensão terminal do gerador, é analisado o comportamento dinâmico do sistema não-controlado e definidos os parâmetros e requisitos de desempenho para o algoritmo de otimização. Após a definição dos parâmetros ótimos dos controladores, é analisado o comportamento dinâmico do sistema controlado, bem como apresentada uma análise comparativa entre o desempenho do algoritmo de otimização e técnicas convencionais de sintonia destes controladores.

5.1 Usinas termelétricas de ciclo combinado

As usinas termelétricas produzem energia através da queima de combustíveis, ou seja, por meio da transformação da energia química em energia mecânica, e pela posterior

conversão da mesma em energia elétrica com a rotação do eixo do gerador acoplado à turbina. Neste contexto, o custo da operação e a especificação dos componentes da usina estão relacionados ao tipo de combustível adotado. A termelétrica que utiliza o gás natural como combustível tem como principal vantagem a possibilidade de ser implantada junto aos grandes centros de consumo de energia, desde que atendidas as normas de proteção ao meio ambiente local. A instalação da usina próxima aos consumidores possibilita a redução de perdas nas linhas de transmissão, assim como a diminuição de riscos de descontinuidade dos sistemas de transmissão.

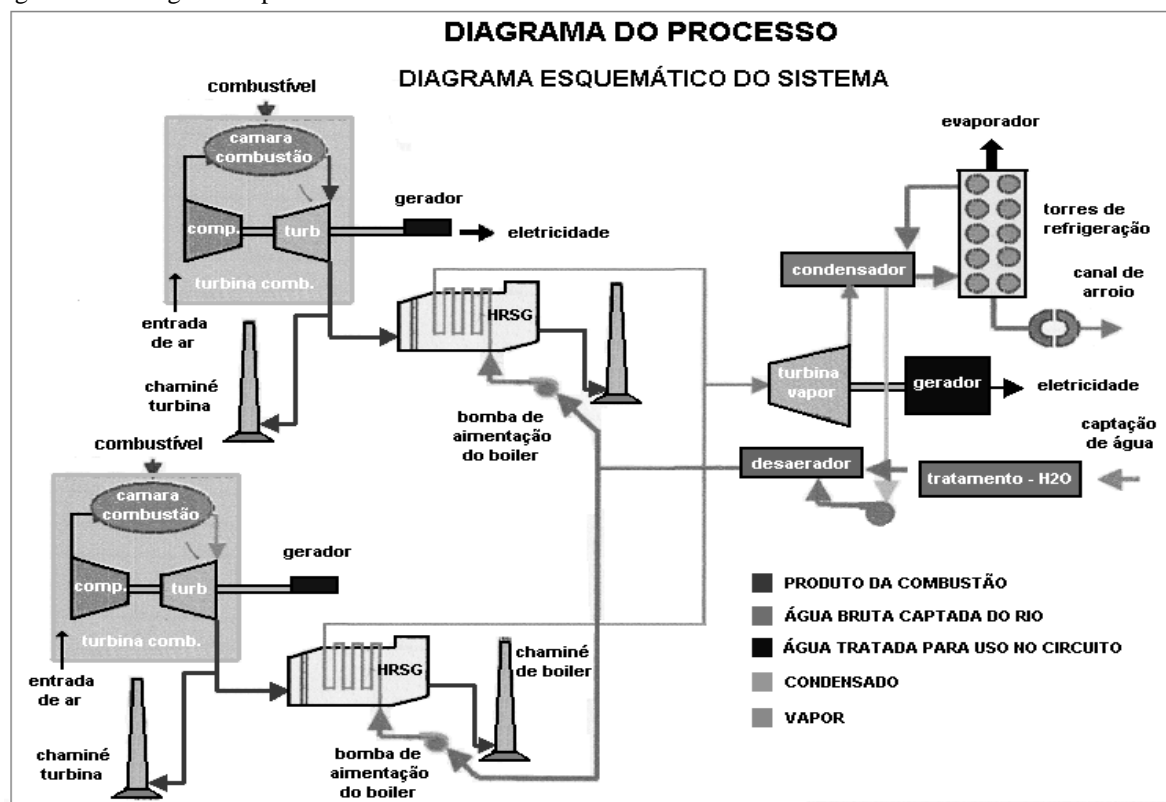
Dentre os modelos de usinas termelétricas existentes no Brasil destacam-se as usinas de ciclo simples e aquelas que operam em ciclo combinado. Em ciclo simples, a queima de um determinado combustível fornece a energia mecânica para o gerador de energia elétrica, atingindo uma eficiência térmica de aproximadamente 40%. Uma usina termelétrica de ciclo combinado, por sua vez, tem associada à sua planta turbinas a gás e a vapor, gerando energia elétrica através de um processo que combina a operação do ciclo Brayton (turbinas a combustão) e do ciclo Rankine (turbinas a vapor gerando eletricidade pela recuperação de energia dos produtos de combustão). Comparando as termelétricas de ciclo combinado com as de ciclo aberto, a eficiência térmica aumenta em aproximadamente 15% (SOUZA, 2007).

A figura 5.1 ilustra os principais componentes que constituem uma usina termelétrica de ciclo combinado, detalhados a seguir:

- a) **compressores:** são utilizados para proporcionar a elevação da pressão de um gás. Eles comprimem o ar atmosférico procedente dos filtros de admissão e direcionam para a câmara de combustão;
- b) **câmara de combustão:** tem a finalidade de queimar o gás fornecido pelo injetor com uma grande quantidade de ar proveniente do compressor, liberando o calor de maneira que o ar é expandido e acelerado para dar uma corrente suave e uniforme ao gás quente;
- c) **turbina:** motor térmico rotativo, constituída basicamente por aletas montadas sobre um eixo, com uma aerodinâmica projetada para converter a energia térmica e de pressão do gás ou vapor superaquecido em energia mecânica, que aciona um gerador elétrico;
- d) **gerador:** máquina que converte a energia mecânica fornecida pela turbina, em energia elétrica;

- e) **caldeiras de recuperação de calor:** geradores de vapor que utilizam o calor de escape das turbinas a gás, como fonte de calor para geração de energia elétrica;
- f) **condensador:** trocador de calor no qual se realiza a conversão do vapor de exaustão da turbina ao estado líquido, utilizando água como fluido de resfriamento;
- g) **aquecedores:** trocadores de calor que permitem o aquecimento da água de alimentação num ciclo de vapor utilizando vapor das extrações da turbina;
- h) **sistema de excitação:** é de fundamental importância para prover a alimentação em corrente contínua ao enrolamento de campo do gerador síncrono. A ele também são atribuídos os controles da tensão e da potência reativa gerada.

Figura 5.1 – Diagrama representativo da usina termelétrica a ciclo combinado



Fonte: SOUZA, 2007.

O processo de produção de energia elétrica em usinas termelétricas de ciclo combinado inicia-se com o ar atmosférico sendo sugado pelos compressores, que por sua vez são acionados pela turbina. O ar é comprimido e enviado para a câmara de combustão onde é

misturado com o gás natural. Esta mistura é queimada originando gases a altas temperaturas e pressões. Com a queima, ocorre a expansão dos gases e o fluxo é direcionado para as palhetas da turbina a gás, produzindo um efeito dinâmico de rotação no eixo do conjunto. A turbina converte a energia térmica em mecânica. O gerador elétrico que se encontra acoplado mecanicamente ao eixo da turbina faz a conversão da energia mecânica em elétrica.

Após a expansão, os gases são enviados para as caldeiras de recuperação de calor, onde o seu calor é aproveitado para aquecer a água que circula nas paredes da caldeira, gerando o vapor que movimentam as pás da turbina a vapor. Seu rotor gira juntamente com o eixo do rotor de um gerador que produz energia elétrica.

Ao sair da turbina o vapor passa pelo condensador, sendo resfriado e convertido novamente em água. A água que esfria o condensador expulsa o calor extraído da atmosfera pelas torres de refrigeração. O ciclo é fechado quando a água retorna para os tubos das caldeiras de recuperação de calor. A turbina a vapor é capaz de gerar metade da energia elétrica da turbina a gás. O diagrama esquemático do processo pode ser observado na figura 5.1.

O presente trabalho adota como estudo de caso a planta de geração termelétrica de ciclo combinado da Central Geradora Termelétrica Fortaleza S/A, localizada no município de São Gonçalo do Amarante, Ceará. Composta por duas turbinas a gás de 131,6MVA e uma turbina a vapor de 144,6MVA, a usina é considerada como produtor independente de energia, sendo capaz de fornecer 346.630 kW de potência ao sistema interligado nacional. Os Apêndices A e B apresentam os dados técnicos dos geradores das turbinas a gás e vapor, respectivamente, equipados com excitatriz do tipo estática.

5.2 Representação do sistema em regime permanente

O projeto de controladores associados ao sistema de excitação de geradores síncronos é baseado em um dado ponto de operação da unidade geradora em regime permanente. Tal ponto de operação pode ser definido em termos de variáveis medidas nos terminais da máquina síncrona, tais como tensão e potência ativa gerada. Para o sistema em estudo adotam-se as grandezas medidas e apresentadas na tabela 5.1 como ponto de operação em regime permanente da usina termelétrica de ciclo combinado, dados estes necessários ao projeto do AVR e PSS aplicados no amortecimento de pequenas perturbações provocadas

pela variação na tensão terminal dos geradores. Destaca-se que as tensões apresentadas encontram-se normalizadas à base de 13,8kV.

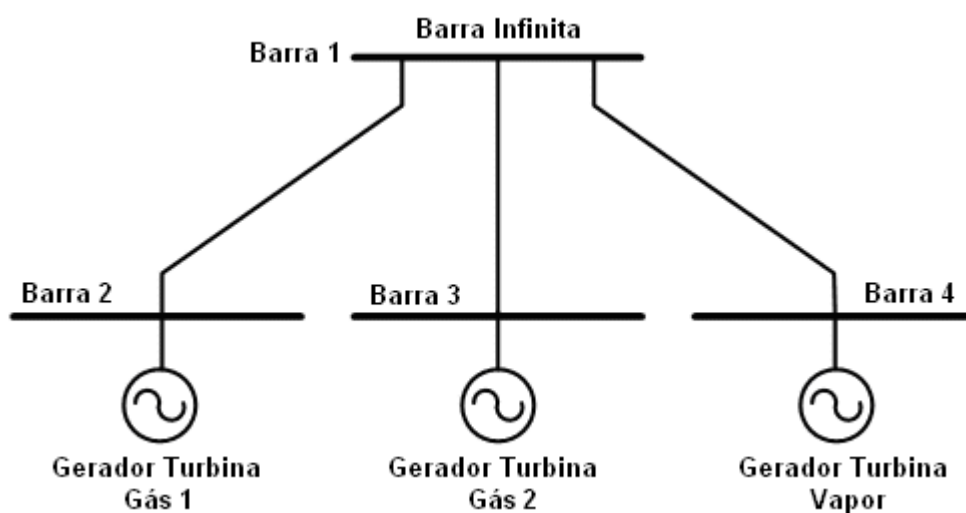
Tabela 5.1 – Ponto de operação em regime permanente do sistema em estudo

Máquina	Tensão (p.u.)	Potência Ativa (MW)
Turbina a Gás 1	0,993	100,1
Turbina a Gás 2	0,992	99,5
Turbina a Vapor	0,982	103,1

Fonte: SOUZA, 2007.

Devido à dimensão do sistema elétrico ao qual a usina termelétrica de ciclo combinado fornece energia, é possível a representação simplificada do sistema com três barras geradoras ligadas a uma barra infinita, conforme ilustrado na figura 5.2. Esta representação permite a aplicação das equações linearizadas do modelo de 3ª ordem da máquina síncrona ligada a uma barra infinita, formuladas na seção 2.5 e baseadas no cálculo das constantes K_1 a K_6 , as quais dependem dos parâmetros da rede elétrica, do ponto de operação do sistema e da tensão da barra infinita. Em casos práticos, a tensão da barra infinita pode ser medida, no entanto, os demais parâmetros da rede elétrica necessários ao modelo precisam ser encontrados através de simulações do Fluxo de Potência em softwares especializados (MOTA, 2006).

Figura 5.2 – Representação do sistema modelado em estudo



Fonte: SOUZA, 2007.

Os estudos de Fluxo de Potência são necessários para determinar, basicamente,

quatro variáveis associadas às barras de geração ou de carga, sendo elas a magnitude e o ângulo da tensão, a potência ativa e a potência reativa gerada ou consumida por cada barra do modelo. Para que o estudo seja bem-sucedido, porém, é necessário o prévio conhecimento de pelo menos duas dessas variáveis, permitindo assim a classificação das barras em três tipos:

- a) **barra de tensão controlada:** também conhecida como barra de “Geração” ou barra “PV”, nela são fixados os valores de potência ativa e tensão, e obtidos como incógnitas a potência reativa e o ângulo da tensão da barra relacionados aos respectivos valores fixados. Esse é o modo de operação de uma barra de geração típica, que geralmente possui instrução de despachos de geração ativa a cumprir, e ao mesmo tempo necessita ter uma geração com tensão estável (GIFFONI, 2004);
- b) **barra de carga:** também conhecida como barra “PQ”, nela são fixados os valores de potência ativa e reativa gerada ou consumida, e obtidos como incógnitas a magnitude e o ângulo da tensão da barra relacionados aos respectivos valores fixados;
- c) **barra infinita:** nesta barra são fixados a magnitude e o ângulo da tensão e calculada a potência ativa e reativa gerada ou consumida.

Com base na tabela 5.1 e figura 5.2, conclui-se que o sistema em estudo foi modelado com três barras geradoras do tipo “PV”, representando os dois geradores das turbinas a gás (TG_1 e TG_2) e um gerador da turbina a vapor (TV), e pela barra infinita, utilizada como a barra de referência e representando todo o sistema elétrico de potência ao qual a usina termelétrica de ciclo combinado fornece energia. De acordo com medições de tensão realizadas na saída na usina em estudo, considera-se para fins de simulação que a tensão na barra infinita é de $1,012 \angle -12^\circ$ p.u.

O fluxo de potência para análise do desempenho do sistema em regime permanente foi simulado no software de Análise de Redes ANAREDE[®] (CEPEL, 1999), considerando a operação dos geradores sob condições apresentadas na tabela 5.1. O resultado da simulação encontra-se detalhado na tabela 5.2, destacando-se as grandezas obtidas pelo software em negrito.

Tabela 5.2 – Resultado do fluxo de potência para o sistema em estudo

Barra	Tensão		Geração	
	Magnitude (p.u.)	Fase (graus)	Pg (MW)	Qg (MVar)
1	1,012	-12,0	-299,4	106,0
2	0,993	-5,4	100,1	-19,7
3	0,992	-5,4	99,5	-20,5
4	0,982	-5,0	103,1	-28,4

Fonte: Produção própria.

5.3 Cálculo dos parâmetros do modelo linearizado de 3ª ordem

O sistema em estudo, representado pela figura 5.2, pode ser resumido em três circuitos isolados e constituídos por uma máquina síncrona conectada a uma barra infinita através de uma impedância equivalente, na forma ilustrada pela figura 2.7. Esta simplificação é possível devido à proximidade que cada máquina em estudo guarda com relação ao resto do sistema elétrico, fazendo com que a dinâmica associada a cada máquina seja totalmente absorvida pela barra infinita, minimizando qualquer interferência entre os geradores conectados às barras do tipo “PV” (ANDERSON; FOUAD, 1994).

Tomando por base a equação (2.124) e considerando a relação dada pela equação (5.1), obtém-se a equação (5.2).

$$I_t = \frac{P_g - jQ_g}{E_t^*} \quad (5.1)$$

$$R_E + jX_E = \frac{|E_t|^2 - E_B \cdot E_t^*}{P_g - jQ_g} \quad (5.2)$$

A equação (5.2) fornece a impedância equivalente de Thévenin (Z_{eq}) para a linha de transmissão que liga cada barra de geração à barra infinita. Com base nos resultados do fluxo de potência apresentados na tabela 5.2 e considerando a tensão e potência de base do sistema como 13,8kV e 100MVA, respectivamente, obtém-se as grandezas, em p.u., destacadas na tabela 5.3.

Para determinar as constantes K_1 a K_6 , representativas do modelo linearizado de 3ª ordem da máquina ligada a uma barra infinita, é necessário referenciar as grandezas de tensão e corrente ao eixo dq , bem como determinar a posição inicial do rotor em relação à barra infinita. Tais grandezas são obtidas pela análise de equações fasoriais do modelo máquina ligada a uma barra infinita operando em regime permanente, considerando a situação

de cada máquina no instante anterior a qualquer perturbação.

Tabela 5.3 – Resistências e reatâncias equivalentes, em p.u., para o sistema em estudo

Linha	R_E	X_E
Barra 2 – Barra 1	0,0101	0,1134
Barra 3 – Barra 1	0,0102	0,1139
Barra 4 – Barra 1	0,0102	0,1147

Fonte: Produção própria.

Substituindo a equação (2.105) em (2.101) e a equação (2.110) em (2.102), obtêm-se as relações:

$$v_d = -Ri_d + x_q i_q \quad (5.3)$$

$$v_q = -Ri_q - x_d i_d + E_t \quad (5.4)$$

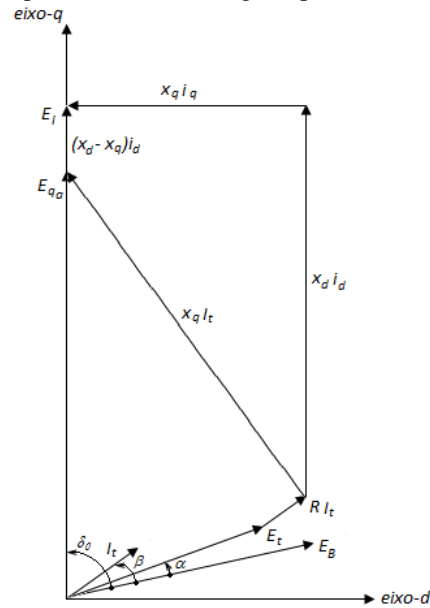
Considerando a equação (2.120) e utilizando as expressões (5.3) e (5.4), a tensão terminal da máquina referenciada ao eixo dq pode ser re-escrita como:

$$E_t = -RI_t + x_q i_q - jx_d i_d + jE_t \quad (5.5)$$

O diagrama fasorial que representa a equação (5.5) é apresentado na figura 5.3. Destaca-se que os fasores de magnitude $x_d i_d$ e $x_q i_q$ avançam o eixo-d em 90° e 180° , respectivamente, fazendo com que a tensão E_t se posicione no eixo-q. Nota-se ainda que o ângulo inicial do rotor δ_0 pode ser determinado pela soma do ângulo pelo qual a tensão de cada barra de geração avança em relação à barra infinita (α), encontrado pelo estudo do fluxo de potência, com o ângulo pelo qual o eixo-q avança em relação à tensão de cada barra de geração.

Apesar de localizar o eixo-q, a equação (5.5) não permite determinar o ângulo pelo qual o eixo-q avança em relação à tensão da barra infinita, pois necessita da decomposição da corrente I_t nos eixos d e q . No entanto, conforme ilustrado na figura 5.3, ao adicionar a queda de tensão $jx_q I_t$ ao fasor $E_t + RI_t$, a tensão resultante E_{qa} também se posiciona no eixo-q, haja vista que a componente do fasor $jx_q I_t$ no eixo-d também tem magnitude $x_q i_q$ e avança o eixo-d em 180° . Sua componente no eixo-q, por outro lado, tem magnitude $x_q i_d$ e precisa da adição do termo $(x_d - x_q) i_d$ para que se iguale à tensão E_t (ANDERSON; FOUAD, 1994).

Figura 5.3 – Diagrama fasorial da máquina síncrona em regime permanente



Fonte: ANDERSON; FOUAD, 1994.

Considerando o sistema em estudo e adotando a tensão na barra infinita como referencial, conclui-se que a solução da equação fasorial apresentada na equação (5.6) determina o ângulo inicial do rotor δ_0 .

$$E_{qa} = E_t + R I_t + j x_q I_t \quad (5.6)$$

O conhecimento da posição do rotor no instante pré-perturbação permite a determinação das condições iniciais do sistema máquina ligada a uma barra infinita. Com base na figura 5.3 e considerando que em regime permanente $|E_t| = E_{t0}$ e $|I_t| = I_{t0}$, obtém-se que:

$$v_{d0} = E_{t0} \sin(\delta_0 - \alpha) \quad (5.7)$$

$$v_{q0} = E_{t0} \cos(\delta_0 - \alpha) \quad (5.8)$$

$$i_{d0} = I_{t0} \sin(\delta_0 - \beta) \quad (5.9)$$

$$i_{q0} = I_{t0} \cos(\delta_0 - \beta) \quad (5.10)$$

Tomando por base as equações (5.6) a (5.10) e os dados técnicos dos geradores das turbinas a gás e vapor, referenciados às grandezas de base do sistema, determinam-se as condições iniciais conforme apresentadas na tabela 5.4.

Tabela 5.4 – Condições iniciais do sistema em estudo

Variável	Turbina a Gás 1	Turbina a Gás 2	Turbina a Vapor
δ_0	66,6896°	66,9545°	73,7567°
v_{d0}	0,8607 p.u.	0,8621 p.u.	0,9023 p.u.
v_{q0}	0,4952 p.u.	0,4907 p.u.	0,3875 p.u.
i_{d0}	0,7749 p.u.	0,7695 p.u.	0,8506 p.u.
i_{q0}	0,6746 p.u.	0,6757 p.u.	0,6801 p.u.
E_{qa0}	1,4848 p.u.	1,4735 p.u.	1,5174 p.u.

Fonte: Produção própria.

Utilizando-se das equações (2.143), (2.144), (2.159), (2.160), (2.177) e (2.178) e adotando as condições iniciais apresentadas na tabela 5.4, determinam-se as constantes K_1 a K_6 , representativas do modelo linearizado de 3ª ordem da máquina ligada a uma barra infinita. Os valores de tais constantes para o sistema em estudo são apresentados na tabela 5.5.

Tabela 5.5 – Constantes do modelo linearizado de 3ª ordem da máquina ligada a uma barra infinita

Variável	Turbina a Gás 1	Turbina a Gás 2	Turbina a Vapor
K_1	3,3165	3,3135	2,8304
K_2	3,7932	3,7935	3,2925
K_3	0,1681	0,1683	0,1994
K_4	4,5846	4,5851	3,8918
K_5	0,0959	0,0955	0,0299
K_6	0,2581	0,2571	0,1786

Fonte: Produção própria.

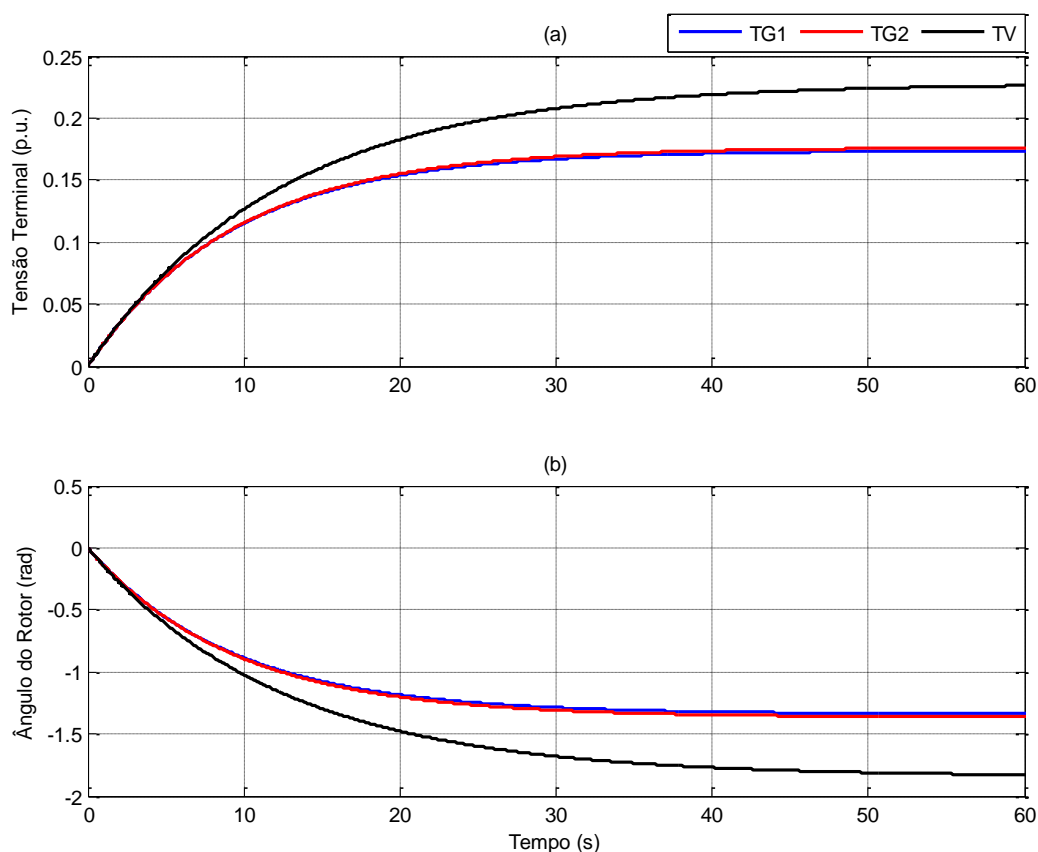
5.4 Comportamento do sistema não-controlado

Para o sistema em estudo, o comportamento dinâmico de cada unidade geradora, válido para estudos de estabilidade a pequenos sinais, pode ser analisado pelo diagrama de blocos apresentado na figura 3.21. Assim, adotando as variáveis K_1 a K_6 constantes para pequenos desvios em torno do ponto de operação e considerando os dados técnicos dos geradores das turbinas a gás e vapor, apresentados nos Apêndices A e B, respectivamente, é possível determinar o comportamento temporal da tensão terminal e das oscilações eletromecânicas sofridas pelos rotores de cada máquina quando submetidas a variações no torque mecânico ou na tensão de campo.

Nas simulações que se seguem consideram-se desprezíveis as variações no torque mecânico $T_{m\Delta}$, sendo analisada, portanto, a resposta temporal das máquinas síncronas a variações do tipo degrau unitário na tensão de referência V_{ref} . Destaca-se que o coeficiente de amortecimento K_D assume valores, usualmente, na faixa de 1,0 a 3,0 p.u. (ANDERSON; FOUAD, 1994). Assim, para este trabalho, considera-se $K_D = 2,0$ p.u. como suficiente para representar o efeito dos enrolamentos amortecedores, bem como contribuições de torques não incluídos em $T_{e\Delta}$. Além disso, assume-se ainda que o sensor de tensão possui constante de tempo $T_R = 0,02$ segundo.

Para simular o comportamento do sistema sem o efeito do AVR e PSS, adota-se, na figura 3.21, $K_{stab} = 0$, $K_A = 1$ e $T_A = 0$. O sistema nestas condições foi simulado utilizando a ferramenta Simulink[®] do Matlab[®], cuja resposta temporal é apresentada na figura 5.4 para a tensão terminal (a) e para o ângulo do rotor (b).

Figura 5.4 – Resposta do sistema, sem o efeito do AVR e PSS, ao degrau unitário na tensão de referência: (a) tensão terminal (em p.u.) e (b) ângulo do rotor (em rad)



Fonte: Produção própria.

Pela figura 5.4 (a), observa-se que a tensão de saída do sistema não-controlado apresenta elevado tempo de resposta e alto erro em regime permanente. Como consequência da lenta resposta na tensão de saída da máquina, a variação do ângulo do rotor em relação à referência rotativa também apresenta elevado tempo de resposta, conforme se observa pela figura 5.4 (b). Assim, a operação de geradores síncronos sem controladores adequados torna-se impraticável, tendo em vista que a demora na resposta a perturbações externas e a baixa capacidade do sistema em seguir a entrada de referência podem levar o sistema elétrico à perda de estabilidade. A tabela 5.6 apresenta os principais indicadores relacionados à resposta temporal do sistema não-controlado, definidos na seção 3.3.

Tabela 5.6 – Indicadores relacionados à resposta temporal do sistema não-controlado

Variável	Indicador	Turbina a Gás 1	Turbina a Gás 2	Turbina a Vapor
Tensão terminal	Tempo de subida (t_r)	20,29 seg	20,69 seg	27,13 seg
	Tempo de acomodação (t_s)	36,19 seg	36,83 seg	48,24 seg
	Erro em regime (E_{ss})	82,63%	82,39%	77,22%
	Máximo sobre-sinal (M_p)	0,00%	0,00%	0,00%
Ângulo do rotor	Tempo de subida (t_r)	20,29 seg	20,64 seg	27,19 seg
	Tempo de acomodação (t_s)	36,19 seg	36,83 seg	48,24 seg
	Máximo sobre-sinal (M_p)	0,00%	0,00%	0,00%

Fonte: Produção própria.

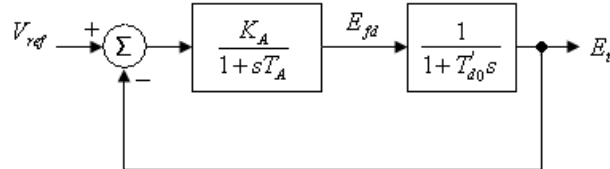
5.5 Sintonia do AVR pelo método clássico

O regulador automático de tensão é responsável por responder a variações na tensão de saída, reduzindo o tempo de resposta do sistema e mantendo a tensão do gerador dentro do limite desejado. Para o sistema em estudo, o AVR é representado por uma função de transferência de 1ª ordem com ganho K_A e constante de tempo T_A , conforme definido pela equação (3.12). O ganho do AVR é o principal responsável pela redução do erro em regime permanente e pela redução do tempo de resposta do sistema. A constante de tempo, por sua vez, está normalmente associada ao atraso proporcionado pela ponte conversora do sistema de excitação.

Na prática, o valor de K_A é ajustado em campo. No entanto, Anderson e Fouad (1994, p. 325) apresentam uma metodologia para aproximar o valor do ganho do AVR

analisando a operação do sistema a vazio. Sem carga, o ângulo do rotor δ é zero e, por conseguinte, pode-se considerar que a tensão terminal da máquina E_t equivale à tensão E'_q . Assim, qualquer variação na tensão terminal da máquina segue o comportamento da tensão de campo E_{fd} com um atraso de tempo igual a T'_{d0} , conforme ilustra a figura 5.5.

Figura 5.5 – Diagrama de blocos representando a tensão terminal da máquina operando a vazio



Fonte: ANDERSON; FOUAD, 1994.

Com base na figura 5.5, pode-se escrever a função de transferência para E_t/V_{ref} na forma da equação (5.11), sendo K , ω_n e ζ definidos nas equações (5.12), (5.13) e (5.14).

$$\frac{E_t}{V_{ref}} = \frac{K}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.11)$$

$$K = \frac{K_A}{T_A T'_{d0}} \quad (5.12)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{1 + K_A}{T_A T'_{d0}}} \quad (5.13)$$

$$2\zeta\omega_n = \frac{1}{T_A} + \frac{1}{T'_{d0}} \quad (5.14)$$

Para um bom amortecimento, um valor razoável para ζ é $1/\sqrt{2}$. Além disso, para valores típicos de ganho e constante de tempo associados a reguladores de tensão rápidos, tem-se que $T'_{d0} \gg T_A$ e $K_A \gg 1$. Assim, substituindo a equação (5.13) em (5.14) e considerando as simplificações destacadas, obtém-se que um valor aproximado de ganho para um bom rendimento do sistema controlado pode ser dado por:

$$K_A \cong \frac{T'_{d0}}{2T_A} \quad (5.15)$$

A tabela 5.7 apresenta os valores de ganho calculados para os reguladores de tensão do sistema em estudo. Adicionalmente, apresenta-se o ajuste proposto pelo fabricante e implementado em campo na usina termelétrica de ciclo combinado da Central Geradora

Termelétrica Fortaleza S/A. Destaca-se que a constante de tempo associada à ponte conversora do sistema de excitação é adotada de acordo com a recomendação do fabricante para ambos os casos.

Tabela 5.7 – Ganho e constante de tempo do AVR para o sistema em estudo, considerando o método clássico e ajuste em campo

Método	Variável	Turbina a Gás 1	Turbina a Gás 2	Turbina a Vapor
Clássico	T_A	0,02 seg	0,02 seg	0,024 seg
	K_A	197,25 p.u.	197,25 p.u.	162,50 p.u.
Ajuste em Campo	T_A	0,02 seg	0,02 seg	0,024 seg
	K_A	300 p.u.	300 p.u.	220 p.u.

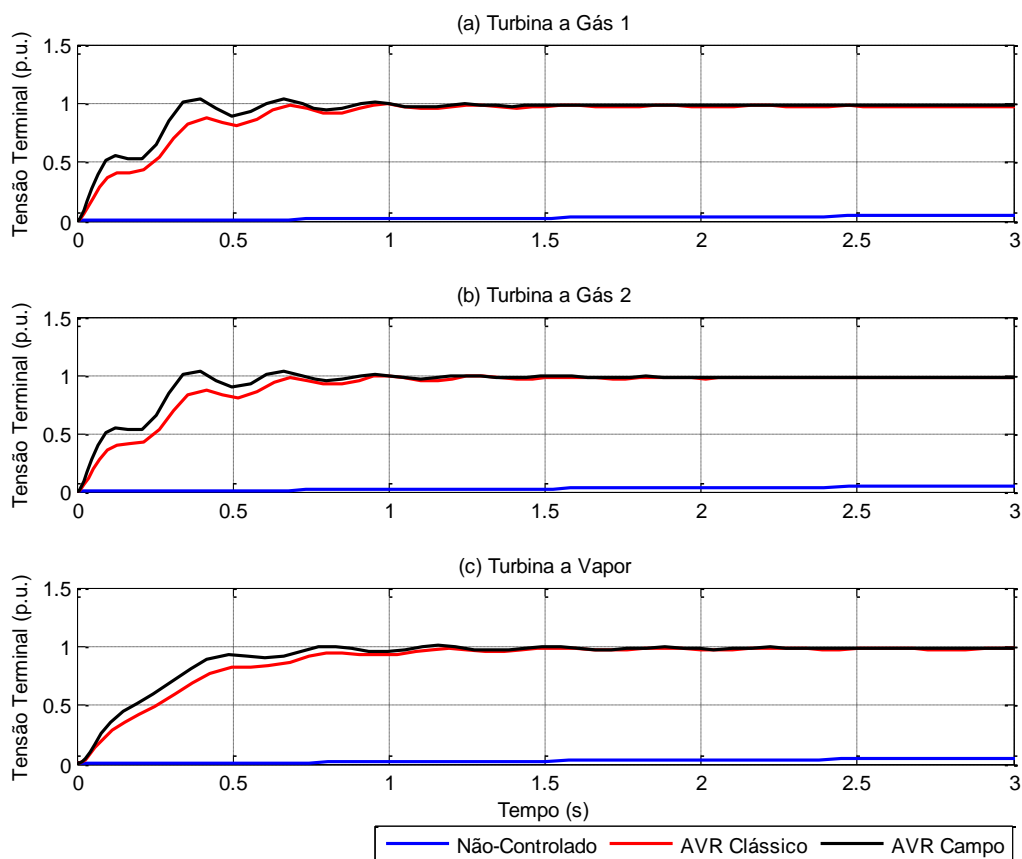
Fonte: Produção própria.

O comportamento da tensão terminal e do ângulo do rotor para o sistema controlado com AVR é apresentado, respectivamente, nas figuras 5.6 e 5.7 para os geradores associados à turbina a Gás 1 (a), à turbina a Gás 2 (b) e à turbina a Vapor (c).

Pela figura 5.6, observa-se que, para as três máquinas, a regulação de tensão foi significativamente melhorada com a utilização do AVR projetado, reduzindo o erro em regime permanente e o tempo de resposta quando comparado com o sistema não controlado. Além disso, a comparação com o comportamento do sistema equipado com AVR ajustado em campo para a planta em estudo valida a metodologia proposta, ressaltando-se, porém, uma pequena diferença entre o tempo de resposta dos controladores, perfeitamente aceitável para o sistema em estudo.

As oscilações eletromecânicas experimentadas pelos geradores em estudo, retratadas pela variação do ângulo do rotor na figura 5.7, indicam um comportamento levemente oscilatório com baixo tempo de acomodação do sinal. As tabelas 5.8 e 5.9 apresentam os principais indicadores relacionados à resposta temporal do sistema controlado com AVR clássico e ajustado em campo, respectivamente.

Figura 5.6 – Comportamento da tensão terminal (em p.u.) dos geradores, com o efeito do AVR, ao degrau unitário na tensão de referência: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor



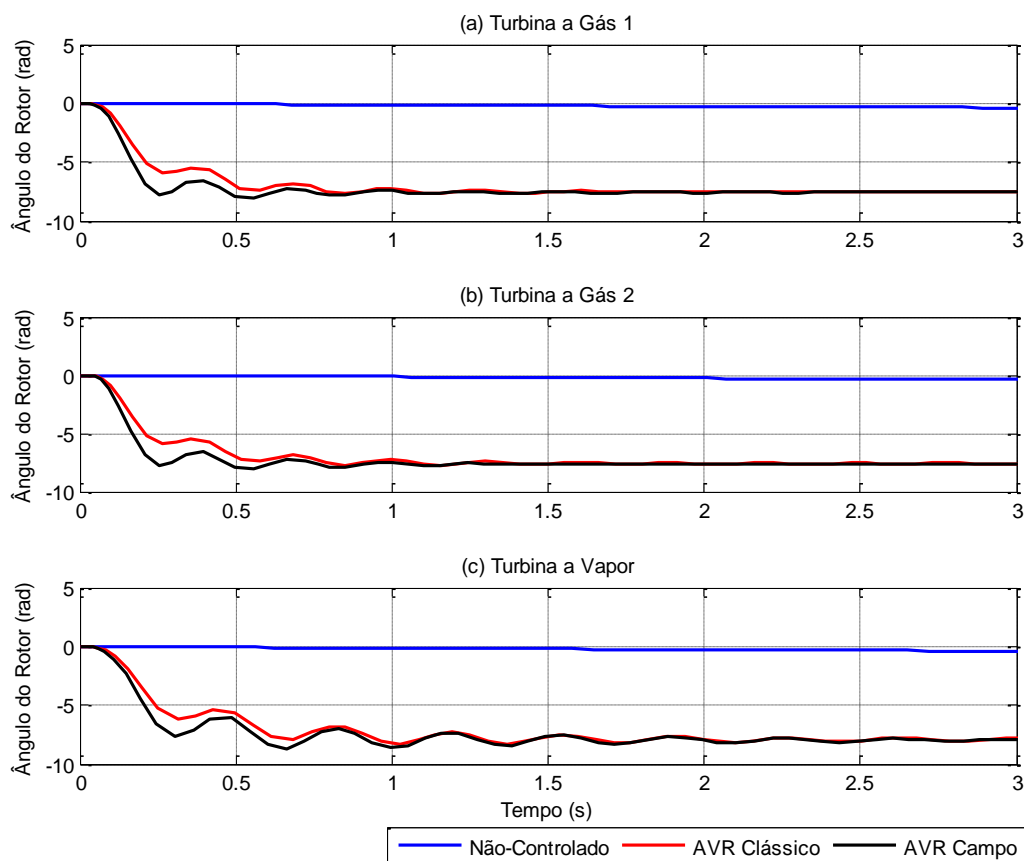
Fonte: Produção própria.

Tabela 5.8 – Indicadores relacionados à resposta temporal do sistema com AVR projetado pelo método clássico

Variável	Indicador	Turbina a Gás 1	Turbina a Gás 2	Turbina a Vapor
Tensão terminal	Tempo de subida (t_r)	0,59 seg	0,59 seg	0,68 seg
	Tempo de acomodação (t_s)	1,20 seg	1,20 seg	1,42 seg
	Erro em regime (E_{ss})	2,35%	2,32%	2,04%
	Máximo sobre-sinal (M_p)	1,71%	1,68%	0,87%
Ângulo do rotor	Tempo de subida (t_r)	0,42 seg	0,42 seg	0,50 seg
	Tempo de acomodação (t_s)	1,35 seg	1,35 seg	2,34 seg
	Máximo sobre-sinal (M_p)	2,15%	2,09%	4,61%

Fonte: Produção própria.

Figura 5.7 – Comportamento do ângulo do rotor (em rad) dos geradores, com o efeito do AVR, ao degrau unitário na tensão de referência: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor



Fonte: Produção própria.

Tabela 5.9 – Indicadores relacionados à resposta temporal do sistema com AVR ajustado em campo

Variável	Indicador	Turbina a Gás 1	Turbina a Gás 2	Turbina a Vapor
Tensão terminal	Tempo de subida (t_r)	0,31 seg	0,31 seg	0,38 seg
	Tempo de acomodação (t_s)	1,00 seg	1,00 seg	1,21 seg
	Erro em regime (E_{ss})	1,59%	1,53%	1,51%
	Máximo sobre-sinal (M_p)	5,64%	5,49%	2,01%
Ângulo do rotor	Tempo de subida (t_r)	0,11 seg	0,11 seg	0,20 seg
	Tempo de acomodação (t_s)	1,00 seg	1,00 seg	2,32 seg
	Máximo sobre-sinal (M_p)	6,02%	5,97%	9,46%

Fonte: Produção própria.

Apesar do bom rendimento do sistema com a inclusão do AVR, o uso de reguladores de tensão com elevados ganhos pode tornar insatisfatório o grau de amortecimento das máquinas após a ocorrência de uma perturbação, sobretudo em condições de carga pesada (MOTA, 2006). Conforme detalhado na seção 3.7, para minimizar esse efeito é utilizado o PSS, através

do qual se introduz um sinal de controle adicional, gerado a partir do sinal de velocidade do rotor da máquina, que proporciona um torque positivo capaz de restituir o amortecimento perdido. A sintonia do PSS é detalhada na seção a seguir.

5.6 Sintonia do PSS pelo método clássico

O PSS possui a função de adicionar amortecimento às oscilações do rotor, controlando a excitação do gerador por meio de sinais estabilizadores auxiliares adicionados ao AVR. Para conseguir uma melhoria no torque de amortecimento, o mais simples seria aplicar na referência do regulador de tensão um sinal em fase com a velocidade. Entretanto, quando esse sinal chega ao torque da máquina, seu ângulo é modificado pela característica de atraso introduzido pelo sistema máquina-excitação, tornando necessário o projeto de um compensador dinâmico de característica adiantada, na frequência dominante do sistema, capaz de compensar o atraso introduzido e entregar uma componente de torque positiva para contribuir com o amortecimento das oscilações do rotor.

As técnicas convencionais de sintonia do PSS baseiam-se na determinação do ângulo de atraso do sistema máquina-excitação a ser compensado, calculado na frequência dominante do sistema. Mota (2006, p. 133) apresenta uma técnica para determinação da frequência dominante do sistema máquina-barra infinita, baseada na análise do comportamento dinâmico do torque elétrico das máquinas quando submetidas a uma perturbação. A figura 5.8 apresenta o torque elétrico dos geradores associados à turbina a Gás 1 (a), à turbina a Gás 2 (b) e à turbina a Vapor (c), equipados com AVR sintonizado pela técnica convencional detalhada na seção 5.5, quando submetidos a uma entrada do tipo degrau unitário na tensão de referência.

O cálculo da frequência dominante leva em consideração o período da primeira oscilação do sinal de torque eletromagnético, conforme a equação 5.16:

$$\omega_{dom} = \frac{2\pi}{T_{dom}} \quad (5.16)$$

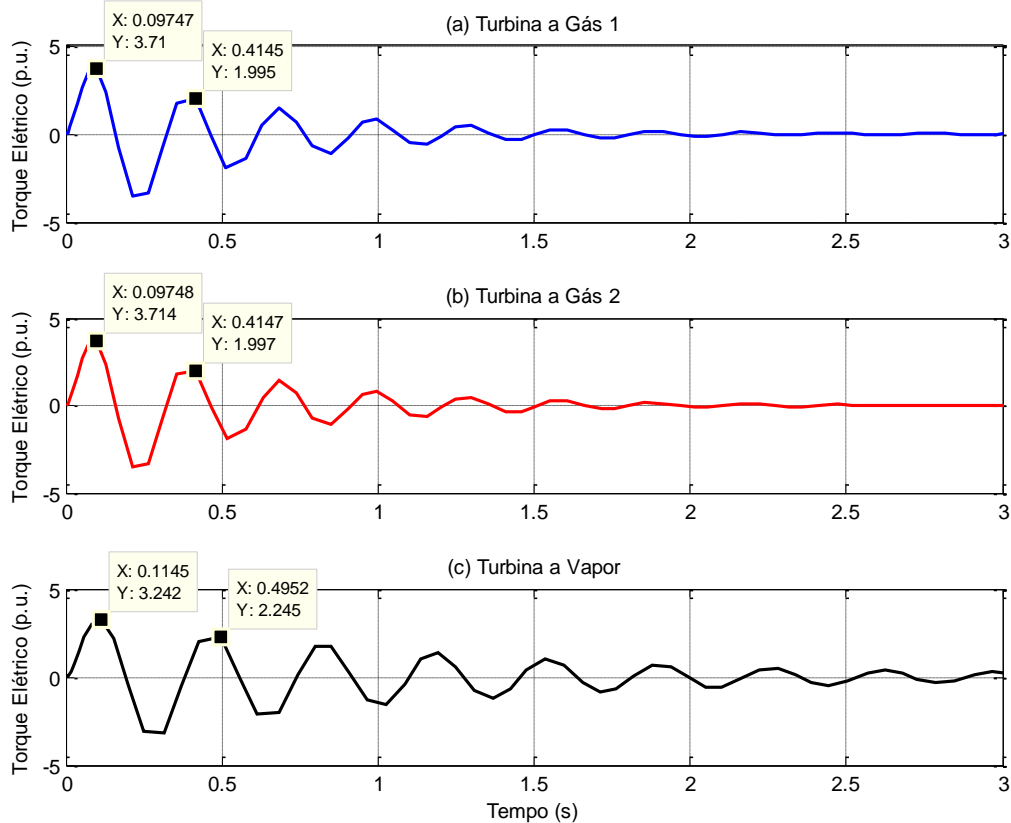
Analisando a figura 5.8 e aplicando a equação (5.16), conclui-se que as frequências dominantes relacionadas aos geradores associados à turbina a Gás 1, à turbina a Gás 2 e à turbina a Vapor valem, respectivamente:

$$\omega_{dom_TG1} = \frac{2\pi}{(0,4145 - 0,09747)} = 19,82 \text{ rad/s} \quad (5.17)$$

$$\omega_{dom_TG2} = \frac{2\pi}{(0,4147 - 0,09748)} = 19,81 \text{ rad/s} \quad (5.18)$$

$$\omega_{dom_TV} = \frac{2\pi}{(0,4952 - 0,1145)} = 16,50 \text{ rad/s} \quad (5.19)$$

Figura 5.8 – Comportamento do torque elétrico (em p.u) dos geradores, com o efeito do AVR, ao degrau unitário na tensão de referência: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor

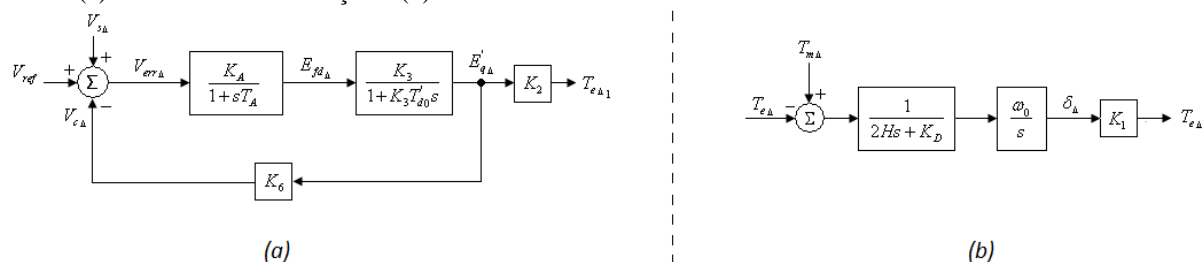


Fonte: Produção própria.

Para computar o ângulo de atraso do sistema máquina-excitação, considera-se um modelo aproximado de 2ª ordem da máquina ligada a uma barra infinita com AVR (ANDERSON; FOUAD, 1994; MOTA, 2006). Assim, tomando por base o modelo apresentado na figura 3.19, considera-se que a constante K_5 é pequena o suficiente para ser desprezada e que a retroalimentação através de K_4 promove uma componente de amortecimento positiva que usualmente pode ser negligenciada. Adicionalmente, despreza-se o atraso de tempo proporcionado pelo sensor de medição. O sistema resultante é composto de dois subsistemas: o primeiro representando os efeitos campo-excitatriz e o segundo

representando os efeitos inerciais, ambos apresentados na figura 5.9, sendo $T_{e\Delta} = T_{e\Delta 1} + T_{e\Delta 2}$.

Figura 5.9 – Diagrama de blocos do modelo aproximado de 2ª ordem da máquina ligada a uma barra infinita com AVR: (a) Subsistema de excitação e (b) Subsistema mecânico



Fonte: ANDERSON; FOUAD, 1994.

Tomando por base o diagrama de blocos do subsistema de excitação, apresentado na figura 5.9 (a), chega-se à função de transferência que determina o atraso introduzido pelo sistema máquina-excitação como sendo:

$$G_x(s) = \frac{\frac{K_2 K_3 K_A}{1 + K_3 K_6 K_A}}{\frac{K_3 T'_{d0} T_A}{1 + K_3 K_6 K_A} s^2 + \frac{T_A + K_3 T'_{d0}}{1 + K_3 K_6 K_A} s + 1} \quad (5.20)$$

Além disso, tendo em vista que $K_3 K_6 K_A \gg 1$, a equação (5.20) pode ser simplificada para:

$$G_x(s) = \frac{\frac{K_2 K_A}{T'_{d0} T_A}}{s^2 + \frac{T_A + K_3 T'_{d0}}{K_3 T'_{d0} T_A} s + \frac{K_6 K_A}{T'_{d0} T_A}} \quad (5.21)$$

Fazendo $s = j\omega_{dom}$ na função de transferência (5.21) e considerando as frequências dominantes para os geradores associados à turbina a Gás 1, à turbina a Gás 2 e à turbina a Vapor dadas, respectivamente, pelas equações (5.17), (5.18) e (5.19), obtêm-se os ângulos correspondentes às fases dos sistemas de excitação em estudo que deverão ser compensados no projeto do PSS, discriminados na tabela 5.10.

Tabela 5.10 – Ângulo de atraso propiciado pelo sistema máquina-excitação em estudo

Variável	Turbina a Gás 1	Turbina a Gás 2	Turbina a Vapor
ω_{dom}	19,82 rad/s	19,81 rad/s	16,50 rad/s
θ_{comp}	93,99°	94,04°	99,54°

Fonte: Produção própria.

Com base na figura 3.20, a função de transferência do PSS, definida pela equação (5.22) é formada por uma associação em série de um ganho (K_{stab}), que determina a quantidade de amortecimento introduzida pelo compensador, de um filtro passa-alta (*washout*), destinado a eliminar sinais de frequência abaixo de determinado valor garantindo que o AVR não seja afetado por erros prolongados na velocidade, e por um circuito de compensação de fase, com característica adiantada, capaz de compensar o atraso proporcionado pelo sistema máquina-excitação.

$$G_{PSS} = K_{stab} \cdot \frac{sT_W}{1 + sT_W} \cdot \frac{1 + sT_1}{1 + sT_2} \quad (5.22)$$

O ganho do PSS é normalmente ajustado em campo e possui valores que variam de 0,1 a 100 (ANDERSON; FOUAD, 1994; MOTA, 2006). Através de simulações digitais do sistema em estudo verificou-se que um ganho igual a 0,20 p.u. para as turbinas a Gás 1 e 2 e igual a 1,0 p.u. para a turbina a Vapor proporcionaram resultados satisfatórios.

O projeto do filtro *washout* é baseado na escolha da frequência de corte (ω_c) de tal forma que não haja penetração no AVR de sinais com frequência abaixo de um determinado valor. A escolha de ω_c é baseada na avaliação comparativa entre a mesma e a frequência dominante do sistema (MOTA, 2006). Como, no sistema em estudo, a menor frequência de oscilação envolvida é superior a 16 *rad/s*, escolheu-se eliminar as frequências abaixo de 1,0 *rad/s*. Dessa forma, fica-se muito longe de prejudicar a eficácia do sinal estabilizador e garante-se que erros persistentes no sinal de entrada, resultantes da demora no restabelecimento da velocidade da máquina, não penetrem no controlador. Enfim, a constante de tempo do filtro *washout* pode ser calculada como sendo:

$$T_W = \frac{1}{\omega_c} = 1 \text{ seg} \quad (5.23)$$

As constantes de tempo do circuito de avanço de fase do PSS (T_1 e T_2) podem ser determinadas pelas equações (5.24) e (5.25), sendo α definido pela equação (5.26) (OGATA, 2003).

$$T_1 = \alpha T_2 \quad (5.24)$$

$$T_2 = \frac{1}{\omega_{dom} \sqrt{\alpha}} \quad (5.25)$$

$$\alpha = \frac{1 + \sin \theta_{comp}}{1 - \sin \theta_{comp}} \quad (5.26)$$

Em alguns casos, especialmente quando o ângulo a ser compensado exige grande esforço do controlador, pode-se utilizar mais de um bloco de avanço de fase em cascata, cada qual destinado a compensar uma fração do atraso total proporcionado pelo sistema máquina-excitação (SOUZA, 2007). Para o sistema em estudo, adota-se o PSS formado por apenas um bloco de compensação em avanço de fase, conforme ilustra a figura 3.20.

Com base nos valores apresentados na tabela 5.10 e utilizando as equações (5.24), (5.25) e (5.26), obtêm-se as constantes associadas ao circuito de avanço de fase do PSS para o sistema em estudo, apresentadas na tabela 5.11. Adicionalmente, apresenta-se o ajuste proposto pelo fabricante e implementado no PSS da usina termelétrica de ciclo combinado da Central Geradora Termelétrica Fortaleza S/A. Destaca-se que o circuito de avanço de fase do PSS em campo é formado por dois blocos compensadores, daí a presença das constantes de tempo T_3 e T_4 .

Tabela 5.11 – Ganho e constante de tempo do PSS para o sistema em estudo, considerando o método clássico e ajuste em campo.

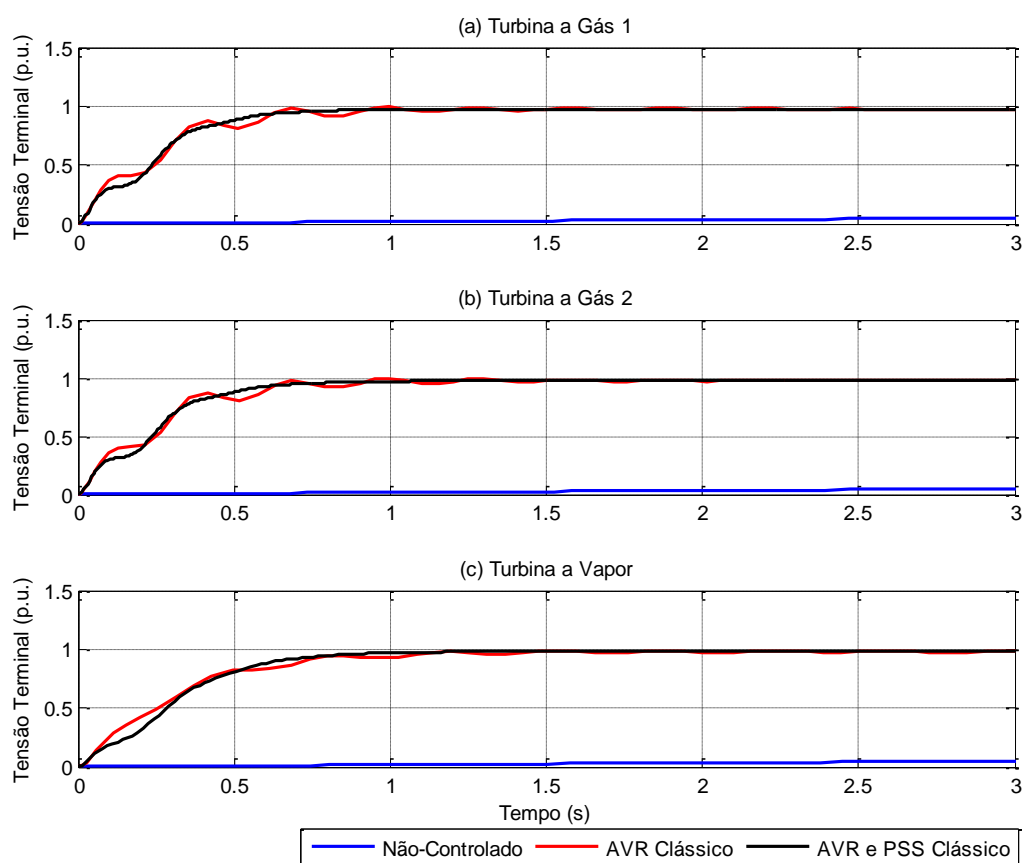
Método	Variável	Turbina a Gás 1	Turbina a Gás 2	Turbina a Vapor
Clássico	K_{stab}	0,20 p.u.	0,20 p.u.	1,0 p.u.
	T_w	1,0 seg	1,0 seg	1,0 seg
	T_1	1,4498 seg	1,4324 seg	0,7262 seg
	T_2	0,0018 seg	0,0018 seg	0,0051 seg
Ajuste em Campo	K_{stab}	1,0 p.u.	1,0 p.u.	0,50 p.u.
	T_w	2,0 seg	2,0 seg	2,0 seg
	T_1	0,12 seg	0,12 seg	0,30 seg
	T_2	0,04 seg	0,04 seg	0,04 seg
	T_3	0,20 seg	0,20 seg	0,60 seg
	T_4	0,04 seg	0,04 seg	0,08 seg

Fonte: Produção própria.

O efeito da adição do PSS ao AVR no controle de excitação dos geradores síncronos pode ser observado pelas figuras 5.10 e 5.11, as quais apresentam, respectivamente, o comportamento dinâmico da tensão terminal e do ângulo do rotor para os geradores associados à turbina a Gás 1 (a), à turbina a Gás 2 (b) e à turbina a Vapor (c). Observam-se

pelas referidas figuras, a resposta ao degrau unitário do sistema não-controlado (sem a influência do AVR e PSS), com a presença do AVR e com a adição do PSS ao AVR, ambos ajustados segundo o método clássico desenvolvido até então.

Figura 5.10 – Comportamento da tensão terminal (em p.u.) para o sistema não-controlado, com a presença do AVR e com a adição do PSS ao AVR: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor



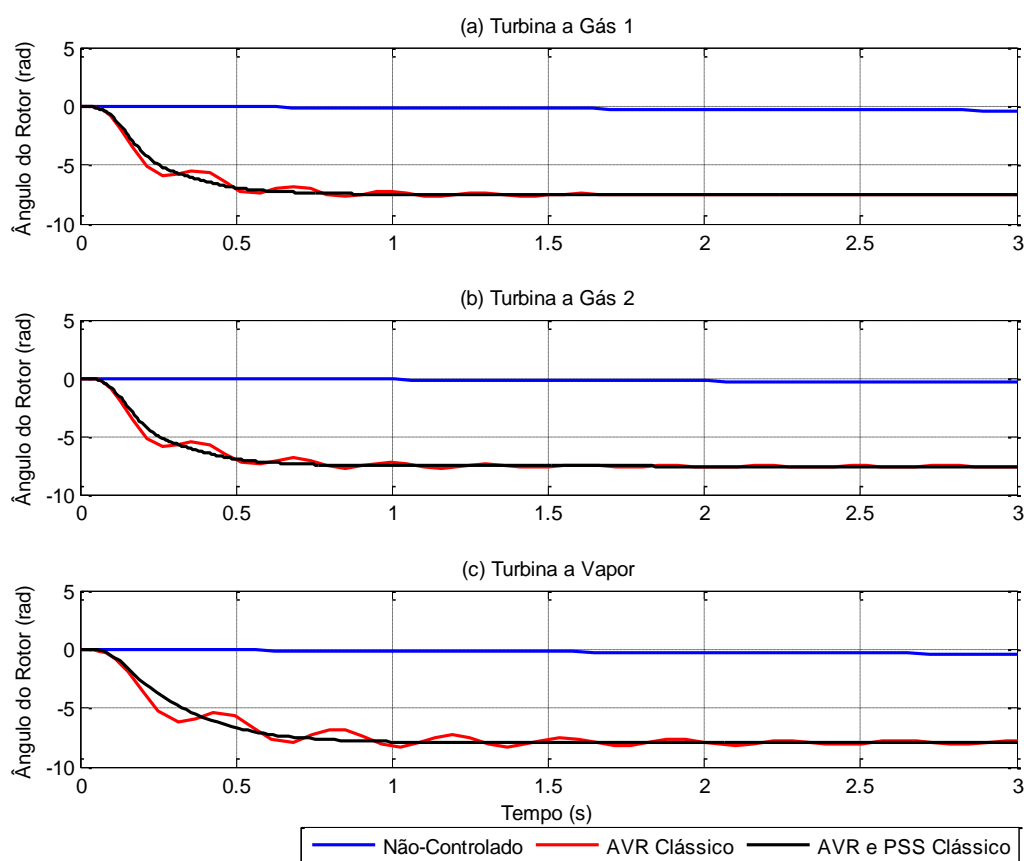
Fonte: Produção própria.

Pela figura 5.10, observa-se que a inclusão do PSS reduziu o comportamento oscilatório da tensão de saída das máquinas durante o período transitório. Observa-se ainda um ganho nos tempos de resposta e de acomodação do sinal, bem como redução do sobre-sinal, em relação à resposta obtida com a influência exclusiva do AVR, mantendo os requisitos de erro em regime permanente para o sistema em estudo.

A adição do PSS proporcionou ainda a inclusão de uma componente de torque amortecedor ao sistema em fase com a velocidade do rotor, com reflexo direto na redução das oscilações eletromecânicas experimentadas pelas máquinas, conforme se observa pelo comportamento dinâmico dos ângulos dos rotores, ilustrado na figura 5.11. Esta é a principal

função do PSS no controle de excitação de geradores síncronos, habilitando, por conseguinte, o uso de reguladores de tensão com elevados ganhos para melhorar as características da resposta do sistema a perturbações externas.

Figura 5.11 – Comportamento do ângulo do rotor (em radianos) para o sistema não-controlado, com a presença do AVR e com a adição do PSS ao AVR: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor

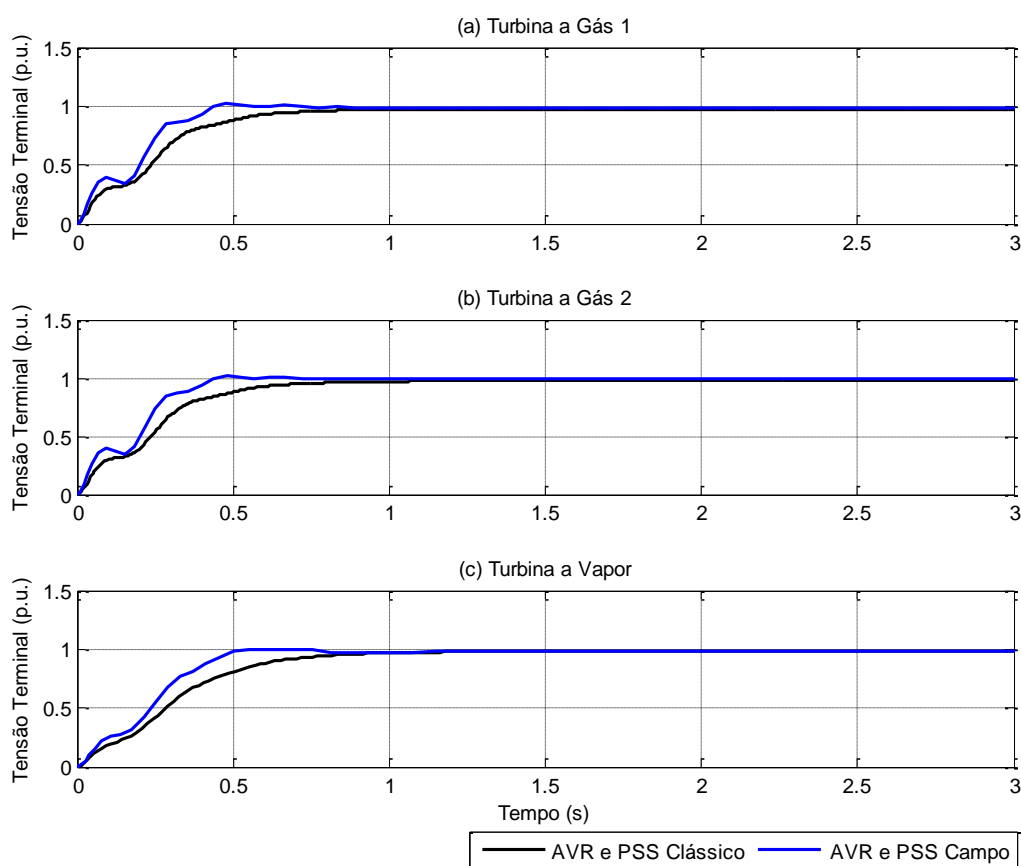


Fonte: Produção própria.

Para avaliar a metodologia clássica de sintonia do AVR e PSS desenvolvida neste capítulo, o comportamento do sistema foi comparado com os ajustes sugeridos pelo fabricante e implementados em campo. As figuras 5.12 e 5.13 ilustram o comportamento da tensão terminal e do ângulo do rotor para os controladores ajustados pelo método clássico e de acordo com as recomendações do fabricante, respectivamente. Destaca-se um melhor desempenho, em termos de tempo de resposta do sinal de saída e erro em regime permanente, para os ajustes fornecidos pelo fabricante, fato que, entretanto, não invalida a metodologia utilizada, haja vista que o ganho de velocidade obtido na resposta do sistema, em relação aos parâmetros calculados segundo a teoria clássica, é irrelevante para a aplicação em sistemas de

potência reais. As tabelas 5.12 e 5.13 apresentam, respectivamente, os principais indicadores relacionados à resposta temporal do sistema controlado com AVR e PSS, considerando a sintonia realizada em campo e aquela desenvolvida pelo método clássico.

Figura 5.12 – Comportamento da tensão terminal (em p.u.) para o sistema com AVR e PSS ajustados conforme método clássico e ajuste em campo: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor



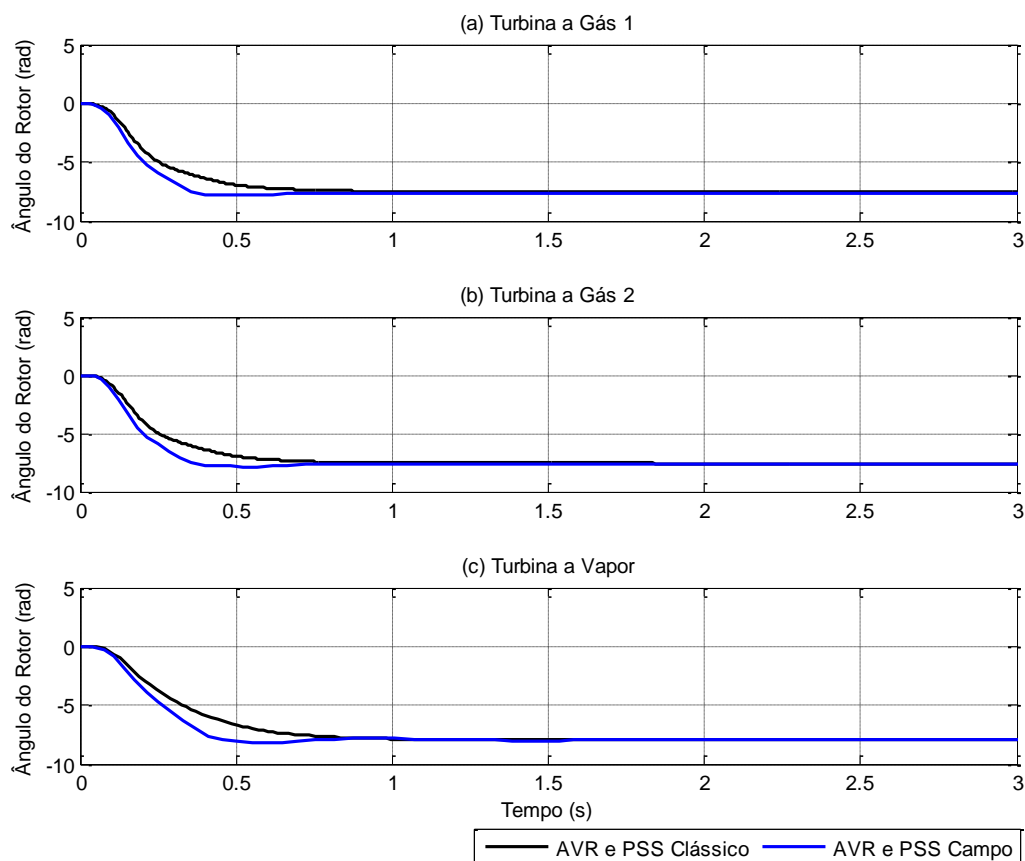
Fonte: Produção própria.

Tabela 5.12 – Indicadores relacionados à resposta temporal do sistema com AVR e PSS ajustados em campo

Variável	Indicador	Turbina a Gás 1	Turbina a Gás 2	Turbina a Vapor
Tensão terminal	Tempo de subida (t_r)	0,36 seg	0,36 seg	0,42 seg
	Tempo de acomodação (t_s)	0,72 seg	0,72 seg	0,50 seg
	Erro em regime (E_{ss})	1,56 %	1,53 %	1,52 %
	Máximo sobre-sinal (M_p)	3,70 %	3,56 %	1,83 %
Ângulo do rotor	Tempo de subida (t_r)	0,23 seg	0,23 seg	0,31 seg
	Tempo de acomodação (t_s)	0,66 seg	0,66 seg	1,00 seg
	Máximo sobre-sinal (M_p)	2,92 %	2,87 %	3,54 %

Fonte: Produção própria.

Figura 5.13 – Comportamento do ângulo do rotor (em radianos) para o sistema com AVR e PSS ajustados conforme método clássico e ajuste em campo: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor



Fonte: Produção própria.

Tabela 5.13 – Indicadores relacionados à resposta temporal do sistema com AVR e PSS projetados pelo método clássico

Variável	Indicador	Turbina a Gás 1	Turbina a Gás 2	Turbina a Vapor
Tensão terminal	Tempo de subida (t_r)	0,46 seg	0,47 seg	0,55 seg
	Tempo de acomodação (t_s)	0,76 seg	0,77 seg	0,88 seg
	Erro em regime (E_{ss})	2,35 %	2,32 %	2,04 %
	Máximo sobre-sinal (M_p)	0,00 %	0,00 %	0,18 %
Ângulo do rotor	Tempo de subida (t_r)	0,37 seg	0,37 seg	0,46 seg
	Tempo de acomodação (t_s)	0,74 seg	0,74 seg	0,87 seg
	Máximo sobre-sinal (M_p)	0,00 %	0,00 %	0,18 %

Fonte: Produção própria.

5.7 Sintonia do AVR e PSS utilizando algoritmo PSO

As técnicas convencionais de sintonia do AVR e PSS, descritas nas seções 5.5 e

5.6, fundamentam-se em várias considerações simplificadoras, visando reduzir a complexidade do sistema a ser controlado e permitindo, assim, a aplicação de procedimentos para sintonia de controladores baseados na teoria clássica. Além disso, o cálculo dos parâmetros do AVR e PSS é feito isoladamente, ou seja, inicialmente se determina a regulação de tensão a ser propiciada pelo AVR e, somente em seguida, se calculam o ganho e constantes de tempo do PSS para proporcionar o amortecimento das oscilações eletromecânicas desejado. Cabe destacar ainda, que os controladores sintonizados com base em modelos simplificados do problema devem operar em plantas reais, com elevado grau de não linearidades, requerendo muitas vezes o reajuste dos parâmetros em campo para otimizar o comportamento dinâmico do sistema.

Neste contexto, as técnicas não lineares de sintonia de controladores, especialmente aquelas relacionadas a algoritmos evolutivos, ganham destaque por proporcionar melhores ajustes dos parâmetros avaliando seu efeito diretamente sobre a planta, sem necessidade de adotar medidas simplificadoras para o problema. O Algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas (PSO), apresentado no capítulo 4, tem sido usado na sintonia do PSS utilizando a representação do sistema em matrizes de estado (ABIDO, 2001, 2002; AL-AWAMI; ABDEL-MAGID; ABIDO, 2007). Apesar dos resultados satisfatórios obtidos no amortecimento de oscilações da máquina síncrona, ainda é um desafio a sintonia coordenada e simultânea dos parâmetros do PSS e AVR, visando não apenas o incremento na estabilidade do sistema de potência, mas também o aumento da velocidade de resposta a perturbações externas, sobretudo àquelas relacionadas a variações na tensão terminal da máquina.

Para validar a eficiência de técnicas não-lineares na determinação dos parâmetros ótimos do AVR e PSS, foi desenvolvida uma aplicação do PSO para o sistema em estudo, considerando a representação dada pelo diagrama de blocos da figura 3.21. Os parâmetros otimizados foram selecionados de acordo com sua influência na regulação de tensão dos geradores (K_A para o AVR) e no amortecimento das oscilações dos rotores das máquinas (K_{stab} , T_1 e T_2 para o PSS). Os demais parâmetros dos controladores foram adotados conforme projeto clássico descrito nas seções 5.5 e 5.6.

De acordo com a estrutura adotada, cada partícula do PSO é formada por um vetor de números reais que se deslocam em um espaço com quatro dimensões, ou seja, em um dado tempo t , cada partícula $K^j(t)$ é representada por quatro termos que representam as

coordenadas da partícula e indicam sua posição dentro do espaço de soluções. Logo:

$$K^j(t) = [K_A^j(t) \quad K_{stab}^j(t) \quad T_1^j(t) \quad T_2^j(t)] \quad (5.27)$$

Para o sistema em estudo adotou-se uma população formada por 20 partículas.

A eficiência de cada partícula foi avaliada com base no comportamento dinâmico da tensão terminal (E_t) e do ângulo do rotor (δ) de cada máquina, considerando a resposta no tempo de cada uma das variáveis, quando o sistema é submetido a um degrau unitário de tensão no sinal de referência. Foram analisados os indicadores de erro em regime permanente (E_{ss}), máximo sobre-sinal (M_p), tempo de subida (t_r) e tempo de acomodação (t_s), sintetizados na função de avaliação:

$$f(K) = \frac{1}{(1 - e^{-\beta})(M_p + E_{ss}) + e^{-\beta}(t_s - t_r)} \quad (5.28)$$

O fator β balanceia os critérios de M_p e E_{ss} com os tempos t_s e t_r . O ponto de equilíbrio é alcançado com β sendo igual a 0,7. Acima disto, o algoritmo tende a priorizar a redução do sobre sinal e do erro estacionário. Por outro lado, valores de β menores do que 0,7 proporcionam maior ênfase na redução dos tempos de subida e de estabilização (GAING, 2004). Para o sistema em estudo adotou-se $\beta = 0,005$.

A qualidade do AVR e PSS é definida pela maximização da função de avaliação destacada na equação (5.28). Tal função é maximizada pela redução dos parâmetros M_p e E_{ss} , bem como pela menor diferença entre o instante em que se verifica a estabilização da resposta e o intervalo de tempo decorrido para a subida do sinal, permitindo, assim, a melhoria nas características da resposta temporal do sistema controlado. No entanto, cabe destacar que a referida equação analisa o desempenho da partícula sob a ótica de uma única curva de resposta temporal por vez, seja de E_t ou δ . Assim, para o sistema em estudo, adota-se o menor valor entre a avaliação do comportamento dinâmico da tensão terminal e do ângulo do rotor para retratar a qualidade do ajuste nos parâmetros do AVR e PSS obtido pelo PSO. Salienta-se que na equação (5.28), o valor do erro em regime permanente (E_{ss}) associado ao comportamento dinâmico do ângulo do rotor δ é desconsiderado tendo em vista que não se apresenta referência de valor para esta variável.

O PSO opera deslocando as partículas para regiões cada vez mais próximas da solução ótima para o problema. Para isso, cada partícula é influenciada pela melhor posição

ocupada por ela mesma ao longo do processo evolutivo, bem como pela melhor posição ocupada pelas partículas de sua vizinhança. O tamanho da vizinhança influencia nas características de busca local e global do algoritmo. Pontos de mínimo locais podem ser evitados quando se adota pequenas vizinhanças, porém para uma convergência mais rápida do algoritmo é preferível a adoção de um número maior de vizinhos. Para o sistema em estudo adotou-se uma vizinhança global, na qual cada uma das 20 partículas se influenciam mutuamente.

Para possibilitar as interações sociais características do PSO, ao longo do processo iterativo a melhor posição ocupada por cada partícula é armazenada e representada por \bar{p}_i , enquanto a melhor posição de todo o grupo de partículas na vizinhança é representada por \bar{p}_g . Conforme descrito no capítulo 4, o deslocamento de cada partícula no espaço do problema é realizado pela variação do termo velocidade (\bar{v}_i), o qual é uma função da diferença entre a melhor posição prévia do indivíduo e a posição atual, bem como da diferença entre a melhor posição da vizinhança e a posição atual do indivíduo. A velocidade e posição de cada partícula são determinadas pelas equações (4.14) e (4.10), respectivamente.

Cabe destacar, na equação (4.14), que as constantes de aceleração α_1 e α_2 foram ajustadas com base em simulações digitais do algoritmo e assumem o valor $\alpha_1 = \alpha_2 = 2,0$ para o sistema em estudo. De forma semelhante, o fator de inércia é determinado a cada iteração pela equação (4.13), variando de 0,9 a 0,4 ao longo do processo evolutivo.

As mudanças na velocidade são estocásticas, e um resultado indesejado disto é que a trajetória da partícula, não controlada, pode se expandir em ciclos cada vez maiores através do espaço do problema, eventualmente se aproximando do infinito. Um método tradicional para amortecer as oscilações é limitar a amplitude da variação da velocidade das partículas dentro do espaço de soluções pelo parâmetro V_{\max} , atendendo ao disposto na equação (4.11). Para o problema em questão adotou-se que cada partícula desloca-se respeitando um limite de velocidade de 15% da amplitude máxima de variação para cada termo da partícula $K^j(t)$.

Durante a evolução do PSO, é possível que a partícula $K^j(t)$ assuma valores que tornem a planta instável. A fim de contornar o problema, especifica-se uma determinada faixa de valores permissíveis para as constantes K_A , K_{stab} , T_1 e T_2 que limitam o espaço de busca em regiões com garantia de estabilidade. Para o sistema em análise adotam-se os limites:

$$[1 \ 0,1 \ 1 \ 0,0001] \leq [K_A^j(t) \ K_{stab}^j(t) \ T_1^j(t) \ T_2^j(t)] \leq [400 \ 2 \ 3 \ 0,5] \quad (5.29)$$

O algoritmo PSO implementado para determinação dos parâmetros ótimos do AVR e PSS aplicados ao sistema em estudo segue os seguintes passos:

- a) passo 1: a população inicial e a velocidade de cada termo das partículas são geradas aleatoriamente, respeitando o limite estabelecido para as variáveis. Para cada termo das partículas adota-se o limite definido na equação (5.29). Cada partícula é avaliada dentro da função objetivo, dada pela equação (5.28), e geram-se os valores de \vec{p}_i e \vec{p}_g ;
- b) passo 2: o fator de inércia é calculado conforme equação (4.13) e determinam-se as velocidades de cada termo das partículas do grupo, conforme equação (4.14). São verificados os limites de velocidade a fim de que os valores calculados mantenham-se dentro da faixa permitida de variação;
- c) passo 3: atualiza-se a posição de cada partícula, conforme equação (4.10), bem como são verificados os limites de posição para cada termo, conforme equação (5.29), mantendo os valores calculados dentro da faixa permitida de variação;
- d) passo 4: cada partícula da nova geração é avaliada dentro da função objetivo, dada pela equação (5.28), e a respectiva aptidão é comparada com seu histórico individual (\vec{p}_i). A partícula de maior aptidão dentro da vizinhança global é armazenada em \vec{p}_g ;
- e) passo 5: verifica-se se o número máximo de iterações foi atingido, caso contrário retorna-se ao Passo 2. Para o presente algoritmo adotou-se o limite de 50 iterações;
- f) passo 6: ao final do processo iterativo, a melhor solução para o problema está armazenada em \vec{p}_g .

O algoritmo PSO foi aplicado na determinação dos parâmetros do AVR e PSS associados aos geradores da Turbina a Gás 1, Turbina a Gás 2 e Turbina a Vapor do sistema em estudo, obtendo-se, ao final do processo iterativo, os parâmetros relacionados na tabela 5.14. Destaca-se que as constantes de tempo do AVR (T_A) e do filtro *washout* do PSS (T_w), foram adotadas conforme projeto clássico descrito nas seções 5.5 e 5.6.

Tabela 5.14 – Parâmetros do AVR e PSS para o sistema em estudo, obtidos pelo PSO

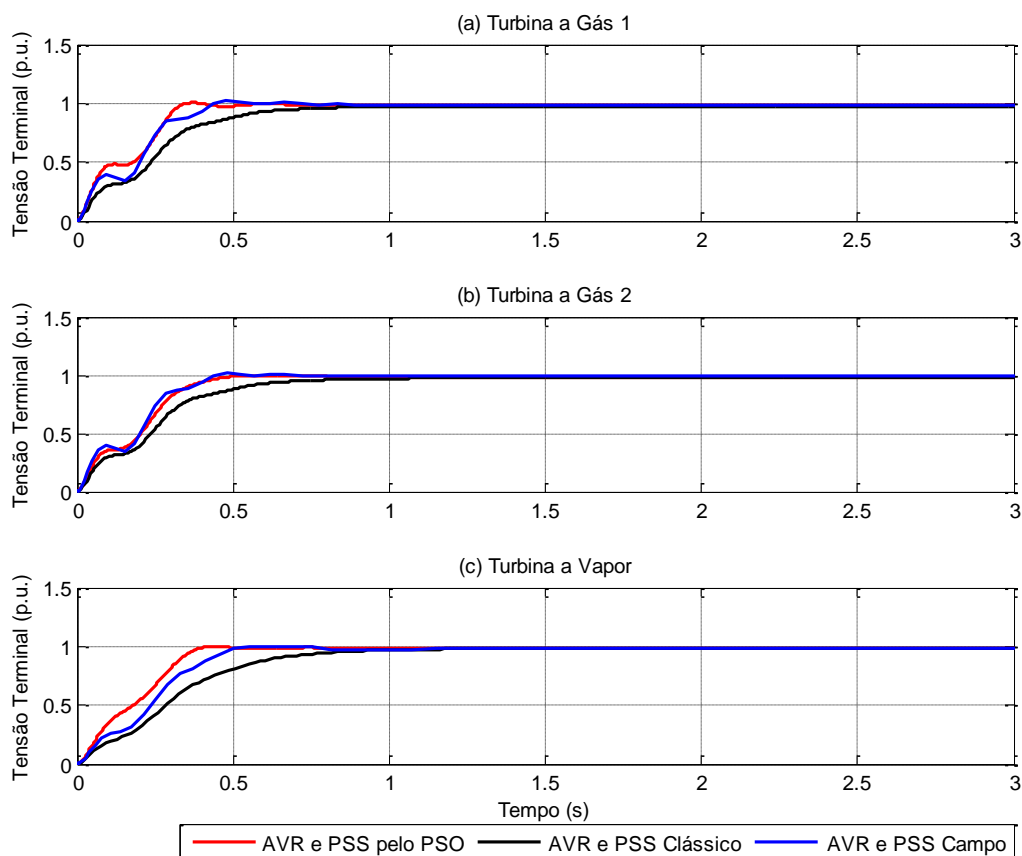
Variável	Turbina a Gás 1	Turbina a Gás 2	Turbina a Vapor
K_A	307,1723 p.u.	262,1586 p.u.	269,9733 p.u.
K_{stab}	0,1000 p.u.	0,2958 p.u.	0,1000 p.u.
T_1	1,1158 seg	1,0000 seg	1,9928 seg
T_2	0,0001 seg	0,0001 seg	0,0001 seg

Fonte: Produção própria.

Para avaliar a eficiência do PSO na sintonia do AVR e PSS, o comportamento dinâmico do sistema foi comparado com os ajustes encontrados pelo projeto clássico, descrito nas seções 5.5 e 5.6, e aqueles sugeridos pelo fabricante e implementados em campo. A dinâmica da tensão terminal e do ângulo do rotor, para os geradores associados à Turbina a Gás 1, Turbina a Gás 2 e Turbina a Vapor, é ilustrada nas figuras 5.14 e 5.15, respectivamente. Percebe-se, pela análise comparativa da resposta temporal ao degrau de tensão na referência, que o PSO obteve melhores ajustes para o AVR e PSS em relação à técnica clássica de sintonia, proporcionando redução no tempo de subida e acomodação do sinal, porém mantendo o erro em regime e o máximo sobre-sinal dentro dos limites aceitáveis para o sistema. Quando comparado com os ajustes implementados em campo, verifica-se que o PSO otimizou o comportamento dinâmico do sistema para os geradores associados à Turbina a Gás 1 e à Turbina a Vapor, e proporcionou comportamento equivalente ao ajustado em campo para o gerador associado à Turbina a Gás 2, porém com menor tempo de acomodação dos sinais analisados. A tabela 5.15 apresenta os principais indicadores relacionados à resposta temporal do sistema controlado com AVR e PSS, considerando a sintonia obtida pelo PSO.

Cabe destacar que, embora os geradores associados às Turbinas a Gás 1 e 2 sejam iguais e estejam submetidos a condições de rede equivalentes, o PSO sugeriu ajustes diferentes para o AVR e PSS. Esta característica reforça a adaptação do PSO a problemas com multimodalidade, definidos como aqueles que possuem mais de um ótimo global. Para o PSO, diferentemente de outros algoritmos evolutivos, a multimodalidade significa apenas mais locais para as partículas alojarem-se e, portanto, permite que partes de uma mesma população possam convergir para diferentes pontos ótimos, tornando o algoritmo mais robusto.

Figura 5.14 – Comportamento da tensão terminal (em p.u.) para o sistema com AVR e PSS ajustados pelo PSO, método clássico e ajuste em campo: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor



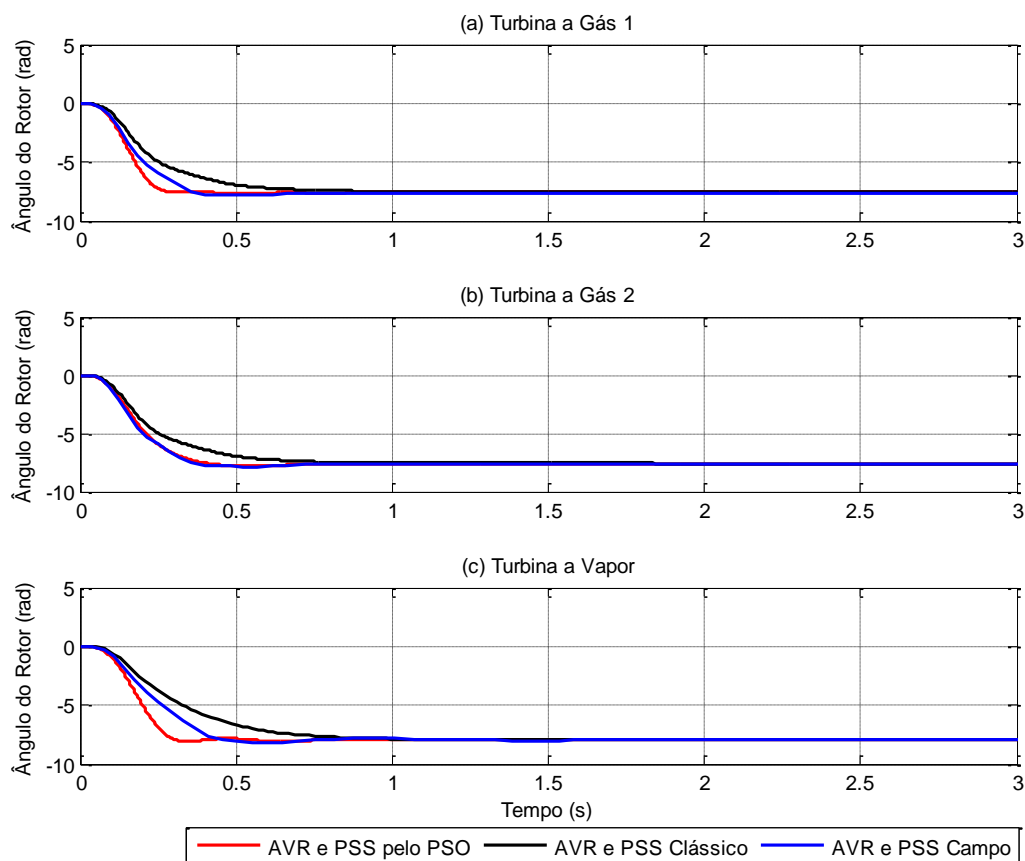
Fonte: Produção própria.

Tabela 5.15 – Indicadores relacionados à resposta temporal do sistema com AVR e PSS ajustados pelo PSO

Variável	Indicador	Turbina a Gás 1	Turbina a Gás 2	Turbina a Vapor
Tensão terminal	Tempo de subida (t_r)	0,27 seg	0,32 seg	0,30 seg
	Tempo de acomodação (t_s)	0,38 seg	0,44 seg	0,38 seg
	Erro em regime (E_{ss})	1,52%	1,75%	1,24%
	Máximo sobre-sinal (M_p)	2,13%	1,53%	1,24%
Ângulo do rotor	Tempo de subida (t_r)	0,15 seg	0,23 seg	0,17 seg
	Tempo de acomodação (t_s)	0,27 seg	0,39 seg	0,30 seg
	Máximo sobre-sinal (M_p)	1,76%	1,98%	1,22%

Fonte: Produção própria.

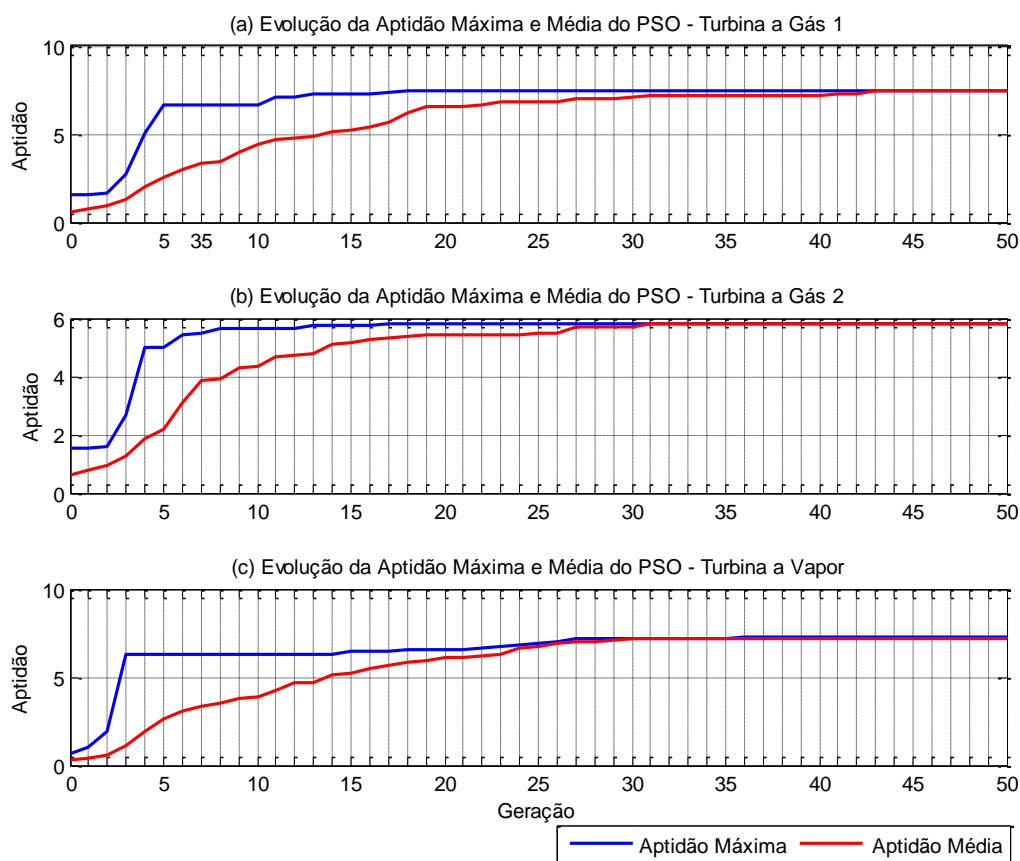
Figura 5.15 – Comportamento do ângulo do rotor (em radianos) para o sistema com AVR e PSS ajustados pelo PSO, método clássico e ajuste em campo: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor



Fonte: Produção própria.

A figura 5.16 apresenta a evolução da aptidão máxima e média das partículas, calculada segundo a equação (5.28) para o Algoritmo PSO implementado, considerando as 50 gerações experimentadas. Pela referida figura é possível observar que o PSO foi eficiente na maximização da função objetivo, alcançando aptidão máxima em poucas iterações do algoritmo. Destaca-se ainda que a evolução da aptidão média das partículas converge para o ponto de aptidão máxima, haja vista que as influências sociais mútuas do PSO movimentam as partículas em direção à região de máximo global, confirmando, assim, o aumento do poder de convergência quando se adota uma vizinhança global para as partículas.

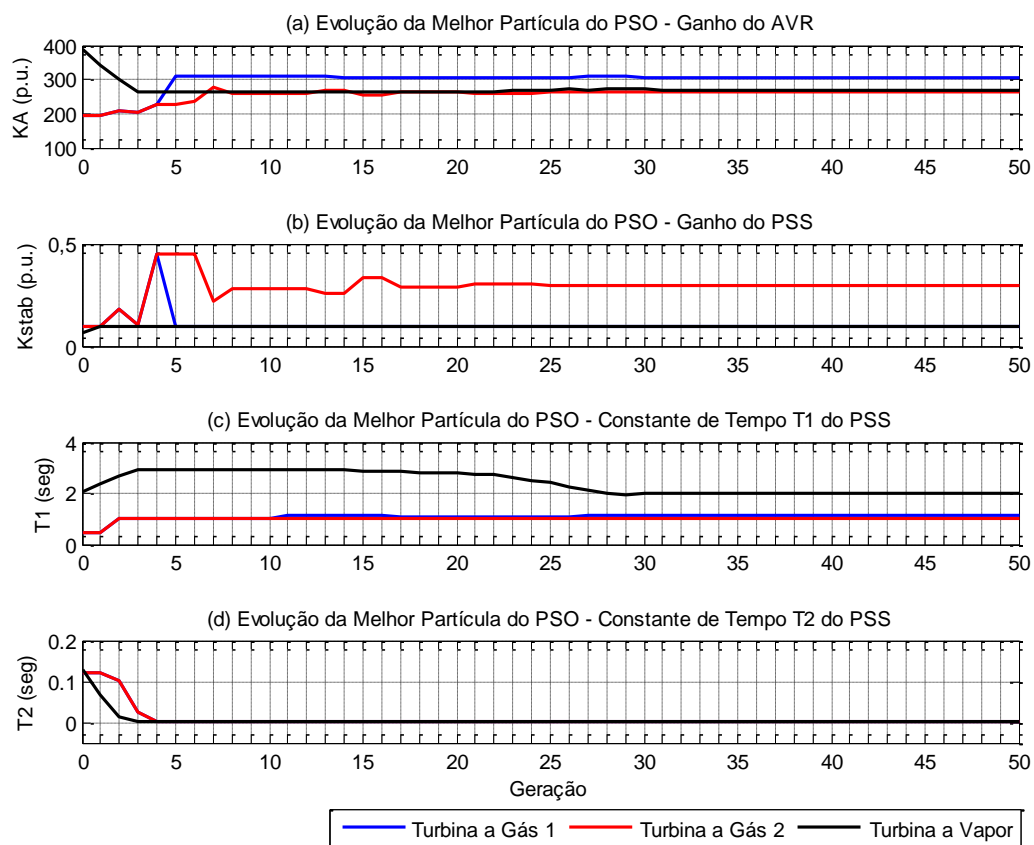
Figura 5.16 – Evolução da aptidão máxima e média do PSO: (a) Turbina a Gás 1, (b) Turbina a Gás 2 e (c) Turbina a Vapor



Fonte: Produção própria.

A figura 5.17, por sua vez, apresenta a evolução da melhor partícula da população, representada pela equação (5.27), ao longo das gerações. Percebe-se as boas características de convergência do algoritmo, haja vista que para o caso de convergência mais lenta (constante de tempo T_1 do PSS associado ao gerador da Turbina a Vapor), ilustrado pela figura 5.17 (c), o PSO obteve convergência por volta da 30^a geração.

Figura 5.17 – Evolução da melhor partícula do PSO: (a) Ganho do AVR, (b) Ganho do PSS, (c) Constante de tempo (T1) do PSS e (d) Constante de tempo (T2) do PSS



Fonte: Produção própria.

6 CONCLUSÕES

A operação de geradores síncronos em sistemas de potência reais requer o uso de diversos controladores, sejam eles associados ao controle de velocidade ou ao controle de excitação das máquinas. Dentre os controladores que atuam diretamente no sistema de excitação, com influência na regulação de tensão e no amortecimento das oscilações eletromecânicas dos rotores, destacam-se o Regulador Automático de Tensão (AVR) e o Estabilizador de Sistema de Potência (PSS).

A sintonia do AVR e PSS tem sido realizada com base em técnicas lineares de projeto, fundamentada na modelagem matemática aproximada e na linearização do comportamento dinâmico das máquinas síncronas. Na maioria dos projetos, tais técnicas não conseguem exprimir o máximo desempenho dos controladores, abrindo, portanto, oportunidade para aplicação de algoritmos baseados em inteligência computacional, com destaque para o Algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas (PSO).

O principal objetivo do presente trabalho foi desenvolver um algoritmo PSO aplicado na sintonia ótima do AVR e PSS associados ao controle de tensão e estabilidade de geradores síncronos de usinas termelétricas de ciclo combinado. Para avaliação do desempenho da técnica de otimização proposta, o projeto adotou como estudo de caso a planta de geração termelétrica de ciclo combinado da Central Geradora Termelétrica Fortaleza S/A, composta por duas turbinas a gás de 131,6MVA e uma turbina a vapor de 144,6MVA.

Este capítulo apresenta as principais conclusões do trabalho, com destaque para a avaliação comparativa entre o algoritmo desenvolvido e técnicas convencionais de sintonia do AVR e PSS, baseadas na teoria de controle clássico. Apresentam-se ainda sugestões para trabalhos futuros, incentivando o aprimoramento do algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas com o objetivo de conferir maior robustez e adaptabilidade a condições de rede e operação distintas das adotadas neste trabalho, como por exemplo, influência mútua entre as máquinas associadas a mesma planta de geração.

6.1 Conclusões

Para a implementação proposta, foi desenvolvida a modelagem matemática das tensões, correntes e fluxos magnéticos associados à operação das máquinas síncronas como

geradores. Em seguida, visando obter um modelo válido para estudos de estabilidade a pequenos sinais, foi desenvolvido um modelo linearizado de 3ª ordem, considerando um sistema simplificado formado por uma máquina conectada a uma barra infinita. O modelo desenvolvido foi simulado utilizando a ferramenta Simulink® do Matlab®, permitindo observar o comportamento dinâmico da tensão terminal e do ângulo do rotor de cada máquina em estudo para uma dada condição de operação. Os resultados das simulações evidenciaram o elevado tempo de resposta e o alto erro em regime permanente do sistema para uma entrada do tipo degrau unitário na referência de tensão do gerador.

Para melhorar as características dinâmicas da resposta do sistema, foram desenvolvidos modelos para o AVR e PSS, aplicando-os no controle da excitação dos geradores em estudo. Considerando os ajustes paramétricos sugeridos pelo fabricante e adotados em campo, observou-se, para o comportamento temporal da tensão terminal, redução no tempo de subida e acomodação do sinal, mantendo o máximo sobre-sinal dentro dos limites aceitáveis, bem como redução do erro em regime permanente. A análise da curva de resposta do ângulo do rotor denota a redução nas oscilações experimentadas pelos rotores dos geradores, melhorando a estabilidade dinâmica do sistema.

Com base na teoria do controle clássico, foi desenvolvido ainda um projeto convencional de sintonia do AVR e PSS, fundamentado em simplificações do modelo linearizado de 3ª ordem da máquina ligada à barra infinita. Apesar de apresentar maior tempo de resposta e acomodação de sinal do que os ajustes sugeridos pelo fabricante, a sintonia clássica dos controladores foi bem-sucedida, tendo em vista que proporcionou regulação de tensão e melhorias das características dinâmicas da resposta temporal ao degrau unitário.

Para desenvolver o algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas aplicado ao sistema em estudo, foi analisada a fundamentação teórica desta técnica de inteligência computacional, chegando-se a um pseudocódigo de alto nível para o PSO, com partículas posicionadas no espaço de números reais. Tal pseudocódigo foi implementado no Matlab®, considerando cada partícula formada por quatro termos (coordenadas de sua posição no espaço de soluções), quais sejam: ganho do AVR (K_A), ganho do PSS (K_{stab}) e constantes de tempo do PSS (T_1 e T_2). A aptidão de cada partícula foi calculada com base nos parâmetros da resposta temporal do sistema controlado, considerado as curvas de tensão terminal e ângulo do rotor para uma entrada do tipo degrau unitário na referência de tensão. As melhores partículas foram selecionadas dentre aquelas que proporcionaram maior redução de sobre-

sinal e erro em regime e menores tempos de resposta e acomodação, estes últimos com maior peso no cálculo das aptidões.

Pela análise do comportamento dinâmico da tensão terminal e do ângulo do rotor das máquinas em estudo, considerando os parâmetros do AVR e PSS obtidos pelo PSO, conclui-se que a técnica de inteligência computacional obteve o rendimento máximo dos controladores para o ponto de operação em análise. Esta afirmação fica evidente na comparação entre a mesma e as respostas temporais ao degrau unitário obtidas com o AVR e PSS sintonizados pelo projeto clássico e pelo ajuste indicado pelo fabricante. Percebe-se a obtenção de menores tempos de resposta e acomodação do sinal, bem como redução no sobre-sinal e erro em regime permanente, tanto para a curva de tensão terminal quanto para o comportamento dinâmico do ângulo do rotor.

Além do sucesso na determinação dos parâmetros ótimos do AVR e PSS, o algoritmo PSO implementado possui boas características de convergência, evidenciada pela evolução da aptidão máxima das partículas, a qual converge em poucas iterações do algoritmo. Para o caso de convergência mais lenta, associado à constante de tempo T_1 do PSS vinculado ao gerador da Turbina a Vapor, o PSO obteve convergência por volta da 30ª geração. Observa-se ainda que a evolução da aptidão média das partículas converge para o ponto de aptidão máxima, haja vista que as influências sociais mútuas do PSO movimentam as partículas em direção à região de máximo global.

Com base nos resultados obtidos e comentários apresentados nesta seção, conclui-se que o PSO foi capaz de otimizar a sintonia simultânea dos parâmetros do AVR e PSS aplicados ao sistema de excitação dos geradores associados à planta em estudo, atendendo plenamente ao objetivo proposto neste trabalho.

6.2 Sugestões para trabalhos futuros

Em plantas de geração reais, o ajuste inicial dos parâmetros do AVR e PSS é realizado com base no modelo linearizado de 3ª ordem da máquina ligada a uma barra infinita, considerando uma condição de operação nominal para o gerador. No entanto, como sistemas reais apresentam diversas não-linearidades e interdependência entre barras de geração distintas, tais controladores sofrem ajustes em campo, realizados durante o processo de comissionamento das unidades geradoras.

O trabalho desenvolvido demonstrou a robustez do PSO na determinação simultânea dos parâmetros ótimos do AVR e PSS. Todavia, sua eficiência é estritamente relacionada com a qualidade da modelagem do sistema e a representatividade da relação entre a função de aptidão das partículas e o objetivo perseguido pelo algoritmo. Estas limitações motivaram pesquisas na busca de novos algoritmos baseados em inteligência computacional e abordagens matemáticas mais complexas, capazes de representar o sistema em estudo com maior nível de detalhes.

Assim, com o intuito de dar continuidade a presente pesquisa e visando aperfeiçoar a metodologia proposta são sugeridos para trabalhos futuros:

- a) validar a sintonia do AVR e PSS obtidas pelo PSO por meio de simulações de todo o SIN, considerando perturbações como aberturas de linhas de transmissão, saídas de grandes blocos geradores de energia e outras situações comuns de contingência do sistema elétrico brasileiro. Esta abordagem possibilitará analisar a eficiência do algoritmo sob condições mais reais de operação;
- b) elevar a complexidade da modelagem do sistema em estudo, considerando, dentre outros aspectos, os efeitos recíprocos entre os geradores de um sistema multimáquinas e a presença de um maior número de barras, cargas e linhas de transmissão interligadas. Com isso será possível avaliar a eficiência do PSO em condições reais de planta, evoluindo, portanto, a modelagem linear simplificada utilizada neste trabalho;
- c) desenvolver novos algoritmos de otimização para o problema proposto, tais como redes neurais, algoritmos genéticos e otimização por colônia de formigas, visando comparar as características de convergência e otimização do PSO para a função objetivo. Pretende-se analisar as deficiências e fortalezas do algoritmo de Otimização por Enxame de Partículas frente às demais técnicas de otimização, permitindo sugerir a melhor abordagem computacional para a sintonia não-linear dos parâmetros do AVR e PSS aplicados na regulação de tensão e amortecimento de oscilações eletromecânicas de geradores síncronos.

REFERÊNCIAS

ABIDO, M. A. Particle Swarm Optimization for Multimachine Power System Stabilizer Desing. In: IEEE POWER ENGINEERING SOCIETY SUMMER MEETING, 2001, Vancouver. **Proceedings...** Vancouver: IEEE Power & Energy Society, 2001.

ABIDO, M. A. Optimal Design of Power-System Stabilizers Using Particle Swarm Optimization. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Indiana, v. 17, n. 3, p. 406-413, 2002.

AL-AWAMI, A. T.; ABDEL-MAGID, Y. L.; ABIDO, M. A. A Particle-Swarm-Based Approach of Power System Stability Enhancement with Unified Power Flow Controller. **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, [S.l.], v. 29, n. 3, p. 251-259, 2007.

ANDERSON, P. M.; FOUAD, A. A. **Power System Control and Stability**. Iowa: Iowa State University Press, 1994.

ÁSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. **PID Controllers: Theory, Design, and Tuning**. 2. ed. USA: Instrument Society of America, 1994.

AWED-BADEEB, O. M. Damping of Electromechanical Modes Using Power System Stabilizers (PSS) Case: Electrical Yemeni Network. **Journal of Electrical Engineering**, [S.l.], v. 57, n. 5, p. 291–295, 2006.

CARI, E. P. T. **Estimação dos Parâmetros da Máquina Síncrona e seu Sistema de Excitação**. São Carlos: [s.n.], 2005.

CEPEL. **Programa de Análise de Redes (ANAREDE): Manual do Usuário**. Versão 07-08/99. Rio de Janeiro, 1999.

CHATURVEDI, D. K.; MALIK, O. P.; KALRA, P. K. Performance of a Generalized Neuron-Based PSS in a Multimachine Power System. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [S.l.], v. 19, n. 3, 2004.

DAS, T. K.; VENAYAGAMOORTHY, G. K. Optimal Design of Power System Stabilizers Using a Small Population Based PSO. In: IEEE PES GENERAL MEETING, 2006, Montreal. **Proceedings...** Montreal: IEEE Power & Energy Society, 2006.

DE JONG, K. A. **Evolutionary Computation: A Unified Approach**. New York: MIT Press, 2006.

DE JONG, K. A.; POTTER, M.; SPEARS, W. Using Problem Generators to Explore the Effects of Epistasis. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON GENETIC ALGORITHMS, 7., p. 338-345, 1997, San Francisco. **Proceedings...** San Francisco: Morgan Kaufmann, 1997.

DEMELLO, F. P.; CONCORDIA, C. Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, [S.l.], v. PAS-88, p. 316-329, 1969.

DEMELLO, F. P.; LASKOWSKI, T. F. Concepts of Power System Dynamic Stability. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, [S.l.], v. 94, p. 827-833, 1975.

DO-BOMFIM, A. L. B.; TARANTO, G. N.; FALCAO, D. M. Simultaneous Tuning of Power System Damping Controllers Using Genetic Algorithms. **IEEE Transactions on Power Systems**, [S.l.], v. 15, p. 163-169, 2000.

EL-ZONKOLY, A. M. Optimal tuning of power systems stabilizers and AVR gains using particle swarm optimization. **Expert Systems with Applications**, Amsterdam, v. 31, n. 3, p. 551-557, 2006.

ESMIN, A. A. A. **Estudo de Aplicação do Algoritmo de Otimização por Enxame de Partícula na Resolução de Problemas de Otimização Ligados ao SEP**. Itajubá: [s.n.], 2005.

GAING, Z. L. A Particle Swarm Optimization Approach for Optimum Design of PID Controller in AVR System. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, [S.l.], v. 19, n. 2, p. 384-391, 2004.

GIFFONI, M. G. S. **Desempenho de Sistemas de Controle de Unidade Térmica de Co-geração**. Rio de Janeiro: [s.n.], 2004.

GOLDBERG, D. E. **Generic Algorithm in Search, Optimization and Machine Learning**. Michigan: Addison-Wesley Pub. Co., 1989.

GOLDBERG, D. E. **The Design of Innovation: Lessons from and for Competent Genetic Algorithms**. Norwell: Kluwer Academic Publishers, 2002.

HEFFRON, W. G.; PHILLIPS, R. A. Effect of Modern Amplidyne Voltage Regulator on Underexcited Operation of Large Turbine Generators. **AIEE Transactions**, [S.l.], v. 71, p. 692-697, 1952.

IEEE. **Recommended practice for excitation system models for power system stability studies**: Technical report, Std. 421.5-1992. New York: Power Engineering Society, 1992.

KENNEDY, J.; EBERHART, R. C. **Swarm Intelligence**. San Francisco: Morgan Kaufmann/Academic Press, 2001.

KOZA, J. R.; KEANE, M. A.; STREETER, M. J.; MYDLOWEC, W.; YU, J.; LANZA, G. **Genetic Programming IV: Routine Human-Competitive Machine Intelligence**. New York: Springer Science+ Business Media, 2003.

KUIAVA, R. **Projeto de Controladores para o Amortecimento de Oscilações em Sistemas Elétricos com Geração Distribuída**. São Carlos: [s.n], 2010.

KUNDUR, P. **Power System Stability and Control**. New Delhi: Tata McGraw-Hill Publishing Company Limited, 1993.

MASLENNIKOV, V. A.; USTINOV, S. M. The Optimization Method for Coordinated Tuning of Power System Regulators. In: POWER SYSTEM COMPUTATION CONFERENCE PSCC, 12., 1996, Dresden. **Proceedings...** Dresden: Power Systems Computation Conference Society, 1996.

MOTA, W. S. **Simulação de Transitórios Eletromecânicos em Sistemas de Potência**. Campina Grande: EPGRAF, 2006.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 4. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2003.

PARK, R. H. Two-Reaction Theory of Synchronous Machines – Part I: Generalized Method of Analysis. **AIEE Transactions**, [S.l.], v. 48, p.716-30, 1929.

PELIKAN, M.; SASTRY, K.; CANTÚ-PAZ, E. **Scalable Optimization via Probabilistic Modeling: From Algorithms to Applications (Studies in Computational Intelligence)**. New York: Springer, 2006.

SAUER, P. W.; PAI, M. A. **Power System Dynamics and Stability**. New Jersey: Prentice Hall, 1998.

SERAPIÃO, A. B. S. Fundamentos de Otimização por Inteligência de Enxames: Uma Visão Geral. **Revista Controle & Automação**, Porto Alegre, v. 20, n. 3, p. 271-304, 2009.

SILVA, A. S.; COSTA, A. J. A. S. **Aspectos Dinâmicos do Controle de Sistemas de Potência**. Santa Catarina: [s.n.], [2006].

SILVA, L. F. M. **Análise do Comportamento Dinâmico da Rede Elétrica da Ilha do Chipre em Situações de Perturbação e em Cenários de Integração Eólica**. Porto: [s.n], 2008.

SILVA JÚNIOR, J. N. R. et al. Projeto de Estabilizadores de Usinas Termelétricas a Ciclo Combinado. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE EFICIÊNCIA ENERGÉTICA, 2., 2007, Vitória. **Anais...** Vitória: Associação Brasileira de Eficiência Energética, 2007. CD-ROM.

SILVA JÚNIOR, J. N. R. et. al. Sintonia Ótima de Controlador PID Aplicado na Regulação de Tensão de Geradores Síncronos Utilizando Algoritmos Genéticos e Otimização por Enxame de Partículas. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 17., 2008, Juiz de Fora. **Anais...** Juiz de Fora: Sociedade Brasileira de Automática, 2008. CD-ROM.

SOUZA, F. M. F. **Projeto de Estabilizadores de Sistemas de Potência de Usinas Termelétricas a Ciclo Combinado.** Fortaleza: [s.n.], 2007.

STEINMETZ, C. P. Power Control and Stability of Electric Generating Stations. **AIEE Transactions**, New York, v. 39, part II, p. 1215, 1920.

VISIOLI, A. Tuning of PID Controllers with Fuzzy Logic. **IEE Proceedings – Control Theory and Applications**, [S.l.], v. 148, n. 1, p. 1-8, 2001.

WOLOVICH, W. A. **Automatic Control Systems.** Orlando: Saunders College Publishing, 1994.

APÊNDICES

APÊNDICE A – Dados técnicos do gerador de 131,6MVA com excitatriz estática acoplado à turbina a gás da Central Geradora Termelétrica Fortaleza S/A

1.	Dados principais do gerador	Sim.	Valor	Dim.
1.1	Saída nominal	S_n	131,6	MVA
1.2	Saída nominal	P_n	111,9	MW
1.3	Tensão terminal nominal	U_n	13.800	V
1.4	Corrente de fase nominal	I_n	5.506	A
1.5	Fator de potência nominal	$\cos \varphi_n$	0,85	-
1.6	Frequência	f_n	60	Hz
1.7	Velocidade nominal	n_n	3.600	rpm
1.8	Corrente de campo do gerador sem carga e com tensão terminal nominal	I_{f0}	370	A
1.9	Tensão de campo do gerador sem carga e com tensão terminal nominal	U_{f0}	76	V
1.10	Corrente de campo do gerador com saída nominal	I_{fn}	909	A
1.11	Tensão de campo do gerador com saída nominal	U_{fn}	252	V
2.	Reatâncias e resistências do gerador	Sim.	Valor	Dim.
2.1	Impedância nominal	Z_n	1,45	Ω
2.2	Reatância síncrona no eixo direto	x_d	1,81	p.u.
2.3	Reatância transitória no eixo direto	x'_d	0,18	p.u.
2.4	Reatância sub-transitória no eixo direto	x''_d	0,14	p.u.
2.5	Reatância síncrona no eixo em quadratura	x_q	1,68	p.u.
2.6	Reatância transitória no eixo em quadratura	x'_q	0,30	p.u.
2.7	Reatância sub-transitória no eixo em quadratura	x''_q	0,15	p.u.
2.8	Reatância de seqüência zero	x_0	0,059	p.u.
2.9	Reatância de dispersão (estator)	x_σ	0,12	p.u.
2.10	Resistência de seqüência zero a 95°C	R_0	0,0008	p.u.
2.11	Resistência do estator por fase a 95°C	R_a	1,20	m Ω
2.12	Resistência do rotor a 95°C	R_f	0,25	Ω
3.	Constantes de tempo	Sim.	Valor	Dim.

3.1	Constante de tempo transitória em circuito aberto no eixo direto	T'_{d0}	7,89	s
3.2	Constante de tempo transitória em curto circuito no eixo direto	T'_d	0,80	s
3.3	Constante de tempo sub-transitória em circuito aberto no eixo direto	T''_{d0}	0,018	s
3.4	Constante de tempo sub-transitória em curto circuito no eixo direto	T''_d	0,014	s
3.5	Constante de tempo transitória em circuito aberto no eixo em quadratura	T'_{q0}	0,76	s
3.6	Constante de tempo transitória em curto circuito no eixo em quadratura	T'_q	0,14	s
3.7	Constante de tempo sub-transitória em circuito aberto no eixo em quadratura	T''_{q0}	0,027	s
3.8	Constante de tempo sub-transitória em curto circuito no eixo em quadratura	T''_q	0,014	s
3.9	Constante de tempo de curto-circuito do enrolamento da armadura	T_a	0,45	s
4.	Torque e inércia	Sim.	Valor	Dim.
4.1	Torque nominal	M_N	297	kNm
4.2	Momento de inércia (gerador + excitatriz)	J	2.830	kgm ²
4.3	Constante de inércia (gerador + excitatriz)	H	1,53	s

**APÊNDICE B – Dados técnicos do gerador de 144,6MVA com excitatriz estática
acoplado à turbina a vapor da Central Geradora Termelétrica Fortaleza S/A**

1. Dados principais do gerador		Sim.	Valor	Dim.
1.1	Saída nominal	S_n	144,6	MVA
1.2	Saída nominal	P_n	122,91	MW
1.3	Tensão terminal nominal	U_n	13.800	V
1.4	Corrente de fase nominal	I_n	6.050	A
1.5	Fator de potência nominal	$\cos \varphi_n$	0,85	-
1.6	Frequência	f_n	60	Hz
1.7	Velocidade nominal	n_n	3.600	rpm
1.8	Corrente de campo do gerador sem carga e com tensão terminal nominal	I_{f0}	332	A
1.9	Tensão de campo do gerador sem carga e com tensão terminal nominal	U_{f0}	96	V
1.10	Corrente de campo do gerador com saída nominal	I_{fn}	883	A
1.11	Tensão de campo do gerador com saída nominal	U_{fn}	356	V
2. Reatâncias e resistências do gerador		Sim.	Valor	Dim.
2.1	Impedância nominal	Z_n	1,317	Ω
2.2	Reatância síncrona no eixo direto	x_d	2,02	p.u.
2.3	Reatância transitória no eixo direto	x'_d	0,27	p.u.
2.4	Reatância sub-transitória no eixo direto	x''_d	0,20	p.u.
2.5	Reatância síncrona no eixo em quadratura	x_q	1,92	p.u.
2.6	Reatância transitória no eixo em quadratura	x'_q	0,46	p.u.
2.7	Reatância sub-transitória no eixo em quadratura	x''_q	0,22	p.u.
2.8	Reatância de seqüência zero	x_0	0,10	p.u.
2.9	Reatância de dispersão (estator)	x_σ	0,14	p.u.
2.10	Resistência de seqüência zero a 75°C	R_0	0,0015	p.u.
2.11	Resistência do estator por fase a 95°C	R_a	1,54	m Ω
2.12	Resistência do rotor a 95°C	R_f	0,375	Ω
3. Constantes de tempo		Sim.	Valor	Dim.
3.1	Constante de tempo transitória em circuito aberto no eixo direto	T'_{d0}	7,8	s
3.2	Constante de tempo transitória em curto circuito no eixo direto	T'_d	0,9	s
3.3	Constante de tempo sub-transitória em circuito aberto no	T''_{d0}	0,04	s

	eixo direto			
3.4	Constante de tempo sub-transitória em curto circuito no eixo direto	T_d''	0,03	s
3.5	Constante de tempo transitória em circuito aberto no eixo em quadratura	T_{q0}'	2,5	s
3.6	Constante de tempo transitória em curto circuito no eixo em quadratura	T_q'	0,6	s
3.7	Constante de tempo sub-transitória em circuito aberto no eixo em quadratura	T_{q0}''	0,15	s
3.8	Constante de tempo sub-transitória em curto circuito no eixo em quadratura	T_q''	0,07	s
3.9	Constante de tempo de curto-circuito do enrolamento da armadura	T_a	0,33	s
4.	Torque e inércia	Sim.	Valor	Dim.
4.1	Torque nominal	M_N	390	kNm
4.2	Momento de inércia (gerador)	J	14.500	kgm ²
4.3	Constante de inércia (gerador)	H	1,78	s