

CONTROLE ADAPTATIVO APLICADO AO AMORTECIMENTO DE
OSCILAÇÕES DE BAIXA FREQUÊNCIA EM SISTEMAS DE POTÊNCIA

Jorge Luis Venero Ugarte

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS
PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE
FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS
EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Aprovada por:

Prof. Fernando Cesar Lizarralde, D.Sc.

Prof. Glauco Nery Taranto, Ph.D.

Prof. Liu Hsu, Docteur d'Etat

Prof. Francisco Damasceno Freitas, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

MAIO DE 2007

VENERO UGARTE, JORGE LUIS

Controle adaptativo aplicado ao amortecimento de oscilações de baixa frequência em sistemas de potência [Rio de Janeiro] 2007

XIX, 179p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ, M.Sc., Engenharia Elétrica, 2007)

Dissertação - Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE

1. Controle Adaptativo
2. Sistemas de Potência
3. Estabilidade a Pequenos Sinais

I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

As duas pessoas que representam tudo na minha vida, minha filha *Isabella Antonina* e minha esposa *Herfilia* por seu imenso amor, compreensão e apoio nos momentos de dificuldade e por ser a minha maior fonte de motivação.

Ao meus pais *Rafael Venero Venero* e *Marina Ugarte de Venero*, por todo seu carinho e dedicação, e por todas as lições de vida que me permitiram compreender as coisas além da razão, com o coração.

À minhas queridas irmãs *Maria Elena Venero Ugarte* pela valiosa oportunidade e apoio incondicional que me permitiu alcançar este objetivo, e *Sandra Vila Ugarte* pelo carinho e conselhos.



FIGURA 1: Familia - *Isabella Antonina* 5 anos.

Agradecimentos

A Deus que em seu infinito amor possibilitou a vida.

Ao meu orientador Fernando Cesar Lizarralde pelos ensinamentos, conselhos, apoio e amizade.

Ao meu co-orientador Glauco Nery Taranto pelo empenho, disposição e apoio.

Aos Professores Liu Hsu e Ramon Romankevicius Costa pelos bons ensinamentos e conselhos.

Aos meus cunhados, Enrique Covarrubias por sua compreensão e seu valioso apoio que me possibilitou cumprir este objetivo, e Manuel Izaga por seus bons conselhos.

Ao amigo Antônio Candea Leite pela amizade, conselhos e apoio desinteressado.

Ao amigo Juan Velásquez pela amizade e apoio em momentos de dificuldade.

A todas as pessoas do Laboratório de Controle, em especial aos amigos: Luciano Fonseca Chaves, Tiago Roux de Oliveira, Lilian Kawakami Carvalho, Moisés Bacedas, Christiano Goulart, e Fernando Pereira dos Santos, pelo intercâmbio de idéias, pela convivência agradável e por contribuírem de forma positiva no desenvolvimento desta Dissertação.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

CONTROLE ADAPTATIVO APLICADO AO AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES DE BAIXA FREQUÊNCIA EM SISTEMAS DE POTÊNCIA

Jorge Luis Venero Ugarte

Maio/2007

Orientadores: Fernando Cesar Lizarralde
Glauco Nery Taranto

Programa: Engenharia Elétrica

Neste trabalho, considera-se o projeto de controladores de amortecimento de oscilações eletromecânicas em sistemas de potência. Sabe-se que, variações nas condições de operação do sistema podem afetar o desempenho de estabilizadores de sistemas de potência convencionais. Desta forma, com o objetivo de evitar um processo de sintonia *a posteriori*, propõem-se duas metodologias de controle adaptativo para estabilizar o sistema máquina simples - barramento infinito representado pelo modelo de Heffron-Phillips (fase não-mínima e $n^* = 2$): o controle adaptativo indireto por alocação de pólos, cuja lei de controle não considera cancelamentos dos zeros da planta e o controle adaptativo simples, com um compensador *feedforward* em paralelo com a planta de modo a satisfazer as restrições de positividade do algoritmo.

Em seguida, considera-se a estabilização de um sistema de potência multi-máquinas, através do projeto de um controlador adaptativo multi-sinal, que permite deslocar os zeros instáveis do sistema para posições dentro da região de estabilidade.

Resultados de simulação ilustram o melhor desempenho dos controladores de amortecimento adaptativos em relação a um estabilizador de sistemas de potência convencional, frente à variação nas condições de operação do sistema máquina simples-barramento infinito.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

ADAPTIVE CONTROL APPLIED TO DAMPING OF LOW FREQUENCY
OSCILLATIONS IN POWER SYSTEMS

Jorge Luis Venero Ugarte

May/2007

Advisors: Fernando Cesar Lizarralde

Glauco Nery Taranto

Department: Electrical Engineering

In this work, the damping controllers design of electromechanical oscillations in power systems is considered. It is well-known that changes in the system operation conditions can affect the performance of the conventional power system stabilizers. Then, in order to avoid *a posteriori* tuning process two adaptive control schemes were proposed to stabilize the single machine - infinite bus system represented for the Heffron-Phillips model (minimum phase and relative degree $n^* = 2$): the indirect adaptive pole placement control (APPC), whose the control law does not involve zeros cancellation, and the simple adaptive control (SAC), with a feedforward compensator connected in parallel with the plant to satisfy the positivity constraints of the algorithm.

Then, the stabilization of a multi-machine power system is considered, through the design of a multi-signal adaptive controller which allows to move the system unstable zeros to locations inside the stability region.

Simulation results illustrate the performance improvement of adaptive damping controllers with respect to the conventional power system stabilizers, against the change in the operation conditions of the single machine - infinite bus system.

Sumário

Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xvi
1 Introdução	1
1.1 Motivação do trabalho	2
1.2 Estado da arte	3
1.3 Formulação do problema	5
1.3.1 Objetivo	5
1.3.2 Metodologia	6
1.3.3 Contribuição	8
1.4 Organização da tese	9
2 Estabilização de Sistemas de Potência	10
2.1 Introdução	10
2.2 Estabilidade do ângulo do rotor da máquina síncrona	11
2.2.1 Estabilidade a pequenos sinais	13
2.2.2 Estabilidade transitória	15
2.3 Análise do comportamento dinâmico de um sistema Máquina - Barra Infinita	16
2.3.1 Modelo linearizado de Heffron-Phillips	17
2.3.2 Desempenho do sistema com fluxo de campo constante	19
2.3.3 Análise do sistema com tensão de campo constante	21
2.3.4 Análise do sistema com inclusão do AVR	24
2.3.5 Análise do efeito do estabilizador de sistemas de potência	32
2.4 Efeitos do controle da excitação sobre a estabilidade do sistema	38
2.4.1 Efeito do controle da excitação sobre a estabilidade transitória	39
2.4.2 Efeito do controle da excitação sobre a estabilidade a pequenos sinais	40
2.5 Modelagem de sistemas de potência multi-máquinas	40
2.5.1 Diagrama geral de sistemas interligados em espaço de estados	41
2.5.2 Formulação geral das equações de estado de sistemas de potência multi-máquinas	42
2.5.2.1 Representação de cargas estáticas	44
2.5.2.2 Variáveis de estado redundantes	46

2.5.3	Metodologia utilizada para a representação em espaço de estados de sistemas de potência multi-máquinas	47
2.6	Conclusões	48
3	Controle por Alocação de Pólos Adaptativo	50
3.1	Introdução	50
3.2	Controle por Alocação de Pólos: Planta com Parâmetros Conhecidos	52
3.2.1	Formulação do Problema	52
3.2.1.1	Objetivo de Controle	52
3.2.2	Aproximação Polinomial	53
3.2.3	Exemplo de Estabilização do sistema máquina simples- barra infinita	57
3.2.3.1	Estabilização do sistema com modelo reduzido	62
3.3	Controle por Alocação de Pólos Adaptativo Indireto	66
3.3.1	Modelo Paramétrico e Lei Adaptativa	67
3.3.1.1	Lei adaptativa do gradiente com normalização	68
3.3.1.2	Efeito das condições iniciais	74
3.3.2	Aproximação Polinomial	76
3.4	Resultados de Simulação	82
3.4.1	Estabilização adaptativa do sistema com modelo completo	82
3.4.1.1	Análise de estabilidade	86
3.4.2	Estabilização adaptativa do sistema com modelo reduzido	97
3.5	Conclusões	111
4	Controle Adaptativo Simples	112
4.1	Introdução	112
4.1.1	Estrutura do Controle Adaptativo Simples para Estabilização	114
4.1.1.1	Estrutura do Controlador	114
4.1.1.2	Análise de Estabilidade	115
4.1.1.3	Restrições do Sistema	117
4.2	Relaxamento das Restrições SPR	120
4.2.1	Introdução	120
4.2.2	Compensador <i>Feedforward</i> em Paralelo	120
4.2.3	Compensador <i>Feedforward</i> em Paralelo com a Planta	125
4.2.3.1	Controle Adaptativo com Compensador <i>Feedforward</i> Básico	125
4.2.3.2	Resumo do MRAC com Compensador <i>Feedforward</i> em Paralelo com a Planta	126
4.2.4	Resultados de Simulação	128
4.2.4.1	Estabilização do sistema máquina-barras infinita	128
4.3	Conclusões	138
5	Controle de sistemas elétricos de potência usando sinais remotos	139
5.1	Introdução	139
5.2	Estabilidade a pequenos sinais considerando múltiplos sinais de entrada	140
5.2.1	Revisão bibliográfica	141
5.2.1.1	Métodos de projeto propostos na literatura	141
5.2.2	Estrutura convencional do PSS em sistemas de potência multi-máquinas	143

5.2.3	Estrutura do PSS com sinal remoto em sistemas de potência multi-máquinas	145
5.3	Projeto do PSS para o sistema Equivalente Brasileiro Sul-Sudeste (SEE)	147
5.3.1	Descrição do Sistema Equivalente Brasileiro Sul-Sudeste	147
5.3.1.1	Dados do Sistema Equivalente Brasileiro Sul-Sudeste	149
5.3.1.2	Análise modal do sistema Sul-Sudeste Equivalente Brasileiro	152
5.3.2	Estrutura do PSS com múltiplos sinais de entrada	156
5.3.3	Atraso de tempo devido ao sinal remoto	157
5.3.4	Projeto do PSS adaptativo para o sistema Equivalente Brasileiro Sul-Sudeste (SEE)	160
5.4	Conclusões	173
6	Conclusões Gerais e Trabalhos Futuros	175
6.1	Conclusões	175
6.2	Trabalhos Futuros	176
	Referências Bibliográficas	177

Lista de Figuras

1	Familia - <i>Isabella Antonina</i> 5 anos.	iv
2.1	Tipos de respostas da máquina síncrona na presença de pequenas perturbações	14
2.2	Máquina síncrona ligada a um SEP através de linhas de transmissão	16
2.3	Modelo de Heffron Phillips	17
2.4	Modelo de Heffron-Phillips com $\Delta\Psi_{fd} = 0$	19
2.5	Modelo de Heffron-Phillips com E_{fd} constante	22
2.6	Sistema de excitação a tiristores (tipo ST1A) com AVR	25
2.7	Modelo de Heffron-Phillips com sistema de excitação e AVR	26
2.8	Diagrama de blocos para gerador em vazio	27
2.9	Diagrama de Bode do compensador de atraso de fase	28
2.10	Diagrama de blocos sem a contribuição de K_5	29
2.11	Diagrama de blocos equivalente sem a contribuição de K_5	30
2.12	Diagrama de blocos equivalente sem a contribuição de K_4	31
2.13	Diagrama de blocos do sistema com PSS	33
2.14	Diagrama de blocos do sistema com PSS	33
2.15	Diagrama de blocos do sistema GEP para o sistema máquina simples-barra infinita	34
2.16	Sistema de excitação do tipo titistor com AVR e PSS	36
3.1	Diagrama de blocos do controle por alocação de pólos (PPC)	56
3.2	Realização alternativa do controle por alocação de pólos (PPC)	57
3.3	Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com PPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.	60
3.4	Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com PPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.	60
3.5	Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta com PPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.	61
3.6	Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta com PPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.	61
3.7	Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta reduzida com PPC e condições iniciais $x_0 = 0,01$ na planta reduzida. Cond. de operação 1.	64
3.8	Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta reduzida com PPC e condições iniciais $x_0 = 0,01$ na planta reduzida. Cond. de operação 2.	64
3.9	Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta reduzida com PPC e condições iniciais $x_0 = 0,01$ na planta reduzida. Cond. de operação 1.	65

3.10	Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta reduzida com PPC e condições iniciais $x_0 = 0.01$ na planta reduzida. Cond.de operação 2.	65
3.11	Diagramas de blocos equivalentes para gerar o erro de estimação normalizado quando $W(s)L(s) = 1$	70
3.12	Diagrama de blocos para implementar a lei adaptativa (3.26) com erro de estimação normalizado.	72
3.13	Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com APPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.	93
3.14	Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com APPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.	93
3.15	Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ com APPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.	94
3.16	Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ com APPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.	94
3.17	Variações dos parâmetros estimados da planta com APPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.	95
3.18	Variações dos parâmetros estimados da planta com APPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.	95
3.19	Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 0.01$ na planta reduzida. Cond. de operação 1.	101
3.20	Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 0.01$ na planta reduzida. Cond. de operação 2.	101
3.21	Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ na planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 0.01$ na planta reduzida. Cond. de operação 1.	102
3.22	Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ na planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 0.01$ na planta reduzida. Cond. de operação 2.	102
3.23	Variações dos parâmetros estimados da planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 0.01$ na planta reduzida. Cond. de operação 1.	103
3.24	Variações dos parâmetros estimados da planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 0.01$ na planta reduzida. Cond. de operação 2.	103
3.25	Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com APPC projetado para a planta reduzida e com condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.	104
3.26	Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com APPC projetado para a planta reduzida e com condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.	104
3.27	Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta com APPC projetado para a planta reduzida e com condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.	105
3.28	Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta com APPC projetado para a planta reduzida e com condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.	105
3.29	Variações dos parâmetros estimados da planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.	106
3.30	Variações dos parâmetros estimados da planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.	106

3.31	Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com APPC projetado para a planta reduzida e com condições iniciais $x_0 = 1 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.	107
3.32	Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com APPC projetado para a planta reduzida e com condições iniciais $x_0 = 1 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.	107
3.33	Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta com APPC projetado para a planta reduzida e com condições iniciais $x_0 = 1 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.	108
3.34	Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta com APPC projetado para a planta reduzida e com condições iniciais $x_0 = 1 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.	108
3.35	Variações dos parâmetros estimados da planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 1 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.	109
3.36	Variações dos parâmetros estimados da planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 1 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.	109
4.1	Diagrama de blocos do sistema com ganho adaptativo efetivo limitado .	121
4.2	Esquema de controle equivalente com compensador <i>feedforward</i> em paralelo	122
4.3	Representação equivalente do sistema de controle aumentado	123
4.4	SAC com compensador <i>feedforward</i> em paralelo com a planta	127
4.5	Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com controle adaptativo. Cond. de operação 1.	132
4.6	Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com controle adaptativo. Cond. de operação 2.	132
4.7	Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta com controle adaptativo. Cond. de operação 1.	133
4.8	Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta com controle adaptativo. Cond. de operação 2.	133
4.9	Variações do ganho de adaptação K_i e do ganho K_p do controlador adaptativo. Cond. de operação 1.	134
4.10	Variações do ganho de adaptação K_i e do ganho K_p do controlador adaptativo. Cond. de operação 2.	134
4.11	Variações do ângulo de rotor $\Delta\delta$ do gerador síncrono com controle adaptativo. Cond. de operação 1.	135
4.12	Variações do ângulo de rotor $\Delta\delta$ do gerador síncrono com controle adaptativo. Cond. de operação 2.	135
4.13	Variações da potência elétrica P_e do gerador síncrono com controle adaptativo. Cond. de operação 1.	136
4.14	Variações da potência elétrica P_e do gerador síncrono com controle adaptativo. Cond. de operação 2.	136
5.1	Estrutura convencional de PSS com sinal local	144
5.2	Estrutura de PSS multi-sinal	146
5.3	Estrutura de PSS multi-entrada	146
5.4	Estrutura de PSS multi-sinal considerando atraso	147
5.5	Sistema Equivalente Brasileiro Sul Sudeste Modificado	149

5.6	Sistema Sul-Este Equivalente oscila contra o gerador de Itaipu	153
5.7	Geradores de Santiago, Segredo e Areia oscilam contra o sistema Sul-Este Equivalente e o gerador de Itaipu	153
5.8	Geradores de Areia e Segredo oscilam contra o gerador de Santiago . .	154
5.9	Gerador de Areia oscila contra o gerador de Segredo	154
5.10	Diagrama de pólos e zeros da ftma do gerador de Itaipu ($\Delta\omega_{r4}/\Delta V_{ref4}$)	156
5.11	Diagrama de pólos e zeros da ftma do sistema $[(\omega_{Itaipu} + \alpha\omega_{Segredo})/\Delta V_{refItaipu}]$ para $0 \leq \alpha \leq 1$	158
5.12	Sinal sintetizado com sinal remoto sem considerar atraso	158
5.13	Diagrama de pólos e zeros do sistema equivalente brasileiro Sul Sudeste modificado para diferentes atrasos de tempo.	159
5.14	Sinal sintetizado com atraso comum para os sinais local e remoto . . .	160
5.15	Mapa de pólos e zeros de $(\omega_{Itaipu} + \alpha\omega_{Segredo})/V_{refItaipu}$ aumentado com compensador <i>feedforward</i> ($\tau = 0.1$)	162
5.16	Mapa de pólos e zeros de $(\omega_{Itaipu} + \alpha\omega_{Segredo})/V_{refItaipu}$ aumentado com compensador <i>feedforward</i> ($\tau = 0.333$)	162
5.17	Mapa de pólos e zeros de $(\omega_{Itaipu} + \alpha\omega_{Segredo})/V_{refItaipu}$ aumentado com compensador <i>feedforward</i> ($\tau = 0.5$)	163
5.18	Mapa de pólos e zeros de $(\omega_{Itaipu} + \alpha\omega_{Segredo})/V_{refItaipu}$ aumentado com compensador <i>feedforward</i> ($\tau = 1$)	163
5.19	Variações de velocidade do rotor do gerador de Areia, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref(Areia)}$ e $\Delta V_{ref(Itaipu)}$. Resposta Transitória.	164
5.20	Variações de velocidade do rotor do gerador de Areia, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref(Areia)}$ e $\Delta V_{ref(Itaipu)}$. Estado Estacionário.	164
5.21	Variações de velocidade do rotor do gerador de Santiago, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref(Areia)}$ e $\Delta V_{ref(Itaipu)}$. Resposta Transitória.	165
5.22	Variações de velocidade do rotor do gerador de Santiago, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref(Areia)}$ e $\Delta V_{ref(Itaipu)}$. Estado Estacionário.	165
5.23	Variações de velocidade do rotor do gerador de Segredo, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref(Areia)}$ e $\Delta V_{ref(Itaipu)}$. Resposta Transitória.	166
5.24	Variações de velocidade do rotor do gerador de Segredo, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref(Areia)}$ e $\Delta V_{ref(Itaipu)}$. Estado Estacionário.	166
5.25	Variações de velocidade do rotor do gerador de Itaipu, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref(Areia)}$ e $\Delta V_{ref(Itaipu)}$. Resposta Transitória.	167
5.26	Variações de velocidade do rotor do gerador de Itaipu, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref(Areia)}$ e $\Delta V_{ref(Itaipu)}$. Estado Estacionário.	167
5.27	Variações de velocidade do rotor do gerador de Areia, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref(Santiago)}$ e $\Delta V_{ref(Itaipu)}$. Resposta Transitória.	168
5.28	Variações de velocidade do rotor do gerador de Santiago, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref(Santiago)}$ e $\Delta V_{ref(Itaipu)}$. Resposta Transitória.	168
5.29	Variações de velocidade do rotor do gerador de Segredo, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref(Santiago)}$ e $\Delta V_{ref(Itaipu)}$. Resposta Transitória.	169
5.30	Variações de velocidade do rotor do gerador de Itaipu, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref(Santiago)}$ e $\Delta V_{ref(Itaipu)}$. Resposta Transitória.	169
5.31	Variações de velocidade do rotor do gerador de Areia, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref(Segredo)}$ e $\Delta V_{ref(Itaipu)}$. Resposta Transitória.	170

5.32	Variações de velocidade do rotor do gerador de Santiago, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref(Segredo)}$ e $\Delta V_{ref(Itaipu)}$. Resposta Transitória.	170
5.33	Variações de velocidade do rotor do gerador de Segredo, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref(Segredo)}$ e $\Delta V_{ref(Itaipu)}$. Resposta Transitória.	171
5.34	Variações de velocidade do rotor do gerador de Itaipu, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref(Segredo)}$ e $\Delta V_{ref(Itaipu)}$. Resposta Transitória.	171

Lista de Tabelas

3.1	Planta e esquema PPC (parâmetros conhecidos).	59
3.2	Planta (com modelo reduzido) e esquema PPC (parâmetros conhecidos).	63
4.1	Resumo do algoritmo de controle adaptativo	114
5.1	Pólos e zeros do sistema Sul Sudeste Eq.(ftma gerador de Itaipu ω_4/V_{ref4})	148
5.2	Dados de Barra do Sistema Equivalente Sul-Sudeste Brasileiro.	150
5.3	Dados de Carregamento do Sistema Equivalente Sul-Sudeste Brasileiro.	150
5.4	Dados de Linha do Sistema Equivalente Sul-Sudeste Brasileiro.	151
5.5	Dados dos Geradores Síncronos do Sistema Equivalente Sul-Sudeste Brasileiro.	151
5.6	Mode-shapes do sistema Sul Sudeste Equivalente	152
5.7	Fatores de Participação do sistema Sul Sudeste Equivalente	152
5.8	Parâmetros do projeto do controlador SAC para o sistema SEE	161

Lista de Símbolos

- $\Delta\delta$ variação do ângulo de rotor do gerador(rad)
- $\Delta\omega$ variação de velocidade angular do rotor do gerador (rad/s)
- $\Delta\Psi_{fd}$ variação da componente da tensão transitória ao longo do eixo em quadratura do gerador (p.u.)
- ΔE_{fd} variação da tensão de campo do gerador (p.u.)
- ΔV_{pss} variação do sinal estabilizante para o regulador de tensão do gerador síncrono
- ΔV_{ref} variação da referência do regulador de tensão do gerador
- ΔV_t variação da tensão terminal do gerador (p.u.)
- H constante de inércia do gerador
- P_m potência mecânica do gerador
- τ'_{do} constante de tempo transitória de eixo direto em circuito aberto do gerador (s)
- K_A ganho do regulador automático de tensão do gerador (p.u.)
- T_R constante de tempo do transdutor de tensão terminal (s)
- \mathbf{I} vetor de correntes injetadas na rede de transmissão (p.u.)
- \mathbf{V} vetor de tensões nos barramentos da rede de transmissão (p.u.)
- \mathbf{Y} matriz admitância da rede de transmissão (p.u.)
- Y_m matriz admitância modificada da rede de transmissão (p.u.)
- G_{ik} parte real do elemento ik da matriz Y_m
- B_{ik} parte imaginária do elemento ik da matriz Y_m

\mathbf{x}	vetor de estados
x_0	condições iniciais do vetor de estados
Δx	variação do vetor de estados
ζ	fator de amortecimento
f	frequência de oscilação (Hz)
V_∞	tensão do barramento infinito do modelo de Heffron-Phillips (p.u.)
X_e	reatância externa do modelo de Heffron-Phillips
K_1 a K_6	constantes de linearização do modelo de Heffron-Phillips
K_{stab}	ganho do <i>PSS</i> convencional
T_w	constante de tempo do filtro wash-out (s)
T_1 e T_2	constantes de tempo do <i>PSS</i> convencional

Lista de Abreviaturas e Siglas

APPC	<i>Adaptive Pole Placement Control</i>
ASPR	<i>Almost Strictly Positive Real</i>
AVR	<i>Automatic Voltage Regulator</i>
FACTS	<i>Flexible Alternating Current Transmission System</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
MRC	<i>Model Reference Control</i>
MRAC	<i>Model Reference Adaptive Control</i>
LTI	<i>Linear Time Invariant</i>
LTV	<i>Linear Time Varying</i>
PMU	<i>Phasor Measurement Unit</i>
PPC	<i>Pole Placement Control</i>
PR	<i>Positive Real</i>
PSS	<i>Power System Stabilizer</i>
SAC	<i>Simple Adaptive Control</i>
SEP	<i>Sistema Elétrico de Potência</i>
SMIB	<i>Small Machine Infinite Bus</i>
SPR	<i>Strictly Positive Real</i>
STR	<i>Self Tuning Regulator</i>
SVC	<i>Static Var Compensator</i>
TGR	<i>Transient Gain Reduction</i>
TCSC	<i>Thyristor Controlled Serial Compensators</i>

Capítulo 1

Introdução

Um sistema elétrico de potência (SEP) de grande porte, consiste de numerosos geradores conectados através de uma rede de transmissão em alta tensão, os quais fornecem potência a cargas através de sistemas de distribuição em baixa tensão. Tipicamente, as tensões terminais dos geradores são controladas por reguladores automáticos de tensão (AVR's, do inglês *Automatic Voltage Regulators*) (Kundur 1994), os mesmos que permitem manter um perfil de tensão apropriado através da rede. O modelo de um SEP de grande porte consiste de milhares de estados e múltiplos sensores e atuadores.

O fornecimento de energia elétrica tornou-se um aspecto muito importante principalmente para o desenvolvimento industrial no mundo todo. Desta forma, grandes esforços devem ser feitos para evitar cenários de instabilidade ou colapso em sistemas de potência. Eventos de colapso mostram a necessidade urgente da estabilização de sistemas de potência numa forma mais robusta que a permitida com a utilização de tecnologias de controle convencionais.

Desde o final da década de 60, o controle de oscilações de baixa frequência em sistemas elétricos de potência (SEP's) tornou-se de interesse dos pesquisadores, permanecendo, ainda hoje, como um dos problemas mais pesquisados na área de controle de sistemas de potência. A principal razão para a persistência deste problema é que, devido ao iminente crescimento industrial e conseqüente incremento na demanda de carga, os sistemas de potência estão sendo forçados a operarem próximos de seus limites de transferência de potência ante a impossibilidade ou a postergação de construção de novas linhas de transmissão por uma série de restrições ambientais e econômicas.

Desta forma, seus componentes passam a exibir comportamentos não lineares cada vez mais fortes. Conseqüentemente, seus respectivos controladores, em sua maioria projetados com o uso de técnicas lineares clássicas, tornam-se menos eficazes.

1.1 Motivação do trabalho

Um dos principais problemas de controle básicos em sistemas de potência, está relacionado à estabilidade do sistema na presença de pequenas perturbações. Oscilações da potência ativa provocam uma redução dos limites de transferência de potência das linhas de transmissão. A teoria de controle linear clássico é comumente usada para resolver este problema através do projeto de estabilizadores de sistemas de potência (PSS's, do inglês *Power System Stabilizers*) convencionais.

Um PSS convencional é simples para projetar, entretanto, apresenta algumas desvantagens, como a necessidade de uma sintonia *a posteriori* e seu amortecimento pode não ser satisfatório em toda a faixa de operação do gerador síncrono. Considerando que, um SEP é um sistema não-linear, que é linearizado num ponto de operação, para o qual o PSS é projetado, o desempenho do PSS é afetado pelas variações nas condições de operação.

O controle adaptativo pode ser usado com o objetivo de evitar o processo de sintonia do PSS e garantir um nível de amortecimento ótimo em uma ampla faixa de operação do gerador síncrono. O uso do controle adaptativo é possível pois as variações de carga, e conseqüentemente as variações das características dinâmicas do gerador síncrono, são na maioria dos casos consideravelmente mais lentas que o mecanismo de adaptação (Ritonja, Dolinar & Grčar 2000).

Em um cenário realista, deve-se considerar que o número de modos dominantes no sistema é maior que o número de dispositivos de controle disponíveis. Portanto, o pensamento clássico de que *um PSS aumenta o amortecimento de um modo local associado com a oscilação de um gerador em particular, e provavelmente aumenta algo de amortecimento a algum modo inter-área*, não é mais satisfatório. Isto porque, os dispositivos de controle podem afetar modos de oscilação múltiplos, e medições associadas a estes dispositivos provavelmente envolvem conteúdo modal diverso.

Desta forma, novas estruturas de controle são requeridas de modo que o amorte-

cimento é aumentado a múltiplos modos. Para engenheiros de controle familiarizados com estruturas flexíveis, o problema de controle de amortecimento de sistemas de potência é similar ao de controlar uma estrutura altamente flexível com um pequeno número de atuadores usando sinais de sensores não colocados. Além disso, um projeto do controlador de SEP deve considerar também modos que são originados em equipamentos tais como máquinas síncronas (Chow, Sanchez-Gasca, Haoxing & Shaopeng 2000).

1.2 Estado da arte

Em (Abdelazim & Malik 2005) propõe-se o projeto de um *PSS* baseado na estratégia de Controle Adaptativo por Modelo de Referência (MRAC, do inglês *Model Reference Adaptive Control*) combinado com um controlador lógico fuzzy com capacidade de auto-aprendizagem. O método proposto explora as características benéficas dos controladores lógicos fuzzy, tais como, simplicidade, rapidez e robustez. A capacidade de auto-aprendizagem do controlador lógico fuzzy proposto, é adquirida usando o algoritmo de *steepest descent*.

Em (Doraraju & R.K. 2000) apresenta-se um novo controlador adaptativo baseado na técnica multi-nível. A estratégia de controle é baseada na decomposição de sinais de controle em dois componentes: O primeiro anula o efeito de interligações entre os subsistemas (máquinas síncronas), enquanto o segundo é um controlador adaptativo local baseado na teoria da hiper-estabilidade para os subsistemas descentralizados.

Em (Menniti, Picardi & Sorrentino 2000) propõe-se o uso da metodologia *MRAC* para o controle adaptativo descentralizado de sistemas de potência. Neste enfoque, o SEP é modelado como um sistema interligado, onde cada sub-sistema é linearizado pela realimentação de uma lei de controle não linear, que permite eliminar o efeito das interações dinâmicas (não-lineares) entre os sub-sistemas. Desta forma, o SEP satisfaz as condições estruturais requeridas pela metodologia de controle descentralizado. Subseqüentemente, determina-se um modelo de referência para cada subsistema usando a teoria de controle ótimo, e projeta-se uma lei de controle adaptativo local que produz a convergência do erro entre a saída de cada subsistema e a saída de seu respectivo modelo de referência.

Em (Ritonja et al. 2000) é apresentado o problema de estabilidade dinâmica e transitória do sistema máquina simples-barramento infinito. Este trabalho apresenta uma análise de autovalores do modelo linearizado simplificado para o gerador síncrono com e sem o laço de controle de tensão, e projeta um controle adaptativo simples composto por um mecanismo de adaptação cuja entrada é a saída da planta aumentada com um compensador, que faz com que o sistema se torne quase estritamente positivo real (Kaufman, Bar-Kana & Sobel 1994).

Em (Yousef & Simaan 1991) é apresentado um algoritmo *MRAC* direto para uma classe de sistemas interligados de grande escala e invariantes no tempo. Neste trabalho, assume-se que o sistema possui parâmetros desconhecidos que pertencem a uma faixa limitada, além de, ser sujeito a perturbações limitadas conhecidas. Algumas condições são determinadas para garantir que os parâmetros do controlador sejam limitados e o erro de rastreamento da saída convirja a um conjunto residual.

Em (Kamwa, Gerin-Lajoie & Trudel 1998) propõe-se uma estrutura de controle que permite aumentar o amortecimento de múltiplos modos de oscilação, através de um controlador que usa múltiplos sinais de entrada, algumas das quais podem ser remotas.

Pode-se notar que um *PSS* moderno usa juntamente velocidade do gerador e potência elétrica como sinais de entrada, embora o principal propósito é sintetizar um sinal menos suscetível a interações torsionais (manual IEEE Standard 421.5 1992).

Em (Chow et al. 2000) investiga-se o uso de múltiplos sinais de entrada para o projeto de dois tipos de controladores um *PSS* e um *TCSC* (*Thyristor-Controlled Series Capacitors*) que consiste de um banco de capacitores controlados por tiristores de estado sólido. Este trabalho mostra, através de duas aplicações, os benefícios de combinar múltiplos sinais de entrada para deslocar os zeros do sistema para posições desejáveis dentro da região de estabilidade, permitindo que o controlador seja mais efetivo em fornecer amortecimento adicional aos modos inter-área. Neste enfoque, o controlador com múltiplos sinais de entrada, pode ser usado como o sistema de control primário ou como um sistema de respaldo quando alguns dos controladores estão temporariamente indisponíveis.

1.3 Formulação do problema

A maioria de *PSSs* que estão hoje em operação foram projetados segundo uma abordagem clássica no domínio da frequência. Esta abordagem envolve a linearização das equações do sistema e o controle através de um compensador de avanço-atraso de fase. Uma das desvantagens desta abordagem decorre justamente da linearização, pois a validade do controle fica então restrita a uma vizinhança do ponto de operação no qual o sistema foi linearizado (além disso, quanto mais forte for o comportamento não linear do sistema, menor será essa região de validade).

Outra desvantagem é o uso de um modelo do tipo máquina *versus* barramento infinito para o SEP. Com esta simplificação, perde-se a informação (contida na modelagem multimáquinas) a respeito dos modos inter-área, caracterizados por um grupo de geradores oscilando coerentemente contra um outro grupo. Desta forma, para que o PSS possa fornecer amortecimento na maior faixa de frequências de oscilação possível, é preciso executar um procedimento de ajuste de parâmetros *a posteriori*, usualmente conhecido como sintonia (Andrade Ramos 2002).

1.3.1 Objetivo

Neste trabalho é apresentada uma aplicação de dois algoritmos de controle adaptativo: Controle por Alocação de Pólos Adaptativo (APPC, do inglês *Adaptive Pole Placement Control*) indireto e Controle Adaptativo Simples (SAC, do inglês *Simple Adaptive Control*) para plantas quase estritamente positivas reais (ASPR, do inglês *Almost Strictly Positive Real*) (Kaufman et al. 1994), com a finalidade de projetar controladores de amortecimento de oscilações de baixa frequência em SEP's.

O objetivo é projetar um controlador de amortecimento adaptativo, que não precise de um processo de sintonia (diferentemente do caso do PSS convencional) e que se adapte automaticamente às variações nas condições de operação do SEP, e que, além de amortecer modos locais, seja capaz de amortecer os modos inter-área dominantes, utilizando múltiplos sinais de entrada, algumas das quais remotas.

1.3.2 Metodologia

Este estudo aborda dois métodos de controle adaptativo, no primeiro método (*APPC indireto*), os parâmetros da planta são estimados *on-line* a partir da lei adaptativa e usados para calcular os parâmetros do controlador (Ioannou & Sun 1996). O segundo método (*SAC-ASPR*) é baseado unicamente na realimentação do erro $y_m - y_p$, onde y_m é assumido ser igual a zero. A diferença de outros métodos, esta aproximação não precisa de observadores adaptativos, nem da realimentação do vetor de estados completo do sistema (Kaufman et al. 1994).

Para o desenvolvimento do presente estudo, a seguinte metodologia de pesquisa foi estabelecida

- Primeiramente foi verificado que, a maioria das aplicações de controle adaptativo em sistemas de potência são orientadas ao problema de estabilidade a pequenos sinais, através do controle do sistema de excitação dos geradores síncronos. Dando-se maior ênfase ao projeto de controladores de amortecimento adaptativos cujo objetivo (operando conjuntamente com os AVR's) é garantir a estabilidade do sistema após variações nas condições de operação do sistema, devido a variações na carga ou falhas nas linhas de transmissão que eventualmente provocam as saídas de grupos de geração e/o cargas.
- Neste trabalho, propõem-se a aplicação de dois métodos de controle adaptativo ao problema de amortecimento de oscilações em baixa frequência em SEP's: Controle por Alocação de Pólos Adaptativo indireto e Controle Adaptativo Simples para plantas quase estritamente positivas reais.
- Em geral, os esquemas de *controle adaptativo indireto* consistem de três partes: A lei adaptativa que produz estimativas *on-line* para os parâmetros da planta; o mapeamento entre os parâmetros da planta e do controlador que é usado para calcular os parâmetros do controlador a partir das estimativas *on-line* dos parâmetros da planta; e a lei de controle.
- Na primeira etapa, projeta-se um *controlador APPC* em dois estágios:
 1. Projeta-se um controlador baseado no esquema de *controle por alocação de pólos* (PPC, do inglês *Pole Placement Control*), para o qual considerou-se

o modelo linearizado de Heffron-Phillips (gerador-barra infinita) para duas condições de operação. O objetivo desta etapa é desenvolver uma lei de controle que cumpra o objetivo de controle por alocação de pólos quando os parâmetros da planta são exatamente conhecidos. Neste ponto, deve-se considerar que a forma da lei de controle e o mapeamento entre os parâmetros da planta e os parâmetros do controlador são os mesmos que aqueles usados no caso de parâmetros da planta desconhecidos, portanto, ambos serão usados na próxima etapa para formar o esquema *APPC* indireto.

2. Projeta-se a lei adaptativa utilizando o *método gradiente* com normalização para a estimação *on-line* dos parâmetros desconhecidos da planta. A principal vantagem da lei adaptativa com normalização é que não requer que a planta seja estável, ou que, a entrada da planta seja limitada *a priori*. Este tipo de leis adaptativas são essenciais, onde a estabilidade da planta e a limitação da entrada da planta são propriedades que devem ser provadas, e desta forma, não podem ser assumidas como satisfeitas *a priori*.
- Uma das principais desvantagens dos esquemas *APPC* é que a lei adaptativa não garante que os parâmetros estimados da planta ou polinomiais satisfazem as condições de *controlabilidade* e *estabilizabilidade* apropriadas em cada instante de tempo t . O que é requerido para o cálculo dos parâmetros do controlador θ_c . Uma das soluções para este problema é assumir a *estabilizabilidade* da planta. Neste caso nenhuma modificação é introduzida no projeto. Apesar de não existir nenhuma justificativa teórica para tal hipótese ser mantida, na maioria das simulações de estudos, usualmente, não originou-se nenhum problema de *estabilizabilidade*. No presente trabalho, para evitar que aconteça este problema, considera-se condições iniciais próximas aos parâmetros da planta no ponto de operação nominal.
 - Na segunda etapa, é projetado um controlador baseado na metodologia *SAC-ASPR* em dois estágios:
 1. Projetar um compensador *feedforward* que garanta que a planta aumentada (planta original com compensador *feedforward* em paralelo) satisfaça

as condições de positividade requeridas para a aplicação do esquema *SAC-ASPR*. Isto permite estender a aplicação deste algoritmo a plantas de fase não mínima e grau relativo maior que 1.

2. Calcular os ganhos proporcional (K_p) e integral (K_i) do controlador, considerando que: se K_p é incrementado, o *overshoot* do sinal de resposta decresce; e se K_i (ganho de adaptação) é incrementado, a velocidade de adaptação é incrementada, e o erro em regime permanente decresce levemente.
- Na terceira etapa, estende-se a aplicação do esquema *SAC-ASPR* ao projeto de um controlador de amortecimento que utiliza múltiplos sinais de entrada, algumas das quais podem ser remotas. O objetivo deste controlador é amortecer os modos inter-área dominantes (que possuem conteúdo modal múltiplo), além de amortecer os modos de oscilação locais.
 - Finalmente, a viabilidade e a eficiência dos 2 métodos de controle adaptativo aplicados serão verificadas através de simulações.

1.3.3 Contribuição

A principal contribuição deste trabalho, está em apresentar os métodos de controle adaptativo como uma alternativa viável para o projeto de controladores de amortecimento em sistemas de potência. Além de, mostrar-se as vantagens e desvantagens de cada método para esta aplicação, apresenta-se um controlador de amortecimento adaptativo que utiliza múltiplos sinais de entrada, com a finalidade de amortecer (além dos modos de oscilação locais) modos de oscilação inter-área dominantes, que aparecem usualmente em sistemas de potência de grande porte.

1.4 Organização da tese

A apresentação deste trabalho está organizada da seguinte forma:

- **Capítulo 2**

Apresenta-se uma visão global e uma classificação de estabilidade em sistemas de potência, dando-se maior ênfase aos conceitos e definições relacionadas à estabilidade a pequenos sinais.

- **Capítulo 3**

São apresentados os conceitos e definições relacionadas ao esquema *APPC* indireto. Então, apresenta-se em forma detalhada os estágios do projeto do controlador e seus respectivos resultados de simulação.

- **Capítulo 4**

Apresenta-se uma visão geral dos algoritmos de controle adaptativo, descrevendo-se em forma detalhada a teoria básica da metodologia (*SAC-ASPR*). Subseqüentemente, é apresentada uma extensão do algoritmo de controle adaptativo, para plantas que não satisfazem as condições de positividade requeridas pelo algoritmo, a fim de garantir o rastreamento assintótico do modelo. Esta extensão envolve o projeto de um compensador *feedforward* que permite que a planta seja do tipo *ASPR* (fase mínima e grau relativo 1). Finalmente, são apresentadas as etapas de projeto do controlador junto com os resultados de simulação da aplicação.

- **Capítulo 5**

Apresenta-se uma revisão de estabilidade a pequenos sinais considerando-se múltiplos sinais de entrada. Então, é apresentada uma aplicação do método de controle descrito no capítulo 4, para o projeto de um controlador com múltiplos sinais de entrada.

- **Capítulo 6**

Apresenta-se as conclusões gerais deste trabalho e as propostas para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Estabilização de Sistemas de Potência

2.1 Introdução

Estabilidade de um sistema elétrico de potência (SEP) pode ser definida de forma geral, como a propriedade que permite ao mesmo permanecer em um ponto de equilíbrio operacional, sob condições normais de operação, e recuperar uma condição de equilíbrio aceitável, após ter sido sujeito a uma perturbação.

A instabilidade em um SEP pode se manifestar em diferentes formas, dependendo da configuração do sistema e do tipo de operação. Tradicionalmente, o problema de estabilidade se refere a manter a operação do SEP em sincronismo. Uma vez que, sistemas de potência dependem de máquinas síncronas para a geração de energia elétrica, uma condição necessária para uma operação satisfatória do sistema é que todas as máquinas permaneçam em sincronismo. Este ponto de vista de estabilidade é influenciado pelas dinâmicas dos ângulos do rotor do gerador e relações de potência-ângulo, sendo conhecida como *estabilidade de ângulo do rotor* (Kundur 1994).

Além disso, a instabilidade do sistema pode se apresentar sem perda do sincronismo. Por exemplo, um sistema composto por um gerador síncrono alimentando um motor de indução, como carga, através de uma linha de transmissão, pode se tornar instável devido à queda de tensão da carga. Neste caso, o problema não se trata de manter o sincronismo, ao invés disso, o problema é de estabilidade e controle de tensão. Este

tipo de problema pode ocorrer em locais onde existem cargas localizadas em grandes áreas em SEP's de grande porte.

No presente trabalho é abordado o problema de estabilidade do ângulo do rotor do sistema de potência frente a pequenas perturbações. Neste contexto, o sistema deve ser *localmente assintoticamente estável*, ou seja, este deve retornar a sua condição de equilíbrio após uma pequena perturbação. Desta forma, embora um SEP seja um sistema dinâmico altamente não-linear, as condições para a estabilidade local do sistema podem ser avaliadas linearizando-se as equações do sistema não-linear em torno de um ponto de equilíbrio.

2.2 Estabilidade do ângulo do rotor da máquina síncrona

Estabilidade do ângulo do rotor é definida como a capacidade das máquinas síncronas para se manter em sincronismo, após uma perturbação. O problema da estabilidade envolve o estudo das oscilações eletromecânicas inerentes aos sistemas de potência. Um fator fundamental neste problema é a forma como a saída de potência das máquinas síncronas variam na medida que seus rotores oscilam.

A estabilidade do sistema é uma condição que garante o equilíbrio entre duas forças opostas, o que não necessariamente implica que o equilíbrio entre estas duas forças garanta a estabilidade do sistema. O mecanismo pelo qual máquinas síncronas interligadas mantêm o sincronismo uma com outra é através de forças de restauração, que atuam quando aparecem forças cuja tendência é acelerar ou desacelerar uma ou mais máquinas com relação às outras máquinas. Sob condições de regime permanente, existe um equilíbrio entre o torque mecânico de entrada e o torque elétrico de saída de cada uma das máquinas, e a velocidade tende a se manter constante. Este equilíbrio é afetado quando o sistema é perturbado, o que origina a aceleração ou desaceleração dos rotores das máquinas de acordo com as leis de movimento de um corpo rotacional. Se o rotor de um gerador gira mais rápido que outro, origina-se um incremento no ângulo do rotor do primeiro em relação ao segundo. Esta diferença angular produz uma transferência de uma parte da carga da máquina mais lenta à máquina mais rápida,

a qual depende da relação não-linear potência-ângulo, cuja tendência é a de reduzir a diferença entre as velocidades (e desta forma a separação angular) dos rotores das máquinas.

Quando uma máquina síncrona perde o sincronismo com o resto do sistema, seu rotor gira com maior ou menor velocidade do que a requerida para gerar tensões à frequência nominal do sistema. Assim, a diferença entre o campo rotacional do estator (correspondente à frequência do sistema) e o campo do rotor provocam grandes oscilações na potência, corrente e tensão de saída da máquina, fazendo com que o sistema de proteção, isole a máquina instável do resto do sistema. A perda de sincronismo pode acontecer entre uma máquina e o resto do sistema ou entre grupos de máquinas. Neste último caso, o sincronismo pode ser mantido dentro da cada grupo após isolar cada um deles.

A variação no torque elétrico de uma máquina síncrona, após uma perturbação, pode ser dividida em duas componentes:

$$\Delta T_e = T_S \Delta \delta + T_D \Delta \omega \quad (2.1)$$

onde

- $T_S \Delta \delta$ é a componente de torque de sincronização, a qual representa a componente da variação do torque em fase com a variação do ângulo do rotor; T_S é o coeficiente de torque sincronizante.
- $T_D \Delta \omega$ é a componente de torque de amortecimento, a qual representa a componente da variação do torque em fase com a variação de velocidade do rotor; T_D é o coeficiente de torque de amortecimento.

A estabilidade do SEP depende da existência de ambas componentes do torque para cada uma das máquinas síncronas. A falta de torque sincronizante suficiente resulta em uma instabilidade que se manifesta através de uma *variação aperiódica* do ângulo de rotor. Por outro lado, a falta de torque de amortecimento suficiente resulta em uma instabilidade oscilatória. A figura 2.1 mostra os diferentes tipos de respostas no tempo (para pequenas perturbações) das variações do ângulo de rotor da máquina síncrona.

Em sistemas de potência práticos atuais, o problema de estabilidade a pequenos

sinais é usualmente associado à insuficiência de torque de amortecimento. Isto é justificado, tendo em vista que a análise do sistema para pequenos sinais possibilita o uso de técnicas lineares, as quais fornecem informação valiosa acerca das características dinâmicas inerentes do SEP.

2.2.1 Estabilidade a pequenos sinais

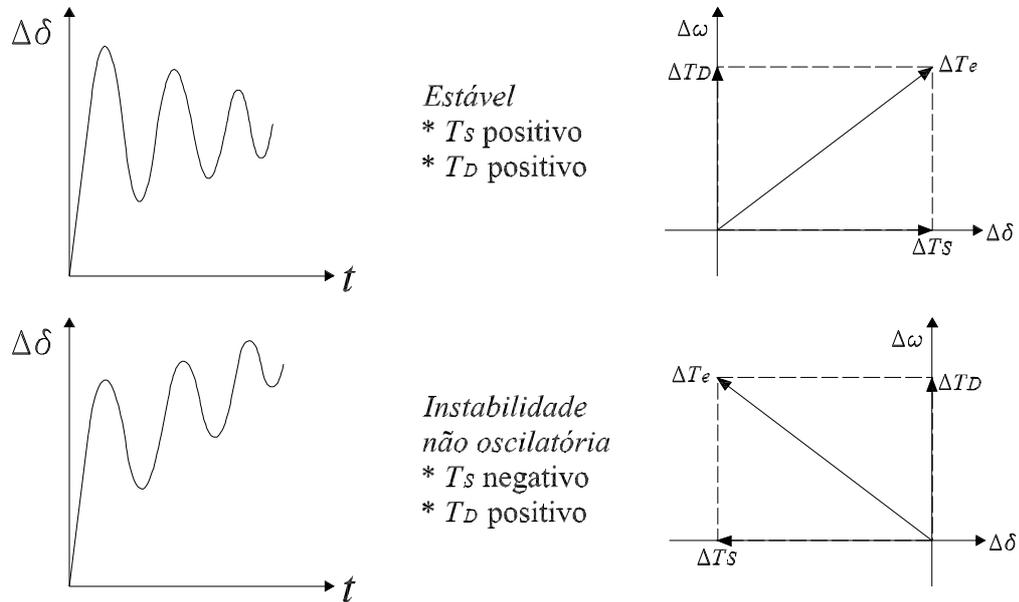
Estabilidade a pequenos sinais é a capacidade do SEP para manter o sincronismo frente a pequenas perturbações. Tais perturbações acontecem em forma contínua no sistema por causa de pequenas variações nas cargas e na geração. Neste contexto, uma perturbação é considerada pequena, se as equações que descrevem a resposta do sistema podem ser representadas por um sistema linear. Este tipo de instabilidade apresenta-se de duas formas:

- (i) Incremento constante do ângulo do rotor, provocado pela insuficiência de *torque de sincronização*.
- (ii) Oscilações incrementais do ângulo do rotor provocadas pela deficiência de *torque de amortecimento*.

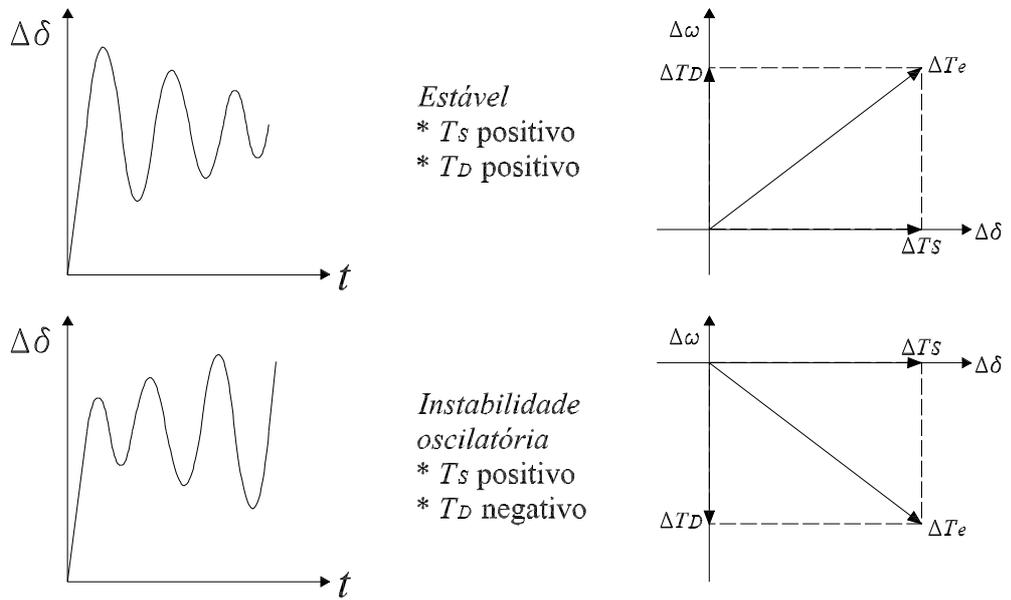
A natureza da resposta do sistema a pequenas perturbações depende de vários fatores incluindo às condições iniciais de operação, a potência do sistema de transmissão e os tipos de sistemas de excitação usados nos geradores. Para um gerador ligado a um SEP, na ausência de AVR's (com tensão de campo constante), a instabilidade é provocada pela falta de torque de sincronização suficiente. Este tipo de instabilidade aparece através de um modo não oscilatório.

Com os AVR's atuando continuamente sobre o sistema de excitação do gerador, o problema de estabilidade frente a pequenas perturbações limita-se a garantir amortecimento suficiente das oscilações nos rotores dos geradores. Desta forma, a instabilidade se apresenta em forma de oscilações de amplitude crescente.

Em sistemas de potência de grande porte, oscilações eletromecânicas de pequenos sinais é geralmente um problema provocado por amortecimento insuficiente. Neste contexto, existem diferentes tipos de modos de oscilação que são de interesse:



(a) Com tensão de campo constante ($\Delta E_{fd}=0$)



(b) Com controle de excitação ($\Delta E_{fd} \neq 0$)

FIGURA 2.1: Tipos de respostas da máquina síncrona na presença de pequenas perturbações

Modos Locais São também conhecidos como modos de oscilação máquina-sistema e são associados com a oscilação de unidades em uma estação de geração contra o resto do SEP. O termo *local* é usado em razão das oscilações localizadas dentro de uma estação de geração ou em uma pequena parte do SEP.

Modos Inter-área Estes modos são associados com a oscilação de um grupo de geradores contra outro(s). Este tipo de modos são provocados por dois ou mais grupos de máquinas estreitamente acopladas que estão interligadas através de linhas de transmissão fracas.

Modos de Controle São associados com unidades de geração e outros controles. Sistemas de excitação sintonizados inadequadamente, reguladores de velocidade, elos de corrente direta em alta tensão (HVDC, *do inglês High Voltage Direct Current*) e compensadores estáticos de reativo (SVC, *do inglês Static Var Compensator*) são alguns elementos que podem afetar este tipo de modos.

Modos Torsionais São associados com às componentes rotacionais do sistema eixo-turbina-gerador. Instabilidade de modos torsionais podem ser provocadas pela interação com sistemas de excitação, reguladores de velocidade, controles HVDC, e linhas compensadas por capacitores em série.

2.2.2 Estabilidade transitória

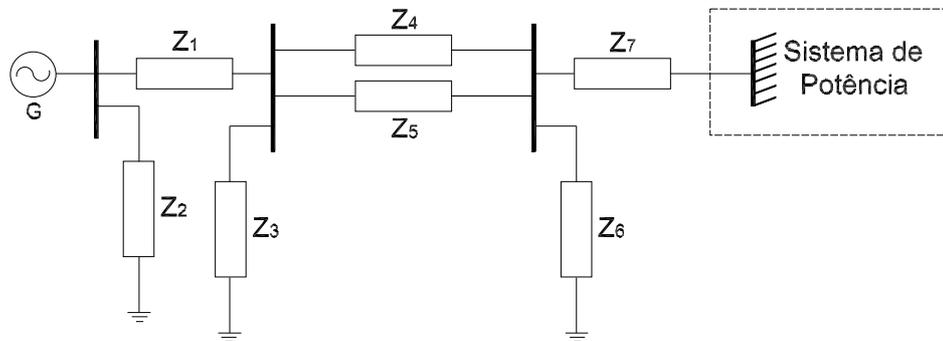
Estabilidade transitória é definida como a capacidade do SEP para manter o sincronismo quando é sujeito a uma perturbação transitória severa (Kundur 1994). A resposta do sistema resultante envolve grandes variações dos ângulos do rotor do gerador e é influenciado pela relação não-linear potência-ângulo ($P - \delta$). Neste caso, a estabilidade depende tanto da condição inicial do estado quanto da severidade da perturbação. Usualmente o sistema é alterado de modo que a operação pós-perturbação, em regime permanente, difere daquela pre-distúrbio.

Dentro de um SEP, podem acontecer perturbações que variam em diferentes graus de severidade e probabilidade de ocorrência. Entretanto, o sistema é projetado e ope-

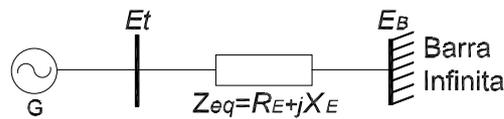
rado para permanecer estável para um conjunto de contingências típicas no comportamento dinâmico do sistema.

2.3 Análise do comportamento dinâmico de um sistema Máquina - Barra Infinita

Nesta seção, é analisado o desempenho em pequeno sinal, de uma máquina ligada a um sistema de grande porte através de linhas de transmissão. Uma configuração geral do sistema é mostrada na figura 2.2a. Para propósitos de análise o sistema da figura 2.2a



(a) Configuração geral



(b) Sistema equivalente

FIGURA 2.2: Máquina síncrona ligada a um SEP através de linhas de transmissão

pode ser reduzido ao sistema da figura 2.2b usando o equivalente de Thévenin da rede de transmissão externa à máquina. Por causa do tamanho relativo do sistema para o qual a máquina está fornecendo energia, dinâmicas associadas com a máquina não provocaram mudanças significativas na magnitude e frequência da tensão de Thévenin E_B . Esta fonte de tensão com magnitude e frequência constantes é referida como barra infinita.

Para alguma condição dada do sistema, a magnitude da tensão da barra infinita E_B

permanece constante quando a máquina é perturbada. No entanto, como as condições do sistema em regime permanente variam, a magnitude de E_B poderia variar, representando uma outra condição de operação da rede externa.

2.3.1 Modelo linearizado de Heffron-Phillips

Embora o estudo da estabilidade dinâmica possa ser feito diretamente a partir das equações linearizadas do sistema, a análise de um sistema simplificado consistindo somente de um gerador conectado a uma barra infinita permite obter uma visão clara dos fatores que contribuem para o aparecimento de amortecimento reduzido no sistema e a conseqüente emergência de oscilações que se sustentam por longos períodos ou crescem com o tempo. A análise desenvolvida a seguir, usa o modelo de Heffron-Phillips ((Heffron & Phillips 1952)), mostrado na figura 2.3. Este modelo representa um gerador síncrono conectado a uma barra infinita através de uma linha de transmissão tal como mostrado na figura 2.2b, sendo o gerador representado por um modelo de terceira ordem.

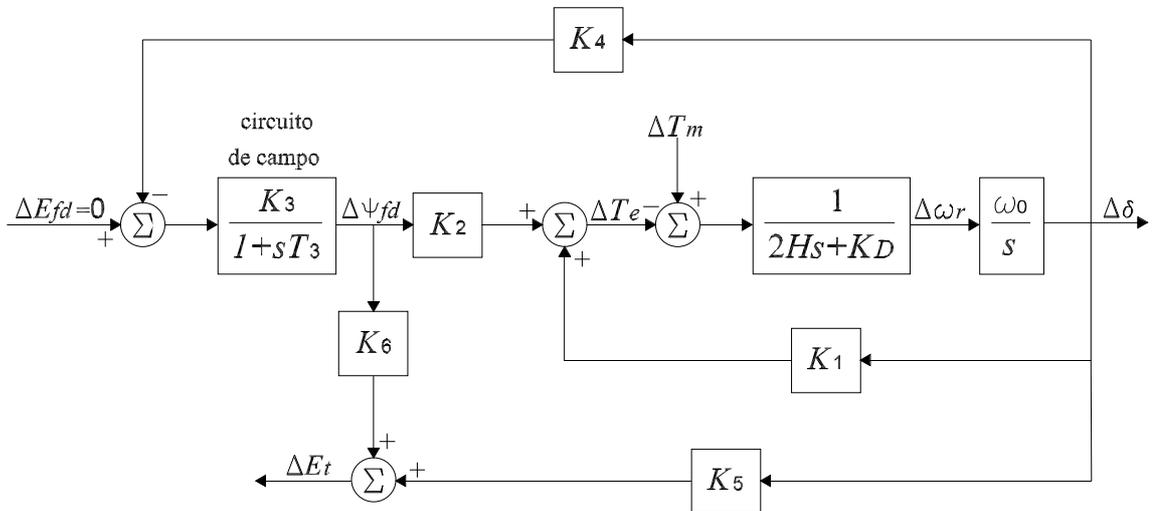


FIGURA 2.3: Modelo de Heffron Phillips

O modelo de Heffron-Phillips apresenta tipicamente duas entradas: Variação do torque mecânico da turbina (ΔT_m) e a variação da tensão aplicada ao campo do gerador (ΔE_{fd}), e três saídas: Variação de velocidade do rotor ($\Delta \omega_r$), variação do ângulo do rotor ($\Delta \delta$) e a variação da tensão terminal da máquina (ΔE_t).

No diagrama de blocos da figura 2.3, $K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6$, são constantes que dependem do ponto de operação considerado e $T_3 = K_3 T'_{do}$ onde T'_{do} é a constante de tempo de eixo direto em circuito aberto da máquina. Supondo que a máquina está conectada à barra infinita através de uma impedância externa dada por $R_e + jX_e$, as constantes K_1 até K_6 são:

$$K_1 = K_I E_B E_{qa}^0 [R_e \text{sen}(\delta^0 - \alpha) + (X'_d + X_e) \text{cos}(\delta^0 - \alpha)] \\ + K_I E_B E_{qa}^0 [I_q^0 (X_q - X'_d) [(X_e + X_q) \text{sen}(\delta^0 - \alpha) - R_e \text{cos}(\delta^0 - \alpha)]] \quad (2.2)$$

$$K_2 = K_I [R_e E_{qa}^0 + I_q^0 [R_e^2 + (X_q + X_e)^2]] \quad (2.3)$$

$$K_3 = [1 + K_I (X_d - X'_d) (X_q + X_e)]^{-1} \quad (2.4)$$

$$K_4 = E_B K_I (X_d - X'_d) [(X_q + X_e) \text{sen}(\delta^0 - \alpha) - R_e \text{cos}(\delta^0 - \alpha)] \quad (2.5)$$

$$K_5 = \frac{K_I E_B X'_d E_q^0}{E_t^0} [R_e \text{cos}(\delta^0 - \alpha) - (X_q + X_e) \text{sen}(\delta^0 - \alpha)] \\ - \frac{K_I E_B X_q E_d^0}{E_t^0} [(X'_d + X_e) \text{cos}(\delta^0 - \alpha) + R_e \text{sen}(\delta^0 - \alpha)] \quad (2.6)$$

$$K_6 = \frac{E_q^0}{E_t^0} [1 - K_I X'_d (X_q + X_e)] - \frac{E_d^0}{E_t^0} K_I X_q R_e \quad (2.7)$$

onde

$$K_I = [R_e^2 + (X_q + X_e)(X'_d + X_e)]^{-1} \\ E_{qa}^0 = E_q'^0 - (X_q - X'_d) I_d^0$$

e α é o ângulo da barra infinita com relação a uma referência (se a barra infinita é a referência, então $\alpha=0$) (Simões Costa & Silva 2000).

As equações anteriores tornam-se bastante simplificadas fazendo $R_e = 0$. Esta hipótese facilita a análise do efeito do carregamento (ângulo δ^0) e impedância externa sobre os valores das constantes.

A constante K_3 é a única que não depende do carregamento. Todas as outras dependem dos parâmetros da máquina e do carregamento.

Estudos realizados mostram que quando $R_e \ll X_e$, o que é normalmente o caso quando não há carga local, todas as constantes são positivas com exceção de K_5 , que

pode se tornar negativa para valores elevados de X_e e alto carregamento (δ elevado).

Quando R_e é da ordem de X_e , o que ocorre quando existe carga local, então K_2 , K_5 e K_6 são positivos e K_1 e K_4 podem se tornar negativos quando a potência reativa fornecida pela máquina aumenta. Estas observações são importantes para a análise a ser desenvolvida.

2.3.2 Desempenho do sistema com fluxo de campo constante

Desprezando-se a variação do fluxo concatenado com o campo (a reação de armadura não é considerada) tem-se que Ψ_{fd} , que é proporcional àquele fluxo, é constante. Desta forma $\Delta\Psi_{fd} = 0$ e o modelo de Heffron Phillips se reduz ao modelo de gerador clássico mostrado na figura 2.4.

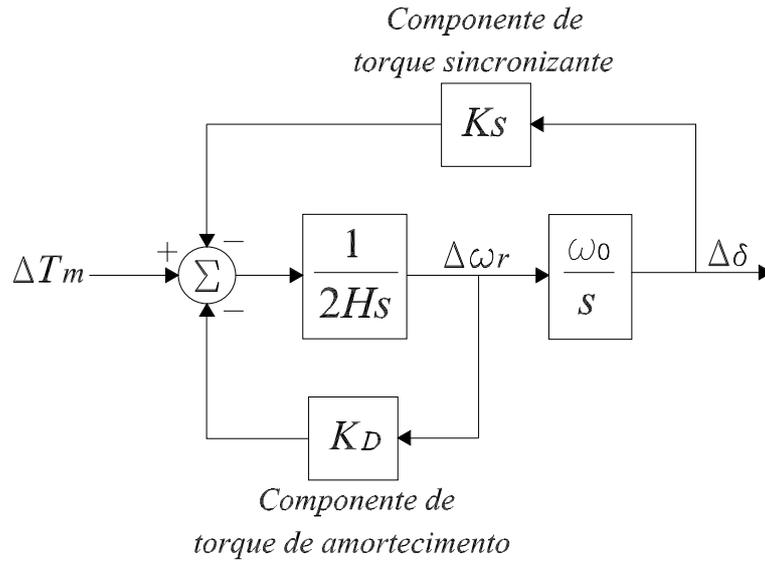


FIGURA 2.4: Modelo de Heffron-Phillips com $\Delta\Psi_{fd} = 0$

Da figura 2.4 obtém-se:

$$\frac{\Delta\delta}{\Delta T_m} = \frac{\frac{\omega_0}{2H}}{s^2 + \frac{K_D}{2H}s + \frac{\omega_0 K_S}{2H}} \quad (2.8)$$

Comparando-se com a forma padrão de sistemas de segunda ordem ($s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0$), obtém-se:

$$\omega_n = \sqrt{K_S \frac{\omega_0}{2H}} \quad (2.9)$$

$$\begin{aligned}\zeta &= \frac{1}{2} \frac{K_D}{H\omega_n} \\ &= \frac{1}{2} \frac{K_D}{\sqrt{2HK_S\omega_0}}\end{aligned}\quad (2.10)$$

onde, ω_n e ζ representam a frequência natural não amortecida e o coeficiente de amortecimento, respectivamente. A frequência de oscilação é dada por $\omega = \omega_n\sqrt{1 - \zeta^2}$. Para valores usuais de parâmetros esta frequência é da ordem de 0,5 a 2,0 Hz.

Observando as equações (2.9) e (2.10) pode se verificar que, como o coeficiente de torque de sincronização K_S é incrementado, a frequência natural aumenta e o coeficiente de amortecimento decresce. Um incremento no coeficiente de torque de amortecimento K_D produz um incremento no coeficiente de amortecimento, enquanto que um incremento na constante de inércia provoca uma redução em ω_n e ζ .

Conforme o apresentado antes o torque elétrico desenvolvido pelo gerador síncrono em qualquer instante é dado por:

$$\Delta T_e = K_S\Delta\delta + K_D\Delta\omega \quad (2.11)$$

Na equação acima observa-se que há uma componente em fase com $\Delta\delta$ e outra componente em fase com $\Delta\omega$. Se o coeficiente K_S for positivo então um aumento do ângulo (causado, por exemplo, por um incremento no torque mecânico $\Delta T_m > 0$) origina um maior torque elétrico, o que tende a diminuir o torque acelerante. Se $K_S < 0$ então o torque elétrico diminui com o aumento do ângulo e a tendência é um aumento monotônico do ângulo.

Com relação ao *torque de sincronização*. Se $K_S > 0$ o sistema é estável e se $K_S < 0$ o sistema é instável.

Quanto ao *torque de amortecimento*, se o amortecimento for negativo ($K_D < 0$), mesmo com $K_S > 0$, o sistema apresentará oscilações crescentes com o tempo. Neste caso, observa-se uma forma de instabilidade oscilatória.

Os conceitos de torque de sincronização e de torque de amortecimento, desenvolvidos para este modelo simplificado, podem ser generalizados para modelos mais complexos de geradores. A qualquer frequência de oscilação desenvolvem-se torques de frenagem em fase com o ângulo do rotor da máquina e em fase com a velocidade do rotor da máquina. Qualquer que seja o modelo, pode se obter a seguinte função de

transferência

$$\frac{\Delta T_e}{\Delta \delta} = F(s) \quad (2.12)$$

Para uma frequência de oscilação ω , tem-se para $s = j\omega$

$$\Delta T_e = F(j\omega)\Delta\delta \quad (2.13)$$

ou ainda

$$\Delta T_e = K_S(\omega)\Delta\delta + j\omega K_D(\omega)\Delta\delta \quad (2.14)$$

onde, $F(j\omega) = K_S(\omega) + j\omega K_D(\omega)$. Define-se então

$$\Delta T_s = K_S(\omega)\Delta\delta \quad (2.15)$$

como o *torque de sincronização* e

$$\Delta T_d = K_D(\omega)\Delta\omega \quad (2.16)$$

como o *torque de amortecimento*.

2.3.3 Análise do sistema com tensão de campo constante

A figura 2.5 mostra a representação em diagramas de blocos do sistema máquina contra barra infinita, considerando a tensão de campo constante ($\Delta E_{fd} = 0$). Neste caso, as variações de fluxo de campo são causadas unicamente pela realimentação de $\Delta\delta$ através do coeficiente K_4 . Esta contribuição representa o efeito desmagnetizante da reação de armadura. As características dinâmicas do sistema são expressas em termos das constantes K do modelo de Heffron-Phillips.

Do diagrama de blocos da figura 2.5, pode se observar que o torque elétrico T_e varia em função da variação do ângulo do rotor $\Delta\delta$ e da variação da tensão proporcional ao fluxo de eixo direto $\Delta\Psi_{fd}$, tal como mostra a equação 2.17.

$$\Delta T_e = K_1\Delta\delta + K_2\Delta\Psi_{fd} \quad (2.17)$$

onde, a primeira componente do torque elétrico dada por $K_1\Delta\delta$ está em fase com $\Delta\delta$

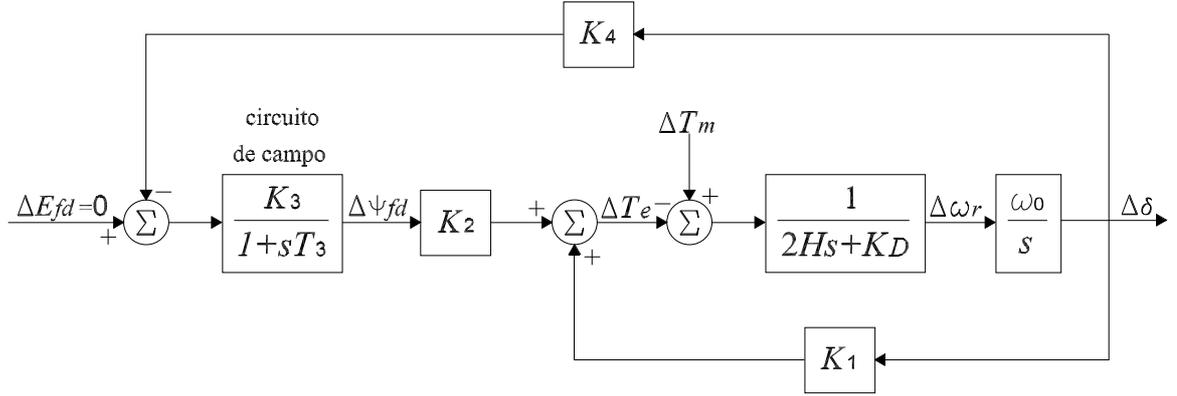


FIGURA 2.5: Modelo de Heffron-Phillips com E_{fd} constante

e, desta forma, contribui somente ao torque de sincronização. A segunda componente é dada por

$$\Delta T_{e(\Delta\Psi_{fd})} = K_2\Delta\Psi_{fd} = \frac{-K_2K_3K_4}{1+sT_3}\Delta\delta \quad (2.18)$$

As constantes K_2 , K_3 , e K_4 são usualmente positivas. A contribuição de $\Delta\Psi_{fd}$ às componentes de torque de sincronização e torque de amortecimento depende da frequência de oscilação como é mostrada a seguir.

a) Em estado estacionário e em frequências de oscilação muito baixas ($s = j\omega \rightarrow 0$).

$$\Delta T_{e(\Delta\Psi_{fd})} = -K_2K_3K_4\Delta\delta$$

A variação de fluxo de campo devido à realimentação de $\Delta\delta$ (ou seja, devido à reação de armadura) introduz uma componente de torque de sincronização negativa. O sistema torna-se monotonicamente instável quando este excede $K_1\Delta\delta$ tal como mostra a figura 2.1a (instabilidade não oscilatória). O limite de estabilidade em estado estacionário é alcançado quando

$$K_2K_3K_4 = K_1$$

O torque de sincronização total é dado por

$$T_S = (K_1 - K_2K_3K_4)\Delta\delta$$

A condição de estabilidade, no sentido de existir um torque de sincronização positivo é $K_1 - K_2K_3K_4 > 0$.

- b) Em frequências de oscilação elevadas onde $\omega \gg 1/T_3$ e $1/T_3$ é a frequência de corte da função de transferência:

$$\Delta T_{e(\Delta\Psi_{fd})} \approx -\frac{K_2K_3K_4}{j\omega T_3} \Delta\delta = \frac{K_2K_3K_4}{\omega T_3} \Delta\omega_r$$

Assim, a componente de torque elétrico devido a $\Delta\Psi_{fd}$ ($\Delta T_{e(\Delta\Psi_{fd})}$) está adiantada em 90° em relação a $\Delta\delta$, ou em fase com $\Delta\omega$. Daqui, $\Delta\Psi_{fd}$ resulta em uma componente de torque de amortecimento positivo, cuja magnitude é atenuada com a frequência.

- c) Em frequências de oscilação típicas da máquina, de aproximadamente 1 Hz ($2\pi \text{ rad/s}$), $\Delta\Psi_{fd}$ resulta em uma componente de torque de amortecimento positiva (0,03 a 0,05, para a faixa de valores usuais dos parâmetros do sistema) e em uma componente de torque de sincronização negativa. O efeito global é reduzir a componente de torque de sincronização e incrementar a componente de torque de amortecimento.

Situações especiais com K_4 negativo O coeficiente K_4 é normalmente positivo. Enquanto este é positivo, o efeito da variação de fluxo de campo devido à reação de armadura ($\Delta\Psi_{fd}$ com E_{fd} constante) é introduzir uma componente de torque de amortecimento positivo. Entretanto, pode haver situações onde K_4 é negativo. K_4 assume valores negativos quando $(X_E + X_q)\sin\delta_0 - (R_a + R_E)\cos\delta_0$ é menor que zero. Esta situação ocorre quando um gerador hidráulico, desprovido de enrolamentos de amortecimento, está operando em carga leve e é ligado a um sistema de grande porte, por meio de uma linha com resistência relativamente elevada em relação a sua reatância.

Além disso, K_4 pode ser negativo quando a máquina é ligada a uma carga local elevada, suprida em parte pelo gerador e em parte pelo sistema remoto de grande porte. Dentro de tais condições, os torques produzidos por correntes induzidas no campo, devido à reação de armadura, possuem componentes fora de fase com $\Delta\omega$, e produz amortecimento negativo.

Em (Simões Costa & Silva 2000), é mostrado que, o comportamento do sistema após uma variação em degrau de ΔT_m é ilustrado pelo comportamento do ângulo δ , conforme descrito a seguir:

- Efeito desmagnetizante da armadura desprezado: $K_D = 0$ e $K_1 > 0$. Neste caso, verifica-se que o ângulo oscila com amortecimento nulo ao redor do novo ponto de operação.
- Efeito desmagnetizante da armadura considerado: $K_D = 0$ e $K_1 - K_2K_3K_4 > 0$. Neste caso, a máquina atinge um novo ponto de operação, com o ângulo apresentando um baixo amortecimento, conforme visto acima.
- Efeito desmagnetizante da armadura considerado: $K_D = 0$ e $K_1 - K_2K_3K_4 < 0$. Neste caso, o ângulo apresenta uma componente monotônica devido ao coeficiente de torque de sincronização negativo. A ação do AVR pode adicionar torque de sincronização ao sistema (estabilidade condicional).
- Efeito desmagnetizante desconsiderado e $K_1 < 0$. O sistema perde estabilidade sem oscilações (crescimento monotônico do ângulo).

2.3.4 Análise do sistema com inclusão do AVR

A inclusão do regulador automático de tensão (AVR, do inglês *Automatic Voltage Regulator*) altera os torques desenvolvidos pela máquina. Para analisar estes torques é adicionado ao modelo de Heffron-Phillips um AVR com um modelo simplificado, cujo diagrama de blocos é mostrado na figura 2.6. A única não-linearidade associada a este modelo é aquela devida aos valores máximo e mínimo da tensão de saída do sistema de excitação representada por E_{FMAX} e E_{FMIN} respectivamente. Para estudos do sistema com pequenas perturbações, estes limites são ignorados pois neste contexto é de interesse analisar o modelo linearizado do sistema ao redor de um ponto de operação de modo que E_{fd} fique dentro dos limites. Limitadores e circuitos protetivos não são modelados e estes não afetarão a estabilidade do sistema a pequenos sinais.

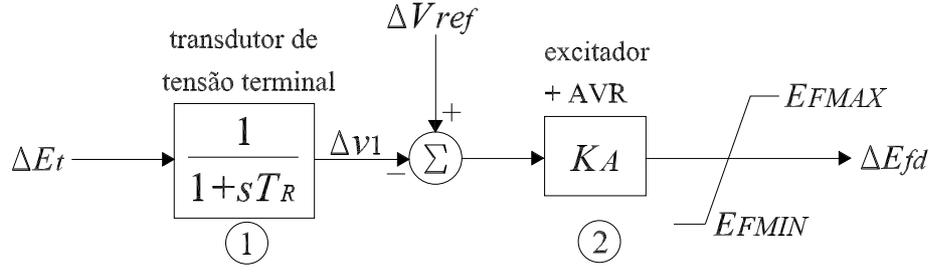


FIGURA 2.6: Sistema de excitação a tiristores (tipo ST1A) com AVR

Da figura 2.6, obtém-se a função de transferência do modelo de Heffron-Phillips com o sistema de excitação e AVR:

$$\frac{\Delta\omega_r}{\Delta V_{ref}} = \frac{b_2 s^2 + b_1 s}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (2.19)$$

onde,

$$\begin{aligned} b_2 &= T_R K_2 K_3 K_A \\ b_1 &= K_2 K_3 K_A \\ a_4 &= 2HT_3 T_R \\ a_3 &= 2H(T_3 + T_R) \\ a_2 &= K_1 T_3 T_R \omega_0 + 2H(1 + K_3 K_6 K_A) \\ a_1 &= K_1 \omega_0 (T_3 + T_R) - K_2 K_3 K_4 T_R \omega_0 \\ a_0 &= K_1 \omega_0 (1 + K_3 K_6 K_A) - K_2 K_3 \omega_0 (K_4 + K_5 K_A) \end{aligned}$$

O sistema representado pela equação (2.19), será utilizado nos capítulos 3 e 4, para o projeto dos controladores de amortecimento adaptativos.

A função de transferência do sistema de excitação juntamente com o AVR é

$$\frac{\Delta E_{fd}}{\Delta E_t} = \frac{K_A}{1 + sT_R} \quad (2.20)$$

onde K_A é um ganho e T_R é uma constante de tempo pequena.

Nesta seção é desenvolvida a análise do comportamento dinâmico do sistema com a inclusão do sistema de excitação e AVR, cujo diagrama de blocos é mostrado na figura

2.7. Esta representação é aplicável a qualquer tipo de sistema de excitação.

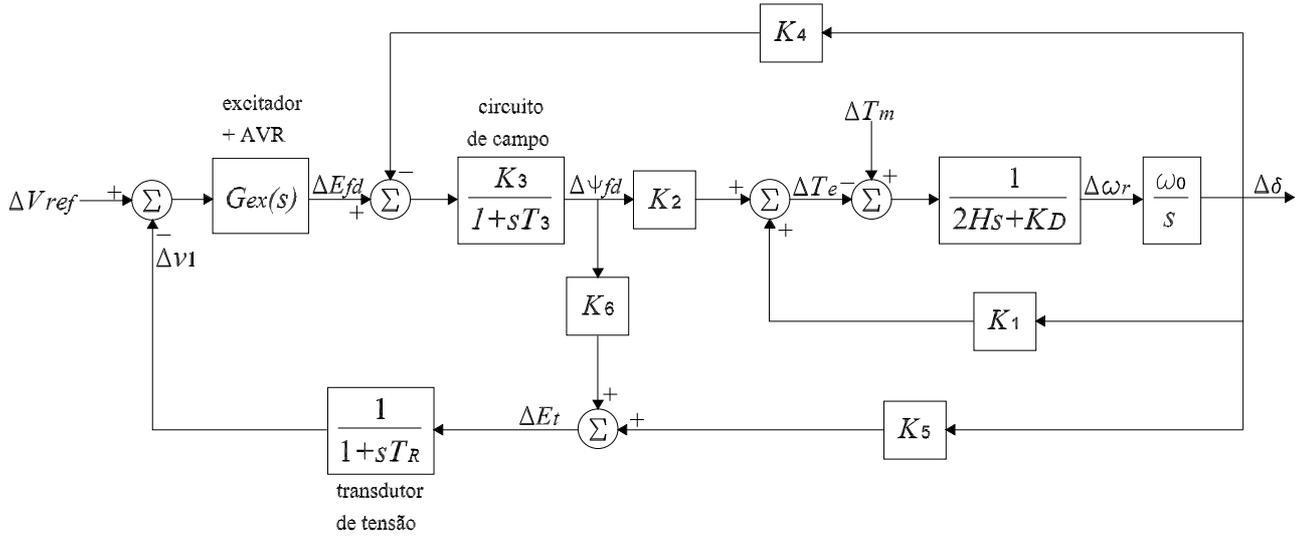


FIGURA 2.7: Modelo de Heffron-Phillips com sistema de excitação e AVR

Na figura 2.7, o coeficiente K_6 é sempre positivo, enquanto que K_5 pode ser positivo ou negativo, dependendo da condição de operação e da impedância da rede externa $R_E + jX_E$. O valor de K_5 influencia significativamente sobre o AVR no amortecimento das oscilações do sistema, tal como mostra a análise.

Do ponto de vista de estabilidade transitória, é desejável um alto valor do ganho do AVR (K_A). Entretanto, uma restrição inicial ao ganho do AVR é imposta pela condição de operação da máquina em vazio. Portanto um valor aceitável de K_A é de 200 sem redução do ganho transitório (TGR, do inglês *Transient Gain Reduction*) (Lee & Kundur 1986) (Kundur, Klein, Rogers & M.S. 1989). Uma prática comum na indústria é reduzir este ganho em frequências elevadas através do uso da TGR (Larsen & Swan 1981). Neste contexto, o uso da TGR é necessário unicamente em sistemas de excitação com valores elevados de T_R . Assim, em sistemas de excitação com T_R na ordem de 0.02 seg., a TGR não é necessária para obter uma condição de operação estável da máquina em vazio.

Para a máquina em vazio, pode se fazer $\Delta\delta = 0$ e $X_e \rightarrow \infty$, o que resulta em $K_3 = 1$ e $K_6 = 1$. Desta forma, $T_3 = K_3 T'_{do} = T'_{do}$.

O diagrama de blocos da malha de controle de tensão para a máquina em vazio mostrado na figura 2.8 pode então ser obtido a partir da figura 2.7 usando-se estas simplificações. Da figura 2.8 obtém-se, a função de transferência dada por:

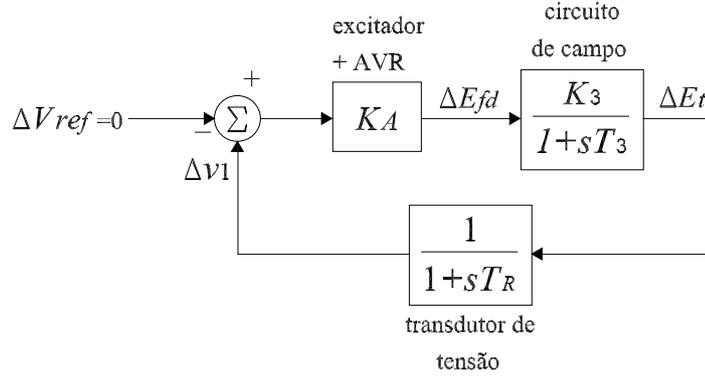


FIGURA 2.8: Diagrama de blocos para gerador em vazio

$$\frac{\Delta E_t}{\Delta V_{ref}} = \frac{K_3 K_A (1 + sT_R)}{T_R T_3 s^2 + (T_R + T_3)s + K_3 K_A + 1} \quad (2.21)$$

ou

$$\frac{\Delta E_t}{\Delta V_{ref}} = \frac{\frac{K_3 K_A (1 + sT_R)}{T_R T_3}}{s^2 + \frac{(T_R + T_3)}{T_R T_3} s + \frac{(K_3 K_A + 1)}{T_R T_3}} \quad (2.22)$$

Para assegurar um sistema bem amortecido, com uma ultra-passagem de 5%, pode se escolher um amortecimento $\zeta = 0.707$. Comparando o denominador da função de transferência dada pela equação (2.22) com a forma da equação de segunda ordem padrão tem-se que:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_3 K_A + 1}{T_R T_3}} \quad (2.23)$$

e

$$\zeta = \frac{1}{2} \left(\frac{T_R + T_3}{T_R T_3} \right) \sqrt{\frac{T_R T_3}{K_3 K_A + 1}} = \frac{1}{2} \frac{T_R + T_3}{\sqrt{T_R T_3 (K_3 K_A + 1)}} \quad (2.24)$$

Desde que K_A é elevado e T_R é pequeno, então:

$$K_3 K_A + 1 \approx K_3 K_A \quad (2.25)$$

$$T_R + T_3 \approx T_3 \quad (2.26)$$

Logo;

$$\zeta \approx \frac{1}{2} \frac{T_3}{\sqrt{T_R T_3 K_3 K_A}} \quad (2.27)$$

e

$$K_A \approx \frac{T_3}{4\zeta^2 T_R K_3} = \frac{T'_{do}}{4\zeta^2 T_R}, \quad T_3 = K_3 T'_{do} \quad (2.28)$$

Para assegurar $\zeta > 0.707 = \frac{\sqrt{2}}{2}$ deve-se ter:

$$K_A < \frac{T'_{do}}{2T_R} \quad (2.29)$$

Para valores típicos $T_R = 0.05 \text{seg.}$ e $T'_{do} = 5 \text{seg.}$ tem-se que $K_A < 50$.

A condição de operação em vazio limita portanto o ganho *transitório* máximo. Um alto ganho *estático* pode, no entanto, ser desejável. Pode-se então usar o compensador de atraso de fase $\frac{1+sT_1}{1+sT_2}$ com $T_2 > 1$, cujo diagrama de Bode é mostrado na figura 2.9. O ganho (transitório) para altas frequências é dado por $K_A \frac{T_1}{T_2}$, ou seja, $\frac{T_1}{T_2}$ = ganho

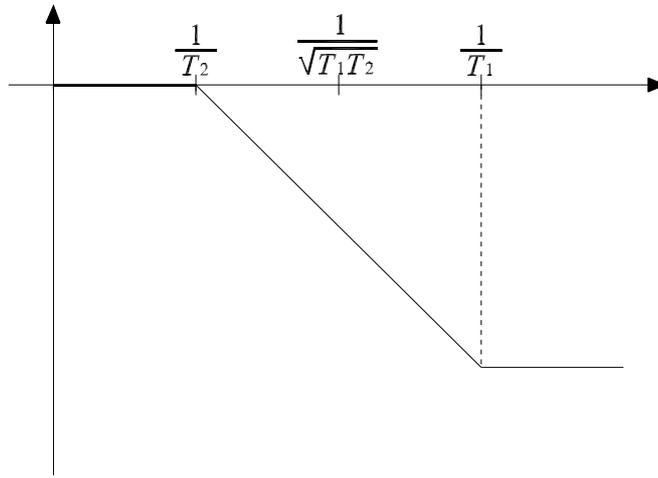


FIGURA 2.9: Diagrama de Bode do compensador de atraso de fase transitório/ganho estático. Se $\frac{1}{T_1}$ é bem menor do que a frequência de corte, então o AVR, cuja função de transferência é

$$\frac{K_A(1 + sT_1)}{(1 + sT_e)(1 + sT_2)} \quad (2.30)$$

pode ser representado por $\frac{K'_A}{1+sT_R}$ onde $K'_A = K_A \frac{T_1}{T_2}$ e K_A é o ganho estático. A restrição sobre o ganho na equação (2.29) deve então ser interpretada como uma restrição sobre o *ganho transitório* K_A (Simões Costa & Silva 2000). Na análise do efeito do AVR sobre a estabilidade dinâmica, é conveniente separar as contribuições de torque produzidas através das constantes K_4 e K_5 .

Torques produzidos através de K_4 O efeito de $\Delta\delta$ sobre E_t (através de K_5) é desprezado. Apenas a componente desmagnetizante $K_4\Delta\delta$ é considerada. O diagrama de blocos é mostrado na figura 2.10. Esta simplificação permite comparar os torques

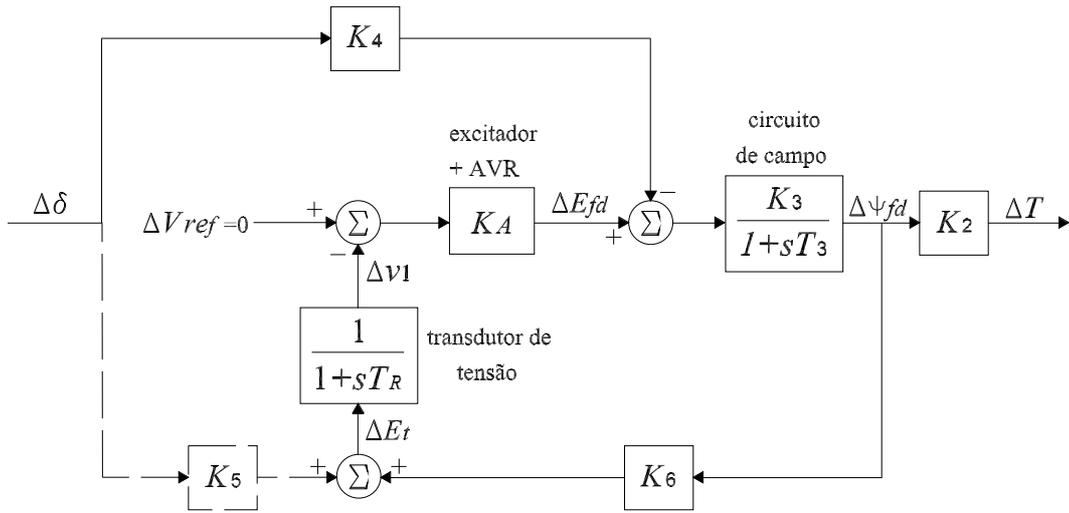


FIGURA 2.10: Diagrama de blocos sem a contribuição de K_5

desenvolvidos com os do caso sem AVR. Mudando o ponto de soma, obtém-se o diagrama equivalente da figura (2.11). Supondo T_R desprezível face a T_3 e $K_A K_3 K_6 \gg 1$, tem-se:

$$\frac{\Delta \Psi_{fd}}{\Delta \delta} = \frac{-K_4}{K_A K_6 (1 + s \frac{T_3}{K_3 K_6 K_A})} \quad (2.31)$$

e

$$\frac{\Delta T}{\Delta \delta} = \frac{-K_2 K_4}{K_A K_6 (1 + s \frac{T_3}{K_3 K_6 K_A})} \quad (2.32)$$

Verifica-se, em baixas frequências que, o torque de sincronização é:

$$\Delta T = \frac{-K_2 K_4}{K_A K_6} \Delta \delta \quad (2.33)$$

que se reduz com o aumento do ganho do AVR.

No caso sem AVR, este torque é

$$\Delta T = -K_2 K_3 K_4 \Delta \delta \quad (2.34)$$

Para frequências mais elevadas têm-se que:

Para o caso com AVR:

$$\frac{\Delta T}{\Delta \delta} = \frac{-K_2 K_4}{K_A K_6 (1 + s \frac{T_3}{K_3 K_6 K_A})} \quad (2.35)$$

Para o caso sem AVR:

$$\frac{\Delta T}{\Delta \delta} = \frac{-K_2 K_3 K_4}{1 + sT_3} \quad (2.36)$$

Como $\frac{T_3}{K_3 K_6 K_A} < T_3$, a componente de torque de amortecimento é bastante reduzida no caso com AVR, já que o atraso de fase tende a 90° a frequências elevadas. As seguintes conclusões sobre a componente de desmagnetização através de K_4 seguem da análise precedente:

1. A componente negativa de torque de sincronização devida a K_4 é praticamente eliminada por ação do alto ganho e baixa constante de tempo do sistema de excitação.
2. Em contrapartida, a componente de torque de amortecimento devido à reação de armadura é também significativamente reduzida.

Assim, a contribuição de torque de amortecimento através de K_4 é pequena, quando o AVR está presente, e pode ser desprezada.

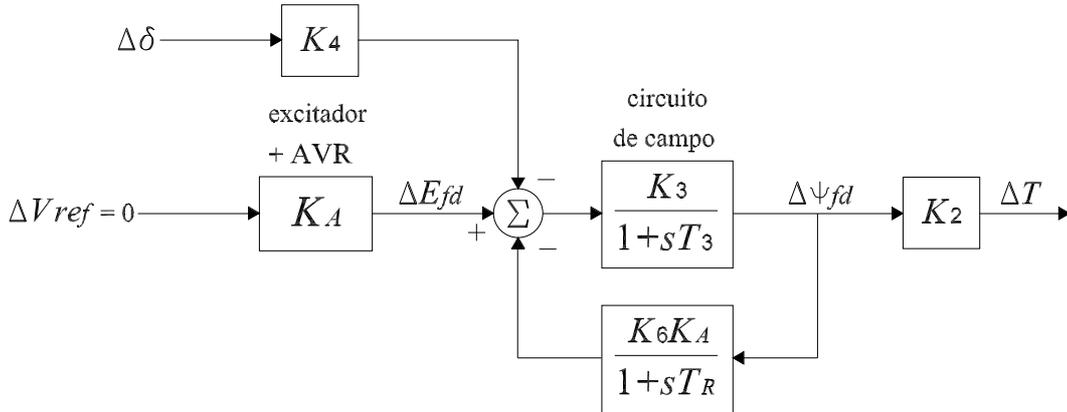


FIGURA 2.11: Diagrama de blocos equivalente sem a contribuição de K_5

Torques produzidos através de K_5 : A função de transferência $\frac{\Delta T}{\Delta \delta}$ é dada neste caso, por:

$$\frac{\Delta T}{\Delta \delta} = \frac{-K_2 K_3 K_5 K_A}{T_R T_3 s^2 + (T_R + T_3)s + (1 + K_3 K_6 K_A)} \quad (2.37)$$

Se as simplificações consideradas no item anterior forem usadas, obtém-se o diagrama de blocos da figura 2.12 e a função de transferência é

$$\frac{\Delta T}{\Delta \delta} = \frac{-K_2 K_5}{\frac{T_3 T_R}{K_3 K_A} s^2 + (K_6 T_R + \frac{T_3}{K_3 K_A})s + K_6} \quad (2.38)$$

A contribuição de torque de sincronização calculada a partir da equação (2.37) é

$$\Delta T_s = \frac{-K_2 K_5 K_A \left(\frac{1}{K_3} + K_6 K_A - \omega^2 \frac{T_3 T_R}{K_3} \right)}{\left(\frac{1}{K_3} + K_6 K_A - \omega^2 \frac{T_3 T_R}{K_3} \right)^2 + \omega^2 \left(\frac{T_R + T_3}{K_3} \right)^2} \Delta \delta \quad (2.39)$$

Então, para valores elevados de K_A e baixas frequências, obtém-se:

$$\Delta T_s \approx \frac{-K_2 K_5 K_A}{\frac{1}{K_3} + K_6 K_A} \Delta \delta \approx \frac{-K_2 K_5}{K_6} \Delta \delta \quad (2.40)$$

Quando $K_5 > 0$, tem-se $\Delta T_s < 0$. Isto normalmente não causa problemas, pois as situações em que $K_5 > 0$ (impedância externa baixa ou média e carregamento baixo a médio) são as mesmas em que K_1 é elevado. Portanto $K_1 - \frac{K_2 K_5}{K_6}$ é ainda significativamente maior que zero.

Quando $K_5 < 0$ (impedância de moderada a alta e alto carregamento) tem-se $\Delta T_s > 0$, o que ajuda a manter a estabilidade quando K_1 é pequeno ou negativo, ou quando $K_1 - K_2 K_3 K_4 < 0$ (esta é a componente de torque de sincronização no caso sem AVR).

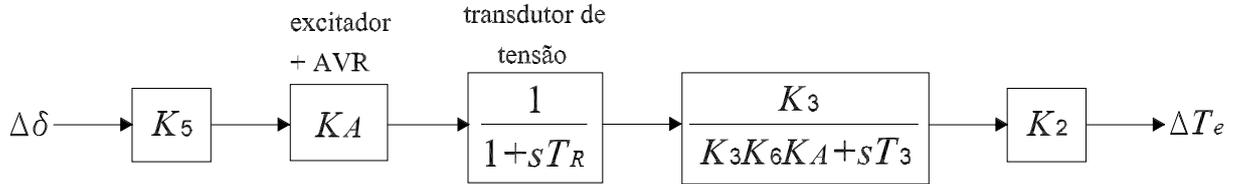


FIGURA 2.12: Diagrama de blocos equivalente sem a contribuição de K_4

A componente de torque de amortecimento pode ser calculada a partir da equação (2.37):

$$\Delta T_d = \frac{K_2 K_5 K_A \left(\frac{T_R + T_3}{K_3} \right) \omega}{\left(\frac{1}{K_3} + K_6 K_A - \omega^2 \frac{T_3 T_R}{K_3} \right)^2 + \omega^2 \left(\frac{T_R + T_3}{K_3} \right)^2} \quad (2.41)$$

Se $K_5 > 0$ então $\Delta T_d > 0$. Se $K_5 < 0$ então $\Delta T_d < 0$ e a componente de torque através de K_5 contribui com amortecimento negativo. Além disso, quanto maior K_A maior será o torque de amortecimento negativo. Por outro lado, sem o AVR o amortecimento é pequeno, como descrito anteriormente.

Quando $K_5 < 0$, o AVR é útil para fornecer torque de sincronização, mas por outro lado ele reduz drasticamente o amortecimento natural da máquina, que já é pequeno.

Uma solução inicial para contornar este problema era usar um valor baixo de K_A

para fornecer torque de sincronização sem cancelar inteiramente o amortecimento natural das máquinas estabilizadas. Contudo, a operação em certos casos pode se tornar extremamente oscilatória.

Uma solução é alcançada se for fornecido amortecimento por outros meios, como por exemplo através de sinais estabilizantes. Estes sinais são obtidos a partir de sinais derivados da velocidade da máquina, frequência e potência elétrica, que são usados como entrada de um controlador denominado estabilizador de sistema de potência (PSS, *do inglês Power System Stabilizer*). Esta abordagem, proposta no final da década de 60, foi adotada pela indústria como uma solução para os problemas de estabilidade dinâmica em sistemas de potência.

2.3.5 Análise do efeito do estabilizador de sistemas de potência

A função básica de um estabilizador de sistemas de potência (PSS, *do inglês Power System Stabilizer*) é incrementar amortecimento às oscilações do rotor do gerador síncrono, controlando seu sistema de excitação através de um sinal estabilizante. Para proporcionar amortecimento, o PSS deve produzir uma componente de torque elétrico em fase com as variações de velocidade do rotor da máquina, tal como mostra o diagrama de blocos da figura 2.13. Nesta figura a saída T_d representa o torque de amortecimento total e T_s o torque de sincronização do gerador. Estas componentes de torque foram analisadas nas seções anteriores. O torque adicionado pelo PSS é, idealmente $T_{PSS} = D_{PSS}\Delta\omega$, onde D_{PSS} é um fator de amortecimento.

O sinal de saída do PSS é aplicado ao ponto de soma do AVR. A tensão terminal é portanto modulada por este sinal variando a potência terminal, e produzindo, se a fase for correta, torque de amortecimento, tal como mostra a figura 2.14.

O candidato natural para o sinal adicional a ser usada como entrada ao PSS é o sinal de velocidade. Nesta seção, analisa-se o uso deste sinal para ilustrar alguns requisitos sobre o sinal a ser usado sobre a função de transferência do PSS.

Para o sinal estabilizante derivado da velocidade, deve-se determinar a função de transferência entre o sinal da variação de velocidade $\Delta\omega$, e o componente de torque correspondente. A figura 2.15 mostra o diagrama de blocos obtido a partir do modelo de Heffron-Phillips, relacionando esta componente de torque e $\Delta\omega$.

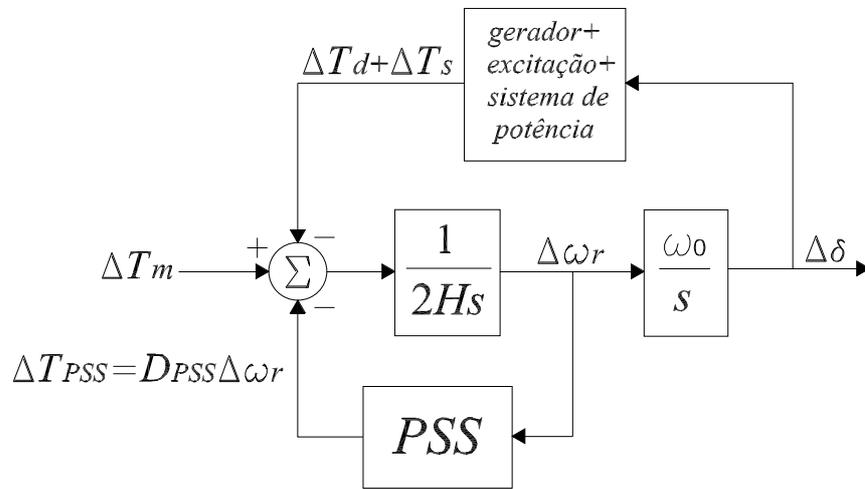


FIGURA 2.13: Diagrama de blocos do sistema com PSS

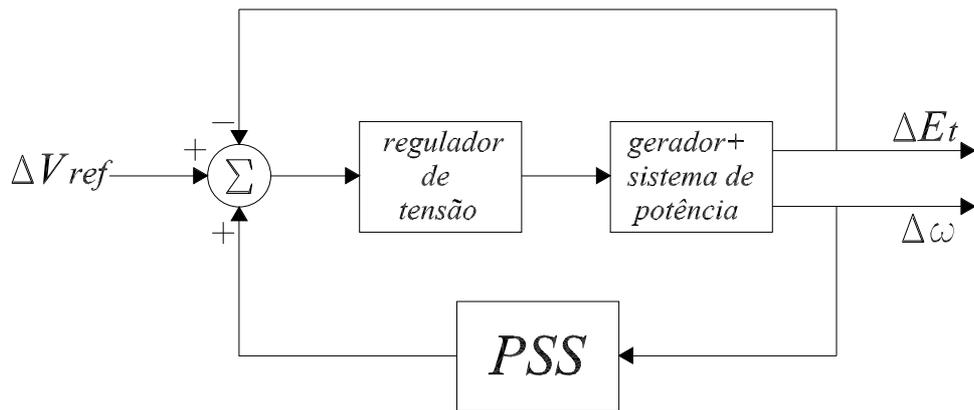


FIGURA 2.14: Diagrama de blocos do sistema com PSS

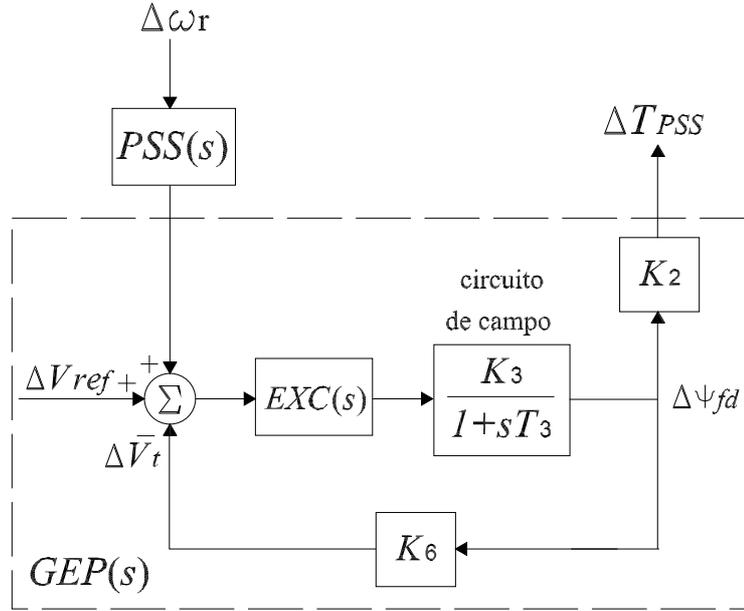


FIGURA 2.15: Diagrama de blocos do sistema GEP para o sistema máquina simples-barra infinita

Com as simplificações usadas para obter a equação (2.31) obtém-se:

$$\frac{\Delta T_{PSS}}{\Delta \omega} \approx \frac{K_2}{K_6} \frac{G_{PSS}(s)}{(1 + s \frac{T_3}{K_3 K_6 K_A})(1 + s T_R)} \quad (2.42)$$

Esta função de transferência, contudo, não é realizável. Portanto $G_{PSS}(s)$ deve ser sintetizada de modo a fornecer amortecimento sobre a faixa de frequências das oscilações a amortecer, isto é, uma função com suficiente avanço de fase para compensar uma parte significativa do atraso de fase devido à máquina e ao AVR.

Além disso, o sinal estabilizante não deve produzir efeitos ("offset") em regime permanente. Portanto, $G_{PSS}(s)$ deve tender a um sinal derivativo em baixas frequências. Deve-se considerar que existe um limite para a constante de tempo τ do atraso de fase associado ao avanço de fase ($\tau \approx 0.05 \text{seg.}$). Embora o sinal de velocidade tenha sido inicialmente empregado para derivar um sinal estabilizante, outros sinais poderiam ser usados, como sinais derivados da potência elétrica, frequência, etc.

A função básica dos sinais estabilizantes é estender as margens de estabilidade através da modulação da excitação do gerador de modo a fornecer amortecimento para as oscilações dos rotores das máquinas. Para fornecer amortecimento, o PSS deve

produzir uma componente de torque elétrico em fase com as variações de velocidade $\Delta\omega$.

Para fazer isso, a função de transferência do PSS deve compensar as características de ganho e fase do sistema de excitação, gerador e SEP, cuja função de transferência será representada por $GEP(s)$. O diagrama de blocos da figura 2.15 mostra as relações entre os torques aplicados no eixo do conjunto turbina-gerador, $\Delta\omega$ e $\Delta\delta$. Neste diagrama supõe-se que o sinal estabilizante é derivado da velocidade do eixo. Daqui obtém-se:

$$\frac{\Delta T_{PSS}(s)}{\Delta\omega} = \frac{\Delta T_{PSS}(s) V_{ref}}{\Delta V_{ref} \Delta\omega} = GEP(s) PSS_{\omega}(s) \triangleq P(s) \quad (2.43)$$

A figura 2.15 mostra o diagrama de blocos do $GEP(s)$ detalhado para o caso de uma única máquina conectada a uma barra infinita, onde $EXC(s)$ denota a função de transferência do sistema de excitação. Na análise desenvolvida nas seções anteriores considerou-se que:

$$EXC(s) = \frac{K_A}{1 + sT_R}$$

Como o PSS deve compensar o atraso de fase da função de transferência $GEP(s)$, o PSS ideal é da forma:

$$PSS_{\omega}(s) = \frac{D_{PSS}}{GEP(s)} \quad (2.44)$$

onde D_{PSS} fornece a contribuição desejada de amortecimento suprida pelo PSS.

Este estabilizador não é praticável, pois para compensar o atraso de fase de $GEP(s)$ são requeridos derivadores puros, o que introduziria altos ganhos em frequências elevadas. Na prática, um PSS convencional apresenta uma estrutura com um o mais blocos de avanço-atraso de fase, um filtro *wash-out*, e um ganho, tal como mostra o diagrama de blocos da figura 2.16.

A seguir apresenta-se em forma detalhada as características e funções de cada um dos elementos do PSS convencional.

Compensação em avanço de fase Para amortecer as oscilações do rotor do gerador, o PSS deve produzir uma componente de torque elétrico em fase com a variação de velocidade ($\Delta\omega r$), isso precisa de circuitos de avanço de fase para compensar o atraso de fase entre a entrada do sistema de excitação (saída do PSS) e o torque elétrico

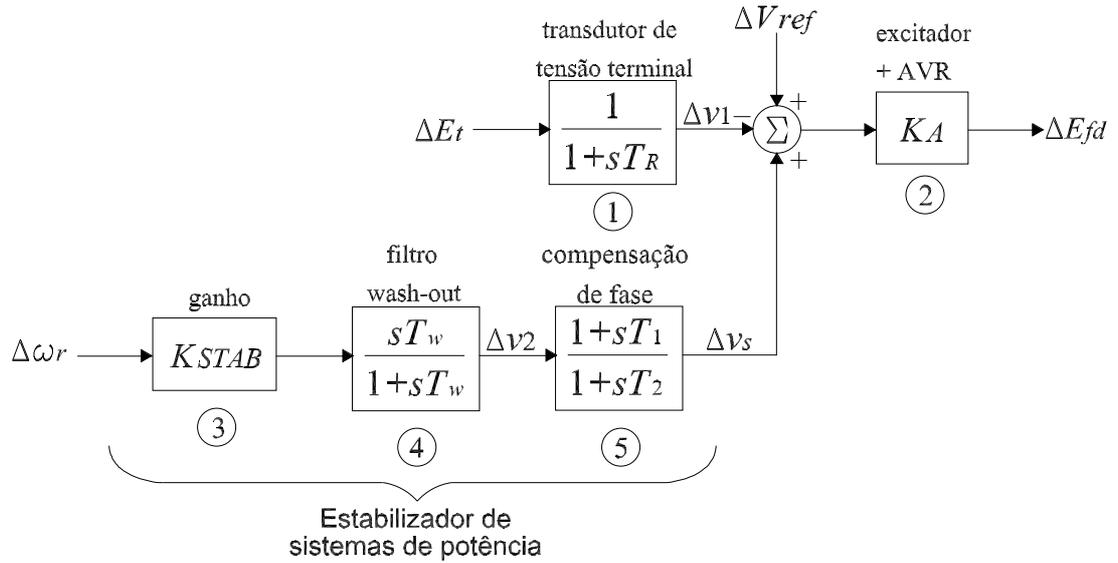


FIGURA 2.16: Sistema de excitação do tipo titistor com AVR e PSS

resultante. Para geradores hidráulicos com valores baixos da constante de tempo em circuito aberto do eixo "d", a compensação de fase requerida é pequena e o circuito de avanço de fase pode não ser necessário neste caso. O primeiro passo para determinar a compensação de fase é calcular a resposta em frequência entre a entrada do sistema de excitação e o torque elétrico do gerador. Entretanto, ao calcular esta resposta a velocidade do gerador e o ângulo do rotor devem manter-se constantes. Isso se deve ao fato de que, quando a excitação de um gerador é modulado, a mudança resultante no torque elétrico provoca variações na velocidade e o ângulo do rotor que afetam o torque elétrico. Como nosso interesse é principalmente a característica de fase entre a entrada ao sistema de excitação e o torque elétrico, o efeito de realimentação através de $\Delta\delta$ deve ser eliminado considerando a velocidade constante. Desta forma, a característica de fase como uma função da frequência é obtida por meio de uma inércia grande assumida para a máquina em estudo (100 vezes a inércia atual). Este fato assegura que a velocidade e o ângulo não mudem na faixa de frequência de importância para o projeto do estabilizador (0,1 a 3 Hz). A resposta em frequência requerida de qualquer máquina é sensível à impedância do equivalente de Thevenin em seus terminais. Mas, relativamente independente das dinâmicas das outras máquinas. Nesse sentido é apropriado que o resto das máquinas sejam assumidas como uma barra infinita. Isso tem o

efeito de eliminar as dinâmicas das outras máquinas no cálculo de resposta enquanto retém-se a impedância de Thevenin correta nos terminais da máquina em estudo. A característica de fase resultante tem uma forma relativamente simples livre dos efeitos das frequências naturais das máquinas externas.

O filtro *wash-out* O *wash-out* é um filtro passa-altas cuja finalidade é evitar câmbios permanentes na velocidade provocados pela variação na tensão de campo. O valor da constante de tempo do *wash-out* (Tw) deve ser suficientemente elevado para permitir que, sinais associados a oscilações na velocidade do rotor (na frequência de interesse) passem inalteráveis. Do ponto de vista da "função *wash-out*", o valor de Tw não é crítico e pode ser escolhido na faixa de 1 a 20 segundos. Portanto, para oscilações no modo local na faixa de 0.8 a 2 Hz., um *wash-out* com uma constante tempo de $Tw = 1.5\text{seg.}$, é satisfatório. Do ponto de vista de oscilações em baixa frequência (inter-área) é aceitável ter um *wash-out* com $Tw \geq 10\text{seg.}$, considerando que, constantes de tempo mais baixas provocam um avanço de fase significativo em baixas frequências, o que provoca uma redução na componente de torque de sincronização em frequências de oscilação típicas de modos inter-área, a menos que isso seja compensado em outra parte do sistema. Este efeito desincronizante é prejudicial para a estabilidade transitória inter-área e pode provocar que, as áreas oscilem, além disso, em forma isolada após uma perturbação.

Ganho do estabilizador ($Kstab$) O ganho do estabilizador ($Kstab$) tem um efeito significativo no amortecimento das oscilações do rotor da máquina. O valor deste ganho é escolhido avaliando seu efeito para uma ampla faixa de valores. O amortecimento é incrementado com um aumento no ganho do PSS até um ponto a partir do qual um incremento maior no ganho provocará uma redução do amortecimento. Idealmente o $Kstab$ deve ser igual a um valor correspondente a um máximo amortecimento. Entretanto, o ganho é frequentemente limitado por outras considerações. Com um PSS baseado em sinal de velocidade do eixo ($\Delta\omega r - PSS$) por causa do efeito do filtro torsional, a estabilidade no "modo de excitação" é uma consideração a superar. Com o $\Delta\omega r - PSS$ a estabilidade do modo de excitação não constitui mais problema, e um valor consideravelmente maior do ganho é aceitável para oferecer a compensação de avanço de fase, desde que, a mesma tenha sido escolhida para fornecer em forma satis-

fatória, características de fase em uma faixa de frequências que incluem todos os modos dominantes. Nestes casos, o valor máximo do ganho do estabilizador é provavelmente limitado por considerações práticas tais como o efeito do sinal de ruído. O ganho do estabilizador é normalmente igual ao valor que resulta em um alto amortecimento dos modos críticos do sistema sem comprometer a estabilidade de outros modos do sistema, ou provocar amplificação excessiva do sinal de ruído.

2.4 Efeitos do controle da excitação sobre a estabilidade do sistema

Nesta seção, serão analisados os efeitos e a importância do controle do sistema de excitação, sobre a estabilidade transitória e a estabilidade dinâmica em sistemas de potência. Neste contexto, se mostra que a interpretação adequada do processo de modelagem que leva ao modelo de Heffron-Phillips permite o entendimento da natureza dos torques desenvolvidos na máquina e a relação com o comportamento dinâmico do sistema na vizinhança do ponto de equilíbrio.

Neste contexto, os objetivos específicos do projeto de controle do sistema de excitação são:

- Maximização do amortecimento do modo local da planta assim como modos de oscilação inter-área sem comprometer a estabilidade de outros modos.
- Incremento da estabilidade transitória do sistema.
- Prevenção de efeitos adversos no desempenho do sistema durante maiores interferências do sistema que causam grandes variações de frequência.
- Minimização das conseqüências do mau funcionamento do sistema de excitação por causa das características de seus componentes.

2.4.1 Efeito do controle da excitação sobre a estabilidade transitória

Como já foi descrito na seção 2.2.2, a estabilidade transitória está relacionada a grandes perturbações que levam as variáveis do sistema a uma excursão tal que as não-linearidades devem ser consideradas. A equação (2.45) representa a potência elétrica transmitida por uma única máquina ligada a uma barra infinita através de uma impedância X_T

$$P_e = \frac{E' E_B}{X_T} \text{sen} \delta \quad (2.45)$$

onde E' é a tensão terminal da máquina, E_B é a tensão da barra infinita e δ é o ângulo do rotor em relação à barra infinita. Durante a perturbação, por exemplo um curto-circuito, pode haver uma considerável redução da tensão terminal, e subseqüentemente da potência elétrica transmitida P_e . Esta redução em P_e pode ser limitada pela ação rápida do sistema de excitação, forçando a tensão de campo para o valor máximo ("ceiling").

Do ponto de vista de estabilidade transitória, os atributos desejáveis do sistema de excitação são:

- rapidez de resposta, o que implica em baixas constantes de tempo do AVR e altos ganhos.
- alto valor de "ceiling".

Na estabilidade transitória, o que interessa é saber se o sistema é capaz de manter o sincronismo durante e logo após a perturbação. O primeiro ciclo é muito importante. Como os reguladores de velocidade não têm tempo de atuar, o sistema de excitação deve tentar tanto quanto possível reduzir a variação da potência elétrica de saída no período de interesse, de modo a reduzir a potência de aceleração.

Assim, o sistema de excitação pode ajudar a manter a estabilidade transitória de dois modos:

- Reduzindo a magnitude da primeira oscilação. Mesmo um sistema de excitação muito rápido apresenta um efeito limitado sobre a primeira oscilação.

- Amortecendo oscilações subseqüentes. A perda de sincronismo pode, em alguns casos, ocorrer em oscilações subseqüentes pelo batimento de curvas de ângulos. O sistema de excitação, através do uso de sinais estabilizadores, pode aumentar o amortecimento e evitar a perda de sincronismo.

2.4.2 Efeito do controle da excitação sobre a estabilidade a pequenos sinais

Como já foi visto na seção 2.2.1, a estabilidade a pequenos sinais está relacionada ao comportamento da trajetória do sistema em uma vizinhança do ponto de equilíbrio. As perturbações consideradas são pequenas e as equações do sistema podem ser linearizadas.

Um estudo de estabilidade dinâmica deve indicar se variações de carga ou variações na topologia do sistema resultam em um ponto de equilíbrio para o qual o sistema se ajusta com amortecimento suficiente. Nesta seção, serão mostrados os fatores que afetam as características do ponto de equilíbrio para o qual o sistema se ajusta com amortecimento suficiente. Em determinadas configurações, o sistema apresenta pequeno amortecimento ou até amortecimento negativo. Neste último caso, variações muito pequenas de carga levam a oscilações que crescem com o tempo.

Os sistemas de excitação modernos podem ser considerados como alguns dos fatores que provocam baixos amortecimentos do sistema. Assim, se por um lado eles são benéficos do ponto de vista da estabilidade transitória, estes sistemas de excitação podem ser prejudiciais quanto ao amortecimento das oscilações eletromecânicas, como será visto nas seções seguintes.

2.5 Modelagem de sistemas de potência multi-máquinas

Nesta seção, é apresentada uma representação em espaço de estados adotada para o controle descentralizado de sistemas interligados de grande porte (Ioannou 1986). Nesta configuração, a matriz de estados é representada pela soma de uma matriz composta por sub-sistemas desacoplados, e, outra matriz composta por todos os elementos fora da diagonal, que representam o efeito das interligações entre os diferentes sub-sistemas.

2.5.1 Diagrama geral de sistemas interligados em espaço de estados

Seja um sistema de grande porte linear e invariante no tempo, que consiste de N subsistemas interligados e onde o i -ésimo subsistema é descrito por

$$\dot{x}_i = A_i x_i + B_i u_i + F_i d_i + \sum_{j=1, j \neq i}^N A_{ij} x_j \quad (2.46)$$

$$y_i = C_i x_i \quad (2.47)$$

para $i=1,2,\dots,N$; onde, $x_i \in R^{k_i}$ é o vetor de estados, $u_i \in R^{r_i}$ é o vetor de controle, $d_i \in R^{k_i}$ é o vetor que representa uma perturbação limitada conhecida, $y_i \in R^{q_i}$ é o vetor de saída mensurável, e as matrizes A_i , B_i , F_i , A_{ij} e C_i tem dimensões compatíveis. Suponha-se que o trio (A_i, B_i, C_i) é controlável e observável. O sistema composto representado pelas equações (2.46) e (2.47) pode ser escrito na forma

$$\dot{x} = Ax + Bu + Fd + Hx \quad (2.48)$$

$$y = Cx \quad (2.49)$$

onde $x^T = [x_1^T, x_2^T, \dots, x_N^T]$, $u^T = [u_1^T, u_2^T, \dots, u_N^T]$, $d^T = [d_1^T, d_2^T, \dots, d_N^T]$ e $y^T = [y_1^T, y_2^T, \dots, y_N^T]$ são os vetores compostos de estado, controle, perturbação e saída respectivamente. As matrizes $A \in R^{n \times n}$, $B \in R^{n \times r}$, $F \in R^{n \times k}$ e $C \in R^{q \times n}$, são blocos diagonais onde $n = \sum_{i=1}^N n_i$, $r = \sum_{i=1}^N r_i$, $k = \sum_{i=1}^N k_i$, $q = \sum_{i=1}^N q_i$. A matriz $H \in R^{n \times n}$ possui blocos de zeros sobre a diagonal, blocos com as matrizes A_{ij} acima da diagonal e blocos com as matrizes A_{ji} embaixo da diagonal.

A análise de sistemas de potência práticos envolve a solução simultânea de equações representando:

- Máquinas síncronas, os seus sistemas de excitação associados e motores.
- Rede de interligação de transmissão.
- Cargas dinâmicas (motores) e estáticas.
- Outros equipamentos tais como elos HVDC, SVC's.

Para estudos de estabilidade do sistema é apropriado omitir a dinâmica da rede de transmissão e transitórios do estator da máquina. As dinâmicas dos circuitos do rotor, sistemas de excitação, motores e outros equipamentos são representados por equações diferenciais. Desta forma, o modelo do sistema completo resultante é constituído por um grande número de equações diferenciais ordinárias e algébricas.

Cada modelo de máquina é expressado em um sistema de referência $d-q$ que gira com seu rotor. Para a solução de equações da rede interligada, todas as tensões e correntes devem ser expressas em uma estrutura de referência comum. Usualmente, a estrutura de referência girando em velocidade síncrona é usada como essa referência comum. As equações de transformação de eixos são usadas para transformar as estruturas de referência da máquina individual $d-q$ à estrutura de referência comum $R-I$.

O eixo R da estrutura de referência comum é usualmente usada como a referência para a medição do ângulo do rotor da máquina. Para uma máquina representada em detalhe, incluindo dinâmicas de um ou mais circuitos do rotor, o ângulo do rotor δ é definido como o ângulo pelo qual o eixo q da máquina se adianta ao eixo R . Para uma máquina representada por um modelo clássico, o ângulo do rotor é o ângulo pelo qual a tensão E' se adianta ao eixo R . Em condições dinâmicas, o ângulo δ muda com a velocidade do rotor.

2.5.2 Formulação geral das equações de estado de sistemas de potência multi-máquinas

A formulação das equações de estado para a análise a pequenos sinais envolve o desenvolvimento de equações linearizadas em torno de um ponto de operação, e a eliminação de todas as variáveis, exceto as variáveis de estado. O procedimento geral é similar ao usado para um sistema máquina-barra infinita. Entretanto, a dificuldade de possibilitar a representação de redes de transmissão extensas, cargas, uma variedade de sistemas de excitação e modelos de motores, conexões HVDC, e SVC's torna o processo muito complexo. Portanto, a formulação das equações de estado requer um procedimento sistemático para o tratamento da ampla faixa de dispositivos. Este procedimento é descrito a seguir.

O modelo linearizado de cada dispositivo dinâmico é expresso da seguinte forma:

$$\dot{x}_i = A_i x_i + B_i \Delta v \quad (2.50)$$

$$\Delta i_i = C_i x_i - Y_i \Delta v \quad (2.51)$$

onde:

x_i : valores perturbados das variáveis de estado de cada dispositivo individual;

i_i : corrente de injeção na rede proveniente do equipamento;

v : vetor das tensões de barra da rede;

Nas equações (2.50) e (2.51), B_i e Y_i possuem elementos diferentes de zero correspondentes somente à tensão terminal do dispositivo e algumas tensões de barra remotas usadas para controlar o dispositivo. O vetor corrente i_i possui 2 elementos correspondentes aos componentes real e imaginário. De forma semelhante, o vetor tensão v possui 2 elementos por barra associados com o dispositivo. Tais equações de estado para todos os dispositivos dinâmicos no sistema podem ser combinados na forma

$$\dot{x} = A_D x + B_D \Delta v \quad (2.52)$$

$$\Delta i = C_D x - Y_D \Delta v \quad (2.53)$$

onde x é o vetor de estados do sistema completo, e A_D e C_D são matrizes de blocos diagonais compostas de A_i e C_i que são associadas com os dispositivos individuais.

A rede de interligação de transmissão é representada pela equação de nodal:

$$\Delta i = Y_N \Delta v \quad (2.54)$$

Os elementos de Y_N incluem os efeitos de cargas estáticas não-lineares como é mostrado adiante.

Igualando a equação (2.53) associada com os dispositivos e a equação (2.54) associada à rede, obtém-se

$$C_D x - Y_D \Delta v = Y_N \Delta v \quad (2.55)$$

daqui,

$$\Delta v = (Y_N + Y_D)^{-1} C_D x \quad (2.56)$$

Substituindo a expressão acima para Δv na equação (2.52) obtém-se a equação de estado do sistema global:

$$\dot{x} = A_D x + B_D (Y_N + Y_D)^{-1} C_D x = Ax \quad (2.57)$$

onde a matriz de estados A do sistema completo é dada por

$$A = A_D + B_D (Y_N + Y_D)^{-1} C_D \quad (2.58)$$

O método de construção das matrizes A_i, B_i, C_i e Y_i para a máquina síncrona e os seus controladores associados podem seguir a aproximação geral descrita nas seções prévias. Cargas e motores podem ser tratados de forma semelhante.

2.5.2.1 Representação de cargas estáticas

a Carga de impedância constante (linear):

A admitância do circuito secundário para a terra representando a carga é calculada como

$$G_L = \frac{P_{L0}}{V_0^2} \quad (2.59)$$

$$B_L = -\frac{Q_{L0}}{V_0^2} \quad (2.60)$$

onde:

P_{L0} : valor inicial da componente ativa de carga

Q_{L0} : valor inicial da componente reativa de carga

V_0 : valor inicial da magnitude de tensão de barra

b Carga não-linear:

A seguir considera-se a carga cujas características dependentes da tensão são representadas como

$$P_L = P_{L0} \left(\frac{V}{V_0} \right)^m \quad (2.61)$$

$$Q_L = Q_{L0} \left(\frac{V}{V_0} \right)^n \quad (2.62)$$

onde V é a magnitude da tensão de barra dada por

$$V = \sqrt{v_R^2 + v_I^2} \quad (2.63)$$

As componentes R e I da corrente de carga são

$$i_R = P_L \frac{v_R}{V^2} + Q_L \frac{v_I}{V^2} \quad (2.64)$$

$$i_I = P_L \frac{v_I}{V^2} - Q_L \frac{v_R}{V^2} \quad (2.65)$$

Linearizando as equações (2.64) e (2.65) obtém-se

$$\Delta i_R = \frac{v_{R0}}{V_0^2} \Delta P_L + \frac{v_{I0}}{V_0^2} \Delta Q_L + \frac{P_{L0}}{V_0^2} \Delta v_R + \frac{Q_{L0}}{V_0^2} \Delta v_I + (P_{L0} v_{R0} + Q_{L0} v_{I0}) \left(-\frac{2}{V_0^3} \right) \Delta V \quad (2.66)$$

$$\Delta i_I = \frac{v_{I0}}{V_0^2} \Delta P_L - \frac{v_{R0}}{V_0^2} \Delta Q_L + \frac{P_{L0}}{V_0^2} \Delta v_I - \frac{Q_{L0}}{V_0^2} \Delta v_R + (P_{L0} v_{I0} - Q_{L0} v_{R0}) \left(-\frac{2}{V_0^3} \right) \Delta V \quad (2.67)$$

onde

$$\Delta V = \frac{v_{R0}}{V_0} \Delta v_R + \frac{v_{I0}}{V_0} \Delta v_I \quad (2.68)$$

Assim sendo

$$\Delta P_L = m \frac{P_{L0}}{V_0} \Delta V \quad (2.69)$$

$$\Delta Q_L = n \frac{Q_{L0}}{V_0} \Delta V \quad (2.70)$$

A substituição das equações (2.68), (2.69) e (2.70) nas equações (2.66) e (2.67) produz:

$$\begin{bmatrix} \Delta i_R \\ \Delta i_I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{RR} & B_{RI} \\ -B_{IR} & G_{II} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_R \\ \Delta v_I \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

onde

$$G_{RR} = \frac{P_{L0}}{V_0^2} \left((m-2) \frac{v_{R0}^2}{V_0^2} + 1 \right) + \frac{Q_{L0}}{V_0^2} \left((n-2) \frac{v_{R0} v_{I0}}{V_0^2} \right) \quad (2.72)$$

$$B_{RI} = \frac{Q_{L0}}{V_0^2} \left((n-2) \frac{v_{I0}^2}{V_0^2} + 1 \right) + \frac{P_{L0}}{V_0^2} \left((m-2) \frac{v_{R0} v_{I0}}{V_0^2} \right) \quad (2.73)$$

$$B_{IR} = \frac{Q_{L0}}{V_0^2} \left((n-2) \frac{v_{R0}^2}{V_0^2} + 1 \right) - \frac{P_{L0}}{V_0^2} \left((m-2) \frac{v_{R0}v_{I0}}{V_0^2} \right) \quad (2.74)$$

$$G_{II} = \frac{P_{L0}}{V_0^2} \left((m-2) \frac{v_{I0}^2}{V_0^2} + 1 \right) - \frac{Q_{L0}}{V_0^2} \left((n-2) \frac{v_{R0}v_{I0}}{V_0^2} \right) \quad (2.75)$$

A matriz admitância equivalente da equação (2.71) que representa uma carga estática, pode ser diretamente implementada na matriz admitância da rede. Entretanto, a matriz admitância equivalente, que representa cargas não-lineares não é simétrica, e não representa uma admitância da derivação a terra, como no caso de uma carga de impedância constante.

2.5.2.2 Variáveis de estado redundantes

A formulação das equações de estado do sistema descritas na seção 2.5.2, utiliza variações absolutas na velocidade e no ângulo do rotor da máquina, como variáveis de estado. Com esta formulação, a matriz de estado de um sistema que não contém uma barra infinita, apresentará um ou dois autovalores iguais a zero.

Um destes autovalores iguais a zero é associado com a falta de unicidade da variação absoluta do ângulo do rotor. Em outras palavras, se os ângulos do rotor de todas as máquinas são incrementados por um valor constante, a estabilidade do sistema não é afetada. A redundância nos estados do ângulo do rotor, pode ser eliminada, escolhendo uma das máquinas como referência e expressando as variações no ângulo do rotor de todas as outras máquinas em relação a esta referência, da seguinte forma:

Para a máquina de referência R,

$$p\Delta\delta_R = 0 \quad (2.76)$$

para qualquer outra máquina i ($i = 1, \dots, n; i \neq R$),

$$p\Delta\delta_i = (\Delta\omega_r \text{maquina}i) - (\Delta\omega_r \text{maquina}R) \quad (2.77)$$

O segundo autovalor igual a zero existe se todos os torques do gerador são assumidos ser independentes das variações de velocidade, ou seja, se um termo de amortecimento representado por K_D não é incluído na equação de movimento e um regulador de velocidade não é representado. Além disso, este autovalor igual a zero pode ser evi-

tado, medindo as variações de velocidade com respeito a aquela de uma máquina de referência. Matematicamente, o processo de referir ângulos de rotor ou variações de velocidade em relação a uma máquina de referência, é equivalente a fazer uma transformação de similaridade.

Entretanto, os autovalores iguais a zero podem não ser calculados de forma exata, devido a discordâncias na solução do fluxo de potência e a precisão limitada de rotinas de cálculo de autovalores. Portanto, eles podem aparecer como pequenos autovalores.

2.5.3 Metodologia utilizada para a representação em espaço de estados de sistemas de potência multi-máquinas

No presente trabalho, para efeitos da aplicação do controle adaptativo na estabilização de um SEP multi-máquinas, foi utilizado o programa *PacDyn*, para gerar a representação em espaço de estados do sistema. A metodologia utilizada por este programa é baseada na utilização de equações do sistema aumentado, tal como é mostrado a seguir.

A equação básica que relaciona a matriz Jacobiana a um problema de autovalor generalizado é:

$$\begin{bmatrix} J_1 & J_2 \\ J_3 & J_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ r_u \end{bmatrix} = \lambda \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ r_u \end{bmatrix} \quad (2.78)$$

onde $[u^T, r_u^T]^T$ é o autovetor à direita aumentado associado a λ . O autovetor à esquerda aumentado pode ser expresso da mesma forma.

Desta forma, a representação em espaço de estados pode ser expressa como:

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{x} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_1 & J_2 \\ J_3 & J_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta r \end{bmatrix} + b_a u$$

$$y = \begin{bmatrix} c_x^T & c_r^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta r \end{bmatrix} = c_a^T x_a$$

onde, a matriz Jacobiana é formada pelas equações diferenciais das máquinas síncronas e as equações algébricas da malha elétrica, $x_a = [x^T \ r^T]^T$ é o vetor de estado aumentado, b_a é o vetor de entradas aumentado, e $c_a = [c_x^T \ c_r^T]$ é o vetor de saídas aumentado.

A vantagem de usar o sistema de equações aumentadas é que a matriz Jacobiana

é esparsa, o que permite o desenvolvimento de algoritmos eficientes que exploram esta característica.

2.6 Conclusões

Neste capítulo, é apresentado o conceito de estabilidade de ângulo de rotor da máquina síncrona em sistemas de potência. Neste contexto, é analisado o comportamento dinâmico do sistema máquina - barra infinita, representado pelo modelo linearizado de Heffron-Phillips.

A análise do modelo clássico do gerador ($\Delta\Psi_{fd} = 0$), mostra que, a variação do torque elétrico é composta por duas componentes, uma delas em fase com a variação do ângulo do rotor $\Delta\delta$ (*torque de sincronização*), e a outra em fase com a variação da velocidade do rotor da máquina $\Delta\omega$ (*torque de amortecimento*). Desta forma, para o sistema ser estável, é necessário que estas duas componentes sejam positivas. Um torque de sincronização negativo provoca uma instabilidade monotônica (não oscilatória) do sistema. Entretanto, um torque de amortecimento negativo provoca uma instabilidade que se manifesta através de oscilações crescentes que se sustentam ao longo do tempo.

Com o controle manual do sistema de excitação ($\Delta E_{fd} = 0$), as variações de fluxo de campo $\Delta\Psi_{fd}$ da máquina síncrona, são provocadas unicamente pelo efeito desmagnetizante da reação de armadura ($K_A\Delta\delta$). O efeito da variação do fluxo de campo nas componentes do torque de sincronização e do torque amortecimento, depende da frequência de oscilação do sistema. Porém, o efeito global de $\Delta\Psi_{fd}$ no sistema, é reduzir levemente a componente de torque de sincronização e incrementar a componente de torque de amortecimento.

O efeito da inclusão do AVR no sistema de excitação da máquina síncrona, é incrementar o torque de sincronização, mas por outro lado, ele elimina o amortecimento natural da máquina. Do ponto de vista de estabilidade transitória, é desejável um alto valor do ganho do AVR (K_A). Entretanto, uma restrição inicial ao ganho do AVR é imposta pela condição de operação da máquina em vazio. Uma prática comum na indústria é reduzir este ganho em frequências elevadas através do uso da TGR (Larsen & Swan 1981).

Com a inclusão do AVR, a instabilidade do sistema é provocada pela falta de torque de amortecimento. Desta forma, a função básica do PSS, é incrementar o amortecimento das oscilações do rotor do gerador síncrono, controlando seu sistema de excitação através de um sinal estabilizante. Para proporcionar amortecimento, o PSS deve produzir uma componente de torque elétrico em fase com as variações de velocidade do rotor da máquina.

Capítulo 3

Controle por Alocação de Pólos Adaptativo

3.1 Introdução

Dentro da literatura de controle adaptativo, existe uma classe de esquemas de controle adaptativo baseados em modelo de referência (*MRAC*) para plantas lineares invariantes no tempo (LTI, do inglês *Linear Time Invariant*) com zeros estáveis. A hipótese que a planta seja de fase mínima, isto é, que tenha zeros estáveis, é muito restritiva em muitas aplicações. Por exemplo, a aproximação de atrasos de tempo frequentemente encontrados em controle de áreas remotas em sistemas de potência, conduz a modelos de plantas com zeros instáveis.

Outra classe de métodos de controle que é utilizada no caso de plantas com parâmetros conhecidos, são aqueles que trocam os pólos da planta e não envolvem cancelamentos de pólos e zeros da planta. Estes são conhecidos como métodos por *alocação de pólos* e são aplicáveis a plantas lineares tanto de fase mínima como de fase não mínima. A combinação de uma lei de controle por alocação de pólos com um estimador paramétrico ou uma lei adaptativa conduz a um esquema *APPC* que pode ser usado para controlar uma ampla classe de plantas LTI com parâmetros desconhecidos.

Os esquemas *APPC* podem ser divididos em duas classes: esquemas *APPC* indiretos, onde a lei adaptativa gera estimativas *on-line* dos coeficientes da função de transferência da planta que são então usados para calcular os parâmetros da lei de

controle por alocação de pólos resolvendo uma certa equação algébrica; e os esquemas *APPC* diretos onde os parâmetros da lei de controle por alocação de pólos são gerados diretamente por uma lei adaptativa sem nenhum cálculo intermediário que envolva estimativas dos parâmetros da planta.

Os esquemas *APPC* diretos são restritos a plantas escalares e a classes especiais de plantas onde os parâmetros desejados do controlador por alocação de pólos podem ser expressos na forma de modelos paramétricos lineares ou bilineares. Esforços para desenvolver esquemas *APPC* diretos para uma classe geral de plantas lineares invariantes no tempo, conduzem a esquemas *APPC* onde ambos, os parâmetros da planta e os parâmetros do controlador são estimados *on-line*, simultaneamente (Elliot, Cristi & Das 1985)(Kreisselmeier 1989), conduzindo a um esquema de controle adaptativo muito complexo.

Por outro lado, os esquemas *APPC* indiretos, são aplicáveis a um grande número de plantas lineares que não precisam ser de fase mínima ou estáveis. A principal desvantagem do *APPC* indireto é a possível perda de estabilizabilidade da planta estimada, cujos parâmetros servem de base para o cálculo dos parâmetros do controlador. Esta desvantagem pode ser eliminada modificando os esquemas *APPC* indiretos ao custo de maior complexidade. Por causa de sua flexibilidade para escolher a metodologia de projeto do controlador (realimentação de estados, projeto de compensador, linear quadrático, etc.) e lei adaptativa (mínimos quadrados, gradiente ou tipo Lyapunov-SPR), o *APPC* indireto pertence à classe mais geral de esquemas de controle adaptativo. Além disso, esta classe inclui o MRAC indireto como um caso especial onde alguns dos pólos da planta são alocados para serem iguais aos zeros da planta a fim de facilitar o cancelamento pólo-zero requerido para o casamento da função de transferência. Na literatura de controle adaptativo, os esquemas *APPC* indiretos são também conhecidos como reguladores auto-ajustáveis (STR's *do inglês, self-tuning regulators*) para distinguir estes dos esquemas MRAC diretos.

No presente trabalho, o método *APPC* indireto é aplicado ao problema de estabilização de sistemas de potência, projetando-se um controlador de amortecimento adaptativo descentralizado para um gerador síncrono representado pelo modelo de Heffron-Phillips. Este método de controle foi escolhido principalmente por ser aplicável a plantas de fase não mínima, considerando que o modelo do gerador possui um zero

na origem.

3.2 Controle por Alocação de Pólos: Planta com Parâmetros Conhecidos

O projeto de controle adaptativo indireto consiste de três partes: a lei adaptativa que fornece estimativas *on-line* dos parâmetros da planta; o mapeamento entre os parâmetros estimados da planta e os parâmetros do controlador; e a lei de controle.

A forma da lei de controle e o mapeamento usado para calcular os parâmetros do controlador a partir dos parâmetros estimados da planta, são os mesmos que aqueles usados no caso de controle por alocação de pólos para plantas com parâmetros conhecidos sem a parte adaptativa.

Desta forma, o propósito desta seção é desenvolver uma lei de controle que possa atingir o objetivo de controle por alocação de pólos quando os parâmetros da planta são exatamente conhecidos. A forma desta lei de controle bem como o mapeamento entre os parâmetros da planta e do controlador serão usadas na seção 3.3, para projetar juntamente com a lei adaptativa, um controlador por alocação de pólos adaptativo.

3.2.1 Formulação do Problema

Seja a planta:

$$y_p = G_p(s)u_p, \quad G_p(s) = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (3.1)$$

onde $G_p(s)$ é uma função de transferência SISO estritamente própria e $A(s)$ é um polinômio mônico.

3.2.1.1 Objetivo de Controle

O objetivo de controle é projetar uma lei que permita alocar os pólos da malha fechada do sistema nas posições das raízes do polinômio $A^*(s)$. O polinômio $A^*(s)$ é escolhido em função das especificações de desempenho requeridas para a malha fechada.

Nesta metodologia, existem 2 hipóteses a serem satisfeitas pela planta:

- H1 : $A(s)$ é um polinômio mônico e seu grau n é conhecido

- H2 : $B(s)$ e $A(s)$ são polinômios coprimos com $\text{grau}(B(s)) < n$

Os polinômios $B(s)$ e $A(s)$ não precisam ser Hurwitz.

Em geral, especificando os pólos do sistema desejado em malha fechada como sendo as raízes do polinômio $A^*(s)$, pode se garantir a estabilidade da malha fechada e convergência da saída da planta y_p a zero desde que não exista nenhuma entrada externa.

O objetivo de controle por alocação de pólos pode ser estendido para executar rastreamento, onde y_p precisa seguir certa classe de sinais de referência y_m , usando o princípio do modelo interno (Ioannou & Sun 1996).

O sinal de referência $y_m \in \mathcal{L}_\infty$ satisfaz:

$$Q_m(s)y_m(s) = 0 \quad (3.2)$$

onde, o polinômio $Q_m(s)$ representa o modelo interno de y_m . Neste contexto, $Q_m(s)$ é um polinômio mônico conhecido de grau "q" com raízes não repetidas acima do eixo imaginário, que satisfaz:

- H3 : Os polinômios $Q_m(s)$, $B(s)$ são coprimos

Nesta seção, considera-se que os coeficientes de $B(s)$ e $A(s)$ (parâmetros da planta) são exatamente conhecidos, e que a partir deste fato, várias leis de controle podem ser propostas a fim de executar o objetivo de controle.

3.2.2 Aproximação Polinomial

Seja a lei de controle:

$$Q_m(s)L(s)u_p = -P(s)y_p + M(s)y_m \quad (3.3)$$

onde, $P(s)$, $L(s)$ e $M(s)$ são polinômios (com $L(s)$ mônico) de graus $(q + n - 1)$, $(n - 1)$, e $(q + n - 1)$ respectivamente, os mesmos que devem ser calculados a partir da equação característica do sistema em malha fechada, além disso, o polinômio $Q_m(s)$ deve satisfazer a equação (3.2) e a hipótese H3.

Substituindo a lei de controle dada pela equação (3.3) na equação da planta (3.1),

obtém-se o sistema em malha fechada:

$$y_p = \frac{B(s)M(s)}{L(s)Qm(s)A(s) + P(s)B(s)}y_m \quad (3.4)$$

cuja equação característica:

$$L(s)Qm(s)A(s) + P(s)B(s) = 0 \quad (3.5)$$

é de ordem $2n + q - 1$.

Aqui, o objetivo é determinar $P(s)$, $L(s)$ tal que:

$$L(s)Qm(s)A(s) + P(s)B(s) = A^*(s) \quad (3.6)$$

seja satisfeita para um polinômio mônico e Hurwitz $A^*(s)$ de grau $(2n + q - 1)$.

Como as hipóteses $H2$ e $H3$ garantem que $Q_m(s)$, $A(s)$, $B(s)$ são coprimos, o teorema 3.1 garante a existência e unicidade dos polinômios $L(s)$ e $P(s)$ que satisfazem a equação (3.6).

Teorema 3.1 (Ioannou & Sun 1996) *Se $a(s)$ e $b(s)$ são coprimos e de grau n_a e n_b respectivamente, onde $n_a > n_b$, então para algum polinômio arbitrário dado $a^*(s)$ de grau $n_{a^*} > n_a$, a equação polinomial*

$$a(s)l(s) + b(s)p(s) = a^*(s) \quad (3.7)$$

têm solução única $l(s)$ e $p(s)$ cujos graus n_l e n_p , satisfazem as restrições $n_l \leq \max(n_{a^} - n_a, n_b - 1)$, e $n_p < n_a$ respectivamente.*

A solução para os coeficientes de $L(s)$ e $P(s)$ da equação (3.6) pode ser obtida resolvendo a equação algébrica:

$$S_l \beta_l = \alpha_l^* \quad (3.8)$$

onde S_l é a matriz de Sylvester de $Q_m(s)A(s), B(s)$ de dimensão $2(n+q) * 2(n+q)$

$$\begin{aligned}\beta_l &= [l_q^T p^T]^T, \alpha_l^* = \underbrace{[0, \dots, 0, 1, \alpha^{*T}]^T}_q \\ l_q &= \underbrace{[0, \dots, 0, 1, l^T]^T}_q \in \mathbb{R}^{n+q} \\ l &= [l_{n-2}, l_{n-3}, \dots, l_1, l_0]^T \in \mathbb{R}^{n-1} \\ p &= [p_{n+q-1}, p_{n+q-2}, \dots, p_1, p_0]^T \in \mathbb{R}^{n+q} \\ \alpha^* &= [a_{2n+q-2}^*, a_{2n+q-3}^*, \dots, a_1^*, a_0^*]^T \in \mathbb{R}^{2n+q-1}\end{aligned}$$

onde, l_i, p_i, a_i^* são coeficientes de:

$$\begin{aligned}L(s) &= s^{n-1} + l_{n-2}s^{n-2} + \dots + l_1s + l_0 = s^{n-1} + l^T \alpha_{n-2}(s) \\ P(s) &= p_{n+q-1}s^{n+q-1} + p_{n+q-2}s^{n+q-2} + \dots + p_1s + p_0 = p^T \alpha_{n+q-1}(s) \\ A^*(s) &= s^{2n+q-1} + a_{2n+q-2}^*s^{2n+q-2} + \dots + a_1^*s + a_0^* = s^{2n+q-1} + \alpha^{*\top} \alpha_{2n+q-2}(s) \\ \Rightarrow \beta_l &= \underbrace{[0, \dots, 0, 1]}_q, \underbrace{[l_{n-2}, l_{n-3}, \dots, l_1, l_0]}_q, \underbrace{[p_{n+q-1}, p_{n+q-2}, \dots, p_1, p_0]}_q \in \mathbb{R}^{2(n+q)} \\ \Rightarrow a_l^* &= \underbrace{[0, \dots, 0, 1]}_q, \underbrace{[a_{2n+q-2}^*, a_{2n+q-3}^*, \dots, a_1^*, a_0^*]}_q \in \mathbb{R}^{2(n+q)}\end{aligned}$$

O fato de $Q_m(s)A(s)eB(s)$ serem coprimos, garante que S_l seja não singular. Desta forma, os coeficientes de $L(s), P(s)$ podem ser calculados a partir da equação:

$$\beta_l = S_l^{-1} \alpha_l^* \quad (3.9)$$

Usando a equação (3.6) o sistema em malha fechada é descrito por:

$$y_p = \frac{B(s)M(s)}{A^*(s)} y_m \quad (3.10)$$

Da mesma forma, a partir da equação da planta (3.1) e a lei de controle em (3.3) e (3.6), obtém-se:

$$u_p = \frac{A(s)M(s)}{A^*(s)} y_m \quad (3.11)$$

Desde que $y_m \in \mathcal{L}_\infty$ e $\frac{B(s)M(s)}{A^*(s)}, \frac{A(s)M(s)}{A^*(s)}$ são próprios com pólos estáveis, então $y_p, u_p \in \mathcal{L}_\infty$ para algum polinômio $M(s)$ de grau $n+q-1$. Desta forma, o objetivo

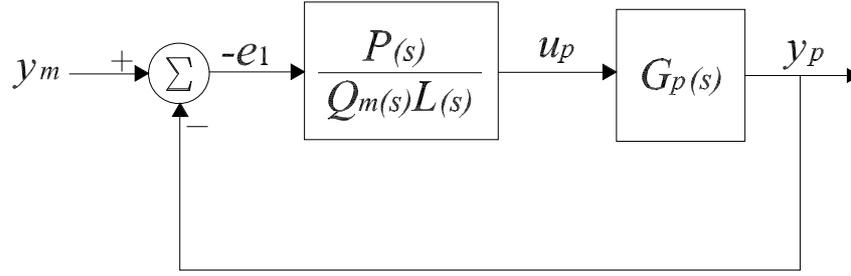


FIGURA 3.1: Diagrama de blocos do controle por alocação de pólos (PPC)

da alocação de pólos é alcançado pela lei de controle da equação (3.3) sem considerar restrições adicionais em $M(s)$, $Q_m(s)$.

- Quando $y_m = 0$ as equações (3.10) e (3.11) significa que y_p , u_p convergem exponencialmente a zero .
- Quando $y_m \neq 0$ o erro de rastreamento $e_1 = y_p - y_m$ é dado por:

$$e_1 = \frac{B(s)M(s) - A^*(s)}{A^*(s)}y_m = \frac{B(s)}{A^*(s)}(M(s) - P(s))y_m - \frac{L(s)A(s)}{A^*(s)}Q_m(s)y_m \quad (3.12)$$

Para fazer o erro de rastreamento $e_1 = 0$, a equação (3.12) sugere a escolha de $M(s) = P(s)$ para anular seu primeiro termo; o segundo termo desta equação é anulado usando $Q_m(s)y_m = 0$.

Devido a que $\frac{B(s)}{A^*(s)}$ e $\frac{L(s)A(s)}{A^*(s)}$ são próprios com pólos estáveis, tem-se que e_1 converge a zero exponencialmente. Desta forma, o objetivo de alocação de pólos e rastreamento é alcançado usando a lei de controle:

$$u_p = \frac{-P(s)}{Q_m(s)L(s)}(y_p - y_m) \quad (3.13)$$

a mesma que é implementada de acordo com a figura 3.1, usando $n + q - 1$ integradores para obter a realização de $C(s) = \frac{P(s)}{Q_m(s)L(s)}$. Desde que $L(s)$ pode não ser Hurwitz, a realização da equação (3.13) com $n + q - 1$ integradores pode ter uma função de transferência $C(s)$ com pólos instáveis. Uma realização alternativa da lei de controle

dada pela equação (3.13) é:

$$u_p = \frac{\Lambda(s) - L(s)Q_m(s)}{\Lambda(s)}u_p - \frac{P(s)}{\Lambda(s)}(y_p - y_m) \quad (3.14)$$

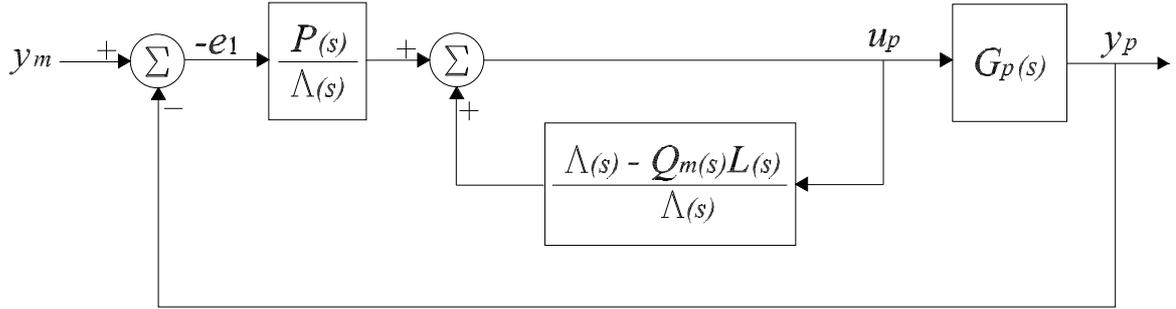


FIGURA 3.2: Realização alternativa do controle por alocação de pólos (PPC)

onde $\Lambda(s)$ é um polinômio Hurwitz mônico de grau $n + q - 1$, e a lei de controle da equação (3.14) é implementada de acordo com a figura 3.2, onde é preciso usar $2(n + q - 1)$ integradores para obter a realização das funções de transferência $\frac{\Lambda(s) - L(s)Q_m(s)}{\Lambda(s)}$ e $\frac{P(s)}{\Lambda(s)}$, as mesmas que são estáveis e próprias.

3.2.3 Exemplo de Estabilização do sistema máquina simples-barras infinita

Nesta seção, o método de controle por alocação de pólos apresentado na seção 3.2, é aplicado ao problema de estabilização de sistemas de potência, onde esta metodologia considera a planta com parâmetros conhecidos. Desta forma, projeta-se um controlador de amortecimento para o sistema máquina-barras infinita representado pelo modelo de Heffron-Phillips com sistema de excitação e AVR (equação (2.19)). Esta planta é de ordem $n = 4$ e grau relativo $n^* = 2$. Este método de controle foi escolhido principalmente por ser aplicável a plantas de fase não mínima, considerando que este modelo apresenta um zero na origem. Para efeitos de simulação considerou-se duas condições de operação do sistema:

Condição de operação 1: $P=0.9, Q=0.3$ (superexcitado), $E_t = 1.0 \angle 36^\circ, E_B=0.995 \angle 0^\circ$
 $K_1=0.7643; K_2=0.8649; K_3=0.323; K_4=1.4187; K_5=-0.1463; K_6=0.4168; T_3=2.365\text{seg.};$
 $T_R=0.02\text{seg.}; K_A=200; K_D=0; \omega_0=377\text{rad/seg.}; H=3.5\text{MW}\cdot\text{seg/MVA}; DT_m=0; DV_{\text{ref}}=0.$

Parâmetros da planta 1: $b_3 = 0; b_2 = 3.38; b_1 = 168.75; b_0 = 0; a_3 = 50.42; a_2 = 631.5; a_1 = 2067; a_0 = 33160.$

Condição de operação 2: $K_1=1.591; K_2=1.5; K_3=0.333; K_4=1.8; K_5=-0.12; K_6=0.3;$
 $T_3=1.91\text{seg.}; T_R=0.02\text{seg.}; \omega_0=377\text{rad/seg.}; H=3.0\text{MW}\cdot\text{seg/MVA}; K_A=200; K_D=0;$
 $DT_m=0; DV_{\text{ref}}=0.$

Parâmetros da planta 2: $b_3 = 0; b_2 = 8.72; b_1 = 435.87; b_0 = 0; a_3 = 50.52; a_2 = 649.21; a_1 = 5019.7; a_0 = 73129.$

A partir dos parâmetros da planta acima (para as 2 condições de operação) calculou-se os parâmetros do controlador (coeficientes de $L(s)$ e $P(s)$) usando a equação algébrica (3.9), a mesma que é equivalente a usar a equação Diophantina (3.6).

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ l_2 \\ l_1 \\ l_0 \\ p_3 \\ p_2 \\ p_1 \\ p_0 \end{bmatrix}}_{\beta_i} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_3 & 1 & 0 & 0 & b_3 & 0 & 0 & 0 \\ a_2 & a_3 & 1 & 0 & b_2 & b_3 & 0 & 0 \\ a_1 & a_2 & a_3 & 1 & b_1 & b_2 & b_3 & 0 \\ a_0 & a_1 & a_2 & a_3 & b_0 & b_1 & b_2 & b_3 \\ 0 & a_0 & a_1 & a_2 & 0 & b_0 & b_1 & b_2 \\ 0 & 0 & a_0 & a_1 & 0 & 0 & b_0 & b_1 \\ 0 & 0 & 0 & a_0 & 0 & 0 & 0 & b_0 \end{bmatrix}}_{S_i^{-1}}^{-1} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ a_6^* \\ a_5^* \\ a_4^* \\ a_3^* \\ a_2^* \\ a_1^* \\ a_0^* \end{bmatrix}}_{\alpha_i^*} \quad (3.15)$$

Na tabela 3.1, apresentam-se os resultados do projeto do controlador por alocação de pólos considerando os parâmetros da planta conhecidos. Para o projeto são adotadas duas condições de operação distintas considerando o sistema máquina-barras infinita, para cada uma das quais são calculados os parâmetros l_i e p_i do controlador, a partir da solução da equação algébrica (3.15).

TABELA 3.1: Planta e esquema PPC (parâmetros conhecidos).

Planta (modelo de Heffron-Phillips com sistema de excitação e AVR)	$y_p = \frac{B(s)}{A(s)}u_p, \quad y_p = \Delta\omega_r, \quad u_p = \Delta V_{pss}$ $\Delta\omega_{r(1)} = \frac{8.72s^2+435.87s}{s^4+50.52s^3+649.21s^2+5019.7s+73129}\Delta V_{pss(1)}$ $\Delta\omega_{r(2)} = \frac{3.375s^2+168.75s}{s^4+50.42s^3+631.5s^2+2067s+33160}\Delta V_{pss(2)}$
Entrada de referência	$Q_m(s)y_m = 0$
Cálculo	<p>De (3.15) calcula-se o vetor β_l de parâmetros do controlador:</p> $L(s)_{(1)} = s^3 + 53.78s^2 + 995.45s + 2054.2$ $P(s)_{(1)} = 9.41s^3 + 511.78s^2 + 2901.2s - 61658$ $\Rightarrow \beta_{l(1)} = [1 \ 53.78 \ 995.45 \ 2054.2 \ 9.41 \ 511.78 \ 2901.2 \ -61658]^T$ $\alpha_l^* = [1, a_6^*, a_5^*, a_4^*, a_3^*, a_2^*, a_1^*, a_0^*]^T$
Lei de controle (3.14)	$u_{p1} = \frac{-50.78s^2-992.5s-2053}{(s+1)^3}u_p + \frac{9.41s^3+511.8s^2+2901s-61660}{(s+1)^3}e_1$ $e_1 = y_p - y_m$
Variáveis de projeto	$A^*(s) = s^7 + a_6^*s^6 + a_5^*s^5 + a_4^*s^4 + a_3^*s^3 + a_2^*s^2 + a_1^*s + a_0^*$ $= (s + 30)(s + 20)(s + 18)(s + 16)(s + 14)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)$ <p>$\zeta = 0.40, \omega_n = 7.88$(par. desejados dos modos eletromecânicos)</p> $Q_m(s) = 1, y_m = 0$ (regulação a zero) <p>Filtro: $\Lambda(s) = (s + 1)^3$</p>

Da equação (3.15), pode se observar que a não singularidade da matriz S_l^{-1} torna-se uma condição necessária e suficiente para garantir a existência dos parâmetros do controlador que deveram cumprir o objetivo de controle especificado. Em geral, alocando os pólos do sistema em malha fechada nas raízes do polinômio $A^*(s)$, garante-se estabilidade do sistema em malha fechada e convergência do erro a zero, desde que não existam perturbações externas na entrada.

O polinômio $Q_m(s)$ é implementado quando o objetivo de controle é estendido para executar rastreamento do sinal de referência. Este polinômio representa o modelo interno de y_m (Ioannou & Sun 1996) e seu objetivo é eliminar os efeitos de perturbações externas no erro de rastreamento. Embora, o objetivo de controle no presente trabalho seja a estabilização da planta. Assim, não foi necessário implementar $Q_m(s)$, uma vez que o sinal de referência é $y_m = 0$.

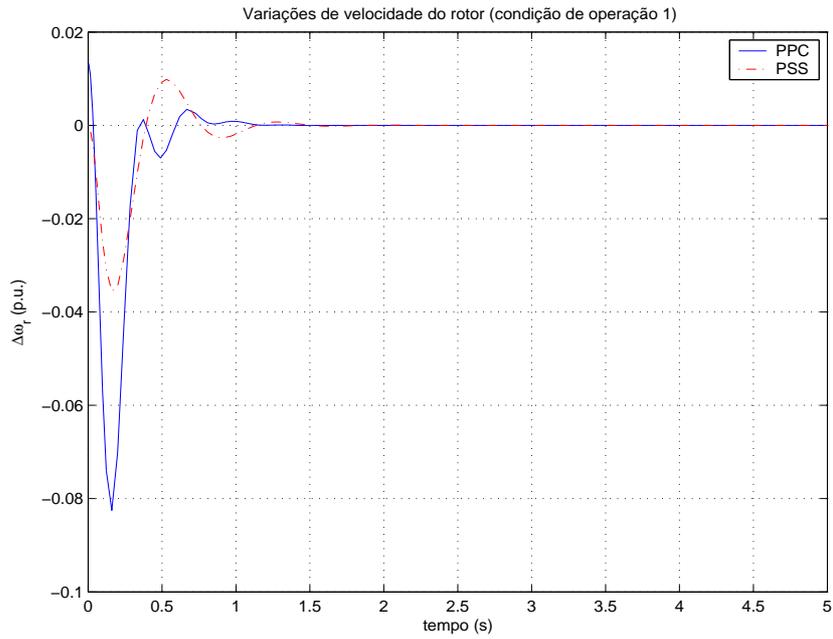


FIGURA 3.3: Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com PPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.

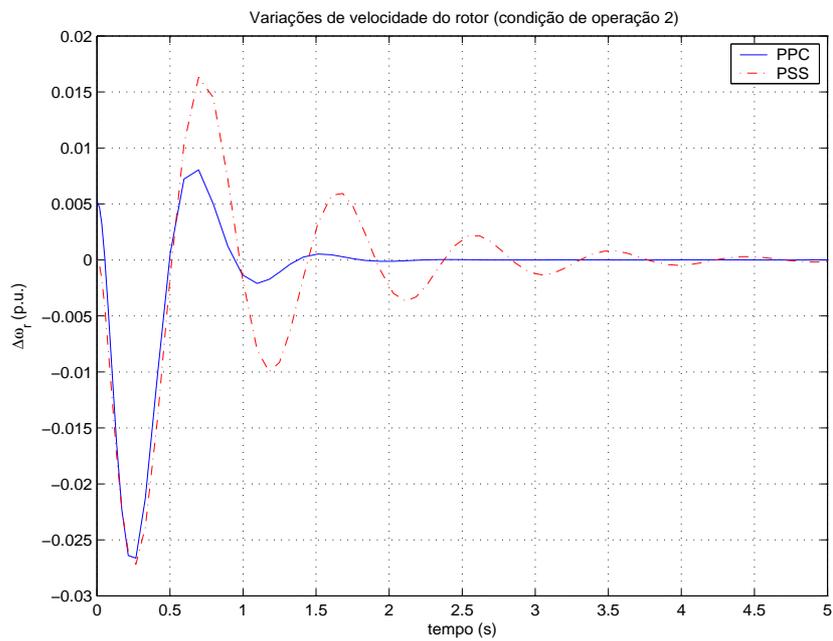


FIGURA 3.4: Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com PPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.

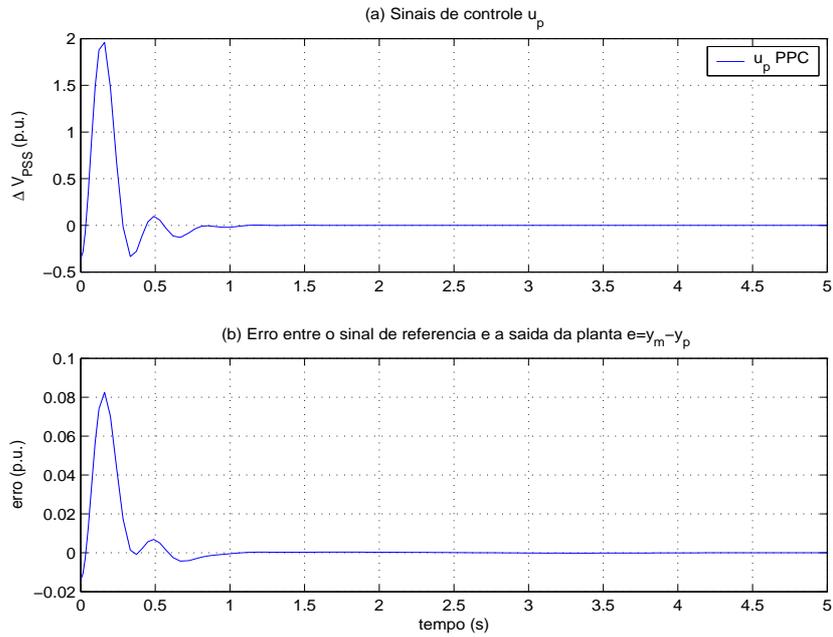


FIGURA 3.5: Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta com PPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.

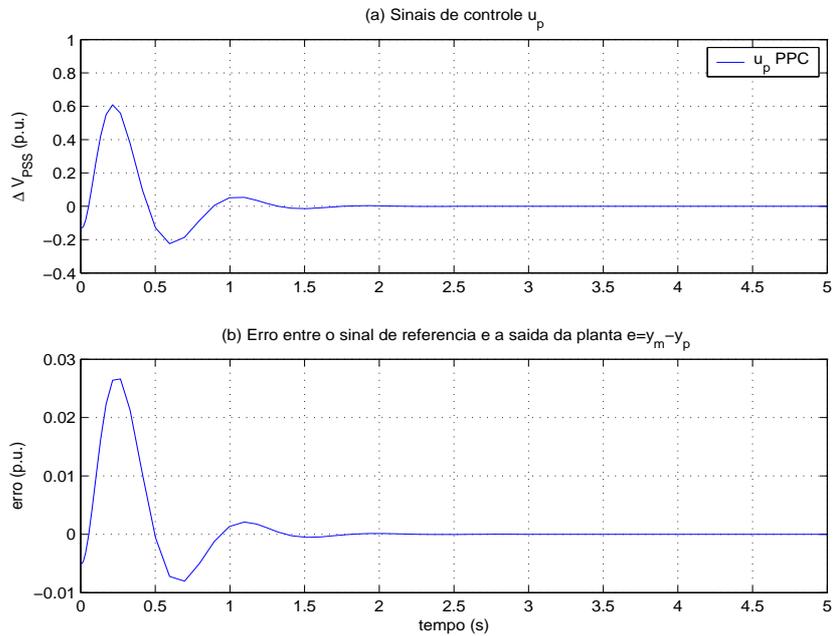


FIGURA 3.6: Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta com PPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.

As figuras 3.3 e 3.4 mostram as respostas de variações de velocidade de rotor do gerador síncrono, provocadas pelo efeito de condições iniciais diferentes a zero na planta. Estas respostas são comparadas com as respostas do mesmo sistema realimentado com um PSS convencional, e perturbado com um degrau unitário na entrada da tensão de referência. Nesta figura, pode se observar que o sistema com o controlador por alocação de pólos projetado para a condição de operação 1, apresenta um desempenho satisfatório no amortecimento das oscilações, frente à variação na condição de operação do sistema, em comparação com o PSS convencional. Em seguida, as figuras 3.5 e 3.6, mostram a convergência do sinal de controle e do erro $e = y_m - y_p$, para as condições de operação 1 e 2 respectivamente.

3.2.3.1 Estabilização do sistema com modelo reduzido

Nesta seção, projeta-se um controlador por alocação de pólos, considerando o modelo reduzido do sistema máquina-barras infinita apresentado na seção anterior. A redução foi realizada pelo método de frações parciais, considerando somente os pólos dominantes, desprezando-se desta forma as dinâmicas rápidas do sistema.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ l_0 \\ p_1 \\ p_0 \end{bmatrix}}_{\beta_i} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & 1 & b_1 & 0 \\ a_0 & a_1 & b_0 & b_1 \\ 0 & a_0 & 0 & b_0 \end{bmatrix}^{-1}}_{S_i^{-1}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ a_2^* \\ a_1^* \\ a_0^* \end{bmatrix}}_{\alpha_i^*} \quad (3.16)$$

TABELA 3.2: Planta (com modelo reduzido) e esquema PPC (parâmetros conhecidos).

Planta (modelo reduzido de Heffron-Phillips com sistema de excitação e AVR)	$y_p = \frac{B(s)}{A(s)}u_p, \quad y_p = \Delta\omega_r \quad u_p = \Delta V_{pss}$ $\Delta\omega_{r(1)} = \frac{0.4386s+3.459}{s^2-1.767s+117.1}\Delta V_{pss(1)}$ $\Delta\omega_{r(2)} = \frac{0.2136s+0.711}{s^2-1.01s+52.57}\Delta V_{pss(2)}$
Entrada de referência	$Q_m(s)y_m = 0$
Cálculo	<p>De (3.16) calcula-se o vetor β_l de parâmetros do controlador:</p> $L(s)_{(1)} = s + 8.52$ $P(s)_{(1)} = 41.14s + 243.04$ $\Rightarrow \beta_{l(1)} = [1 \ 8.52 \ 41.14 \ 243.04]^T$ $\alpha_l^* = [1, a_2^*, a_1^*, a_0^*]^T$
Lei de controle (3.14)	$u_{p(1)} = \frac{-7.52}{s+1}u_p + \frac{41.14s+243.04}{s+1}e_1$ $e_1 = y_p - y_m$
Variáveis de projeto	$A^*(s) = s^3 + a_2^*s^2 + a_1^*s + a_0^*$ $= (s + 1)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)$ <p>$\zeta = 0.40, \omega_n = 7.88$(par. desejados dos modos eletromecânicos)</p> $Q_m(s) = 1, y_m = 0$ (regulação a zero) <p>Filtro: $\Lambda(s) = (s + 1)$</p>

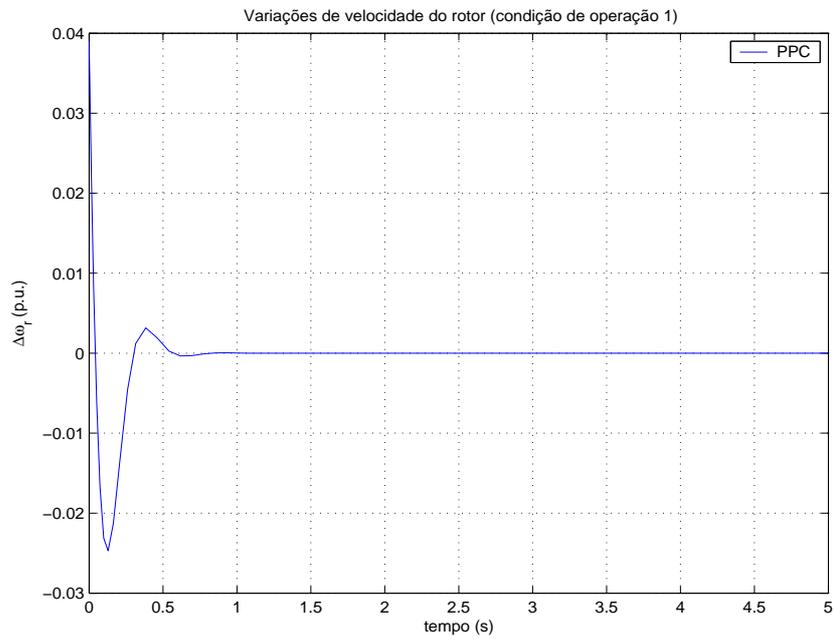


FIGURA 3.7: Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta reduzida com PPC e condições iniciais $x_0 = 0,01$ na planta reduzida. Cond. de operação 1.

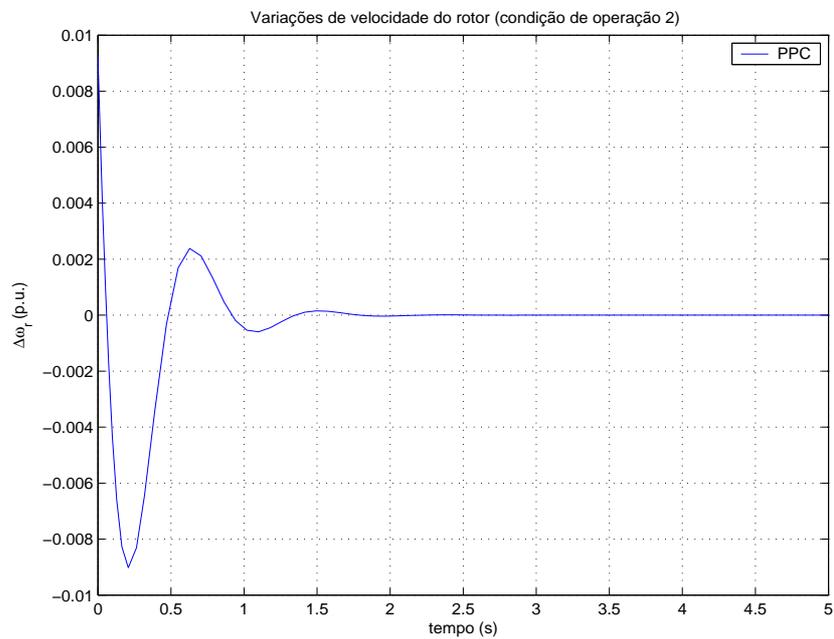


FIGURA 3.8: Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta reduzida com PPC e condições iniciais $x_0 = 0,01$ na planta reduzida. Cond. de operação 2.

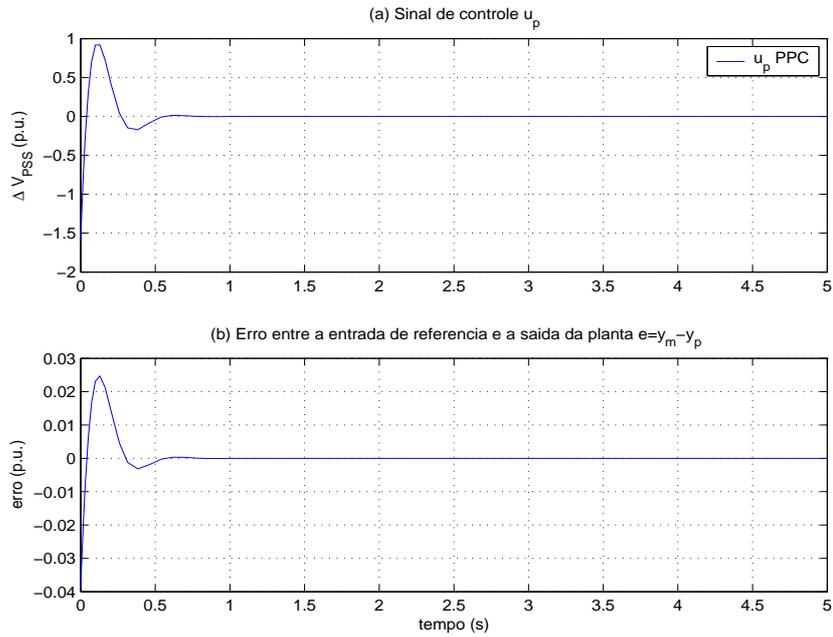


FIGURA 3.9: Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta reduzida com PPC e condições iniciais $x_0 = 0.01$ na planta reduzida. Cond.de operação 1.

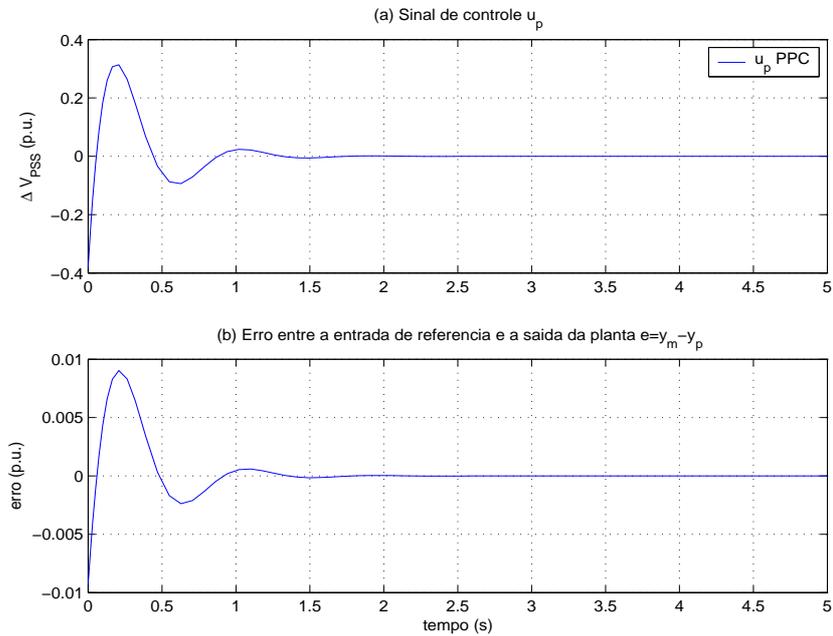


FIGURA 3.10: Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta reduzida com PPC e condições iniciais $x_0 = 0.01$ na planta reduzida. Cond.de operação 2.

As figuras 3.7 e 3.8 mostram as variações na velocidade do rotor do gerador síncrono, sendo o controlador projetado pelo método de alocação de pólos utilizando o modelo reduzido da planta. Esta planta apresenta os dois pólos dominantes (complexos conjugados) da planta original. Desta forma, é desprezado o efeito das dinâmicas rápidas na resposta do sistema. Ainda na figura, pode se observar uma resposta transitória satisfatória do sistema com o controlador de ordem reduzida, além de um bom desempenho no amortecimento dos pólos dominantes do sistema.

3.3 Controle por Alocação de Pólos Adaptativo Indireto

Considere-se a planta descrita pela equação (3.1), ou seja:

$$y_p = G_p(s)u_p, \quad G_p(s) = \frac{B(s)}{A(s)}$$

onde $A(s), B(s)$ satisfazem as hipóteses $H1$ e $H2$. O objetivo de controle é escolher u_p de modo que os pólos da malha fechada sejam alocados nas raízes da equação característica $A^*(s) = 0$, onde $A^*(s)$ é um polinômio Hurwitz mônico, e y_p é forçado a rastrear o sinal de referência $y_m \in \mathcal{L}_\infty$ cujo modelo interno é dado pelo polinômio $Q_m(s)$, ou seja,

$$Q_m(s)y_m = 0$$

é conhecido e satisfaz a hipótese $H3$.

Na seção anterior, assume-se que os parâmetros da planta (ou seja, os coeficientes de $B(s), A(s)$) são exatamente conhecidos. Para este caso, existem várias leis de controle que executam o objetivo de controle. Nesta seção, assume-se que $B(s), A(s)$ satisfazem as hipóteses $H1$ a $H3$. Embora seus coeficientes sejam constantes desconhecidas. Desta forma, utiliza-se o princípio da equivalência certa para projetar o esquema *APPC* para atingir o objetivo de controle. Com esta aproximação combina-se as leis de controle por alocação de pólos (*PPC*, do inglês *Pole Placement Control*) desenvolvidas na seção anterior para o caso de parâmetros conhecidos com a lei adaptativa que gera estimativas *on-line* para os parâmetros desconhecidos da planta. Neste contexto, o primeiro passo para desenvolver a lei adaptativa é expressar a equação (3.1) na forma de modelo

paramétrico, onde os coeficientes de $B(s)$, $A(s)$ aparecem numa forma linear, para posteriormente fazer a escolha da mesma. Na seção seguinte, ilustra-se o projeto da lei adaptativa para a planta da equação (3.1).

3.3.1 Modelo Paramétrico e Lei Adaptativa

Considere-se a equação da planta:

$$A(s)y_p = B(s)u_p$$

onde $A(s) = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0$, $B(s) = b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_1s + b_0$, que podem ser expressas na forma

$$[s^n + \theta_a^{*\top} \alpha_{n-1}(s)]y_p = \theta_b^{*\top} \alpha_{n-1}(s)u_p \quad (3.17)$$

onde $\alpha_{n-1}(s) = [s^{n-1}, \dots, s, 1]^T$ e $\theta_a^* = [a_{n-1}, \dots, a_0]^T$, $\theta_b^* = [b_{n-1}, \dots, b_0]^T$ são os vetores de parâmetros desconhecidos. Filtrando ambos lados da equação (3.17) com $\frac{1}{\Lambda_p(s)}$, onde $\Lambda_p(s) = s^n + \lambda_{n-1}s^{n-1} + \dots + \lambda_0$ é um polinômio Hurwitz, obtém-se

$$z = \theta_p^{*\top} \phi \quad (3.18)$$

onde $z = \frac{s^n}{\Lambda_p(s)}y_p$, $\theta_p^* = [\theta_b^{*\top}, \theta_a^{*\top}]^T$, $\phi = [\frac{\alpha_{n-1}^T(s)}{\Lambda_p(s)}u_p, \frac{\alpha_{n-1}^T(s)}{\Lambda_p(s)}y_p]^T$

Nota-se que, a equação (3.18) está na forma do modelo paramétrico linear. Desta forma, existem para este modelo uma ampla classe de leis adaptativas que podem ser selecionadas para estimar o vetor de parâmetros desconhecidos da planta θ_p^* .

Por outro lado, reescrevendo a equação da planta tem-se que:

$$y_p = (\Lambda_p - A(s))\frac{1}{\Lambda_p}y_p + B(s)\frac{1}{\Lambda_p}u_p$$

que conduz ao modelo paramétrico linear

$$y_p = \theta_\lambda^{*\top} \phi \quad (3.19)$$

onde $\theta_\lambda^* = [\theta_b^{*\top}, (\theta_a^* - \lambda_p)^T]^T$ e $\lambda_p = [\lambda_{n-1}, \lambda_{n-2}, \dots, \lambda_0]^T$ é o vetor de coeficientes de

$\Lambda_p(s) = s^n$. A equação (3.19) pode além disso ser usada para gerar uma ampla classe de leis adaptativas.

As parametrizações da planta nas equações (3.18) e (3.19) consideram que a planta é estritamente própria com ordem n conhecido porém com grau relativo desconhecido $n^* \geq 1$. Entretanto, o número de zeros da planta, ou seja, o grau de $B(s)$ é desconhecido. A fim de considerar a incerteza no número de zeros, parametriza-se $B(s)$ para ter grau $n - 1$, onde os coeficientes de s^i para $i = m + 1, m + 2, \dots, n - 1$ são iguais a zero e m é o grau de $B(s)$. Se $m < n - 1$ é conhecido, então a dimensão do vetor de parâmetros desconhecidos θ_p^* é reduzida a $n + m + 1$.

Em lugar de tratar com cada modelo paramétrico por separado, considera-se o modelo geral

$$z = W(s)\theta^{*\top}\psi \quad (3.20)$$

onde $W(s)$ é uma função de transferência própria com pólos estáveis, onde $z \in \mathbb{R}^1$, $\psi \in \mathbb{R}^{2n}$ são vetores de sinais disponíveis para medição. Desta forma, a equação (3.20) é utilizada para desenvolver a lei adaptativa para estimar o vetor dos parâmetros da planta θ^* *on-line*. Deve-se observar que, os modelos paramétricos apresentados nesta seção não consideram o efeito das condições iniciais da planta, porém este assunto é tratado na seção 3.3.1.2.

O que é crucial na equação (3.20) é o fato do vetor desconhecido θ^* aparecer linearmente na equação onde todos os outros sinais e parâmetros são exatamente conhecidos. Por causa disso, a equação (3.20) é conhecida como o *modelo paramétrico linear*. Na literatura, a equação (3.20) também tem sido conhecida como *modelo de regressão linear*. Na seção 3.3.1.1, apresenta-se a *lei adaptativa do gradiente* para estimar o vetor dos parâmetros da planta θ^* *on-line*. Para isso, assume-se que $W(s)$ é uma função de transferência própria conhecida, com pólos estáveis, sendo z e ψ disponíveis para medição.

3.3.1.1 Lei adaptativa do gradiente com normalização

Algumas leis adaptativas são projetadas sob a hipótese que o vetor de estados completo da planta é disponível para medição, a planta é estável, e a entrada da planta é limitada. Nesta seção, desenvolve-se a *lei adaptativa do gradiente com normalização do erro*, que não requer que a planta seja estável ou que a entrada da planta seja limitada a priori.

Alguns trabalhos em controle adaptativo na década de 60 (Landau 1979)(Narendra & L.E.McBride 1964) abordaram o uso de técnicas de otimização simples tais como o método do gradiente para minimizar um determinado custo de desempenho com respeito a alguns parâmetros ajustáveis. Apesar de seu sucesso em várias aplicações, estes enfoques perderam seu popularidade devido à falta de estabilidade no sentido global. Por causa disso, estes esquemas foram substituídos por novos esquemas baseados na teoria de Lyapunov. Contudo, o método gradiente, manteve sua popularidade como uma ferramenta para o projeto de leis adaptativas e é muito utilizado em sistemas adaptativos tanto em tempo discreto (Goodwin & Sin 1984) como contínuo. Técnicas utilizadas nas décadas de 70 e 80 que são baseadas nos métodos do gradiente já demonstram ter propriedades de estabilidade global. A diferença com relação aos novos métodos foram novas formulações do problema de estimação paramétrica e a seleção de diferentes funções de custo para minimizar.

Nesta seção, utiliza-se o método do gradiente e uma função de custo instantâneo para desenvolver leis adaptativas que permitam estimar o vetor dos parâmetros da planta θ^* no modelo paramétrico da equação (3.20)

$$z = W(s)\theta^{*\top}\psi$$

O uso do método do gradiente envolve o desenvolvimento de uma equação de erro de estimação algébrico que motiva a seleção de uma função de custo apropriada $J(\theta)$ que é convexa sobre o espaço de $\theta(t)$, a mesma que representa a estimativa de θ^* no instante de tempo t . Então, a função $J(\theta)$ é minimizada com respeito a θ para cada instante de tempo t usando o método do gradiente. A equação de erro algébrico é desenvolvida a seguir:

Como θ^* é constante, o modelo paramétrico da equação (3.20) pode ser escrito na forma

$$z = \theta^{*\top}\phi \tag{3.21}$$

onde $\phi = W(s)\psi$.

O modelo paramétrico da equação (3.21) tem sido bastante utilizada em controle adaptativo em tempo discreto. Em cada instante de tempo t , (3.21) é uma equação algébrica onde θ^* desconhecido aparece linearmente. A partir da simplicidade da

equação (3.21), uma ampla classe de leis adaptativas recursivas podem ser desenvolvidas.

Usando a equação (3.21), a estimativa \hat{z} de z no tempo t é gerada como

$$\hat{z} = \theta^T \phi$$

onde $\theta(t)$ é a estimativa de θ^* no tempo t . O erro de estimação normalizado ϵ é então calculado como

$$\epsilon = \frac{z - \hat{z}}{m^2} = \frac{z - \theta^T \phi}{m^2} \quad (3.22)$$

onde $m^2 = 1 + n_s^2$ e n_s é o sinal normalizante projetado de modo que

$$\frac{\phi}{m} \in \mathcal{L}_\infty(A1)$$

Uma escolha típica para n_s é $n_s^2 = \phi^T \phi$.

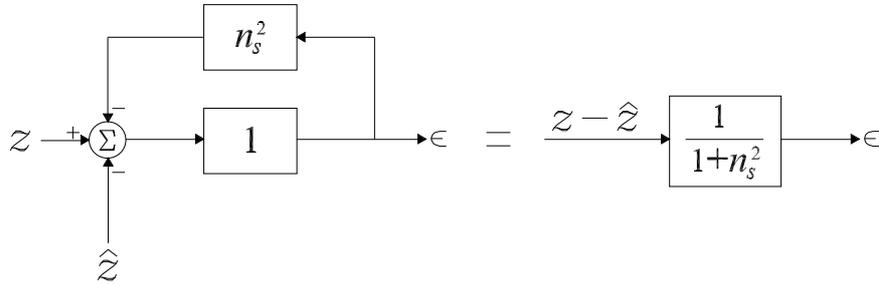


FIGURA 3.11: Diagramas de blocos equivalentes para gerar o erro de estimação normalizado quando $W(s)L(s) = 1$.

Para propósito de análise expressa-se ϵ como uma função do erro paramétrico $\tilde{\theta} \triangleq \theta - \theta^*$. Assim, substituindo por z na equação (3.22) obtém-se

$$\epsilon = -\frac{\tilde{\theta}^T \phi}{m^2} \quad (3.23)$$

Claramente o sinal $\epsilon m = -\tilde{\theta}^T \frac{\phi}{m}$ é uma medição razoável do erro paramétrico $\tilde{\theta}$ desde que para qualquer vetor de sinal continua por partes ϕ (não necessariamente limitado), um valor de ϵm grande implica um valor grande do erro paramétrico $\tilde{\theta}$. Várias leis

adaptativas para θ podem ser geradas usando o método de gradiente para minimizar uma ampla classe de funções de custo do erro ϵ com respeito a θ .

Existem duas funções de custo que despertam o interesse dentro da comunidade de controle adaptativo: função de custo instantâneo e função de custo integral. Neste trabalho foi considerada a primeira função, que será apresentada a seguir.

Função de custo instantâneo Considera-se a função de custo quadrático simples

$$J(\theta) = \frac{\epsilon^2 m^2}{2} = \frac{(z - \theta^T \phi)^2}{2m^2} \quad (3.24)$$

determinada a partir das equações (3.22) e (3.23), a mesma que deseja-se minimizar com respeito a θ . Devido à propriedade (A1) de m , $J(\theta)$ é convexa sobre o espaço de θ em cada instante de tempo t ; desta forma, o problema de minimização é apropriadamente proposto. Aplicando o método do gradiente, a trajetória de minimização $\theta(t)$ é gerada pela equação diferencial (3.25)

$$\dot{\theta} = -\Gamma \nabla J(\theta) \quad (3.25)$$

onde $\Gamma = \Gamma^T > 0$ é uma matriz de ponderação a qual refere-se como ganho adaptativo.

Da equação (3.24) obtém-se

$$\nabla J(\theta) = -\frac{(z - \theta^T \phi)\phi}{m^2} = \epsilon \phi$$

e, desta forma, a lei adaptativa para gerar $\theta(t)$ é dado por

$$\dot{\theta} = \Gamma \epsilon \phi \quad (3.26)$$

A equação (3.26) é referida como *algoritmo do gradiente*.

Observação 1 *A lei adaptativa da equação (3.26) apresenta a mesma forma que a desenvolvida usando a aproximação de projeto Lyapunov-SPR. Como é mostrado na literatura de controle adaptativo, a lei adaptativa da equação (3.26) resulta diretamente do método de projeto por Lyapunov considerando $L(s) = W^{-1}(s)$.*

Observação 2 *A convexidade de $J(\theta)$ garante a existência de um mínimo global simples definido por $\nabla J(\theta) = 0$. Resolvendo $\nabla J(\theta) = -\epsilon \phi = -\frac{z - \theta^T \phi}{m^2} \phi = 0$, ou seja,*

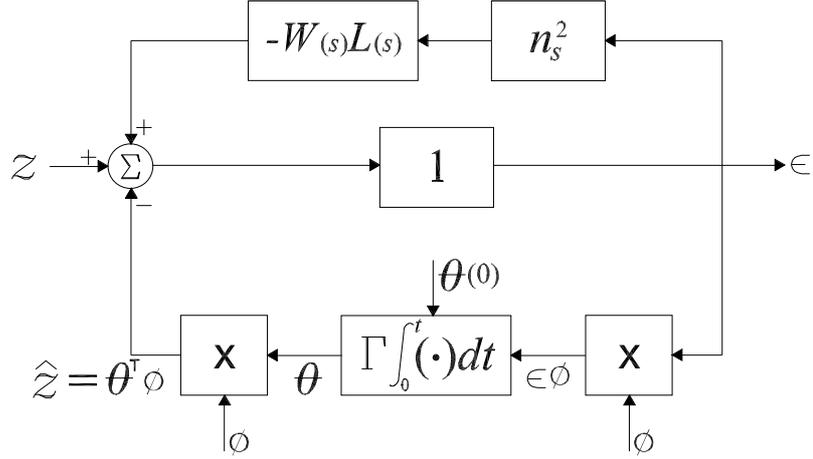


FIGURA 3.12: Diagrama de blocos para implementar a lei adaptativa (3.26) com erro de estimação normalizado.

$\phi z = \phi \phi^T \theta$, para θ resultará no algoritmo do gradiente não recursivo

$$\theta(t) = (\phi \phi^T)^{-1} \phi z$$

desde que $\phi \phi^T$ é não singular. Para $\phi \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ e $n > 1$, $\phi \phi^T$ é sempre singular, a seguinte expressão não recursiva baseada em N medições de dados pode ser usada:

$$\theta(t) = \left(\sum_{i=1}^N \phi(t_i) \phi^T(t_i) \right)^{-1} \sum_{i=1}^N \phi(t_i) z(t_i)$$

onde $t_i \leq t$, $i = 1, \dots, N$ são os instantes de tempo onde as medições de ϕ e z são obtidas.

Observação 3 O mínimo da função $J(\theta)$ corresponde a $\epsilon = 0$, que implica $\dot{\theta} = 0$ e o final da adaptação. A prova que $\theta(t)$ convergirá a uma trajetória que corresponde a ϵ pequeno em algum sentido não é diretamente garantida pelo método do gradiente. Uma análise do tipo Lyapunov é usada para estabelecer este resultado como é mostrado a seguir, na prova do teorema 3.2.

Teorema 3.2 (Ioannou & Sun 1996) A lei adaptativa da equação (3.26) garante que

(i) $\epsilon, \epsilon n_s, \theta, \dot{\theta} \in \mathcal{L}_\infty$

(ii) $\epsilon, \epsilon n_s, \dot{\theta} \in \mathcal{L}_2$

em forma independente da limitação do vetor sinal ϕ e

(iii) se $n_s, \phi \in \mathcal{L}_\infty$ e ϕ possui a propriedade de excitação persistente, então $\theta(t)$ converge exponencialmente a θ^* .

Prova: Sabendo que θ^* é constante, $\dot{\tilde{\theta}} = \dot{\theta}$ e a partir da equação (3.26) obtém-se:

$$\dot{\tilde{\theta}} = \Gamma \epsilon \phi \quad (3.27)$$

Escolhe-se a função de Lyapunov

$$V(\tilde{\theta}) = \frac{\tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta}}{2}$$

Diferenciando V com respeito ao tempo e a partir da equação (3.27), obtém-se

$$\dot{V} = \tilde{\theta}^T \phi \epsilon = -\epsilon^2 m^2 \leq 0 \quad (3.28)$$

onde a segunda desigualdade é obtida substituindo $\tilde{\theta}^T \phi = -\epsilon m^2$ da equação (3.23).

Daqui, $V, \tilde{\theta} \in \mathcal{L}_\infty$, este resultado junto com a equação (3.23), implica que $\epsilon, \epsilon m \in \mathcal{L}_\infty$.

A partir da equação (3.27) obtém-se:

$$|\dot{\tilde{\theta}}| = |\dot{\theta}| \leq \|\Gamma\| |\epsilon m| \frac{\phi}{m} \quad (3.29)$$

que junto com $\frac{\phi}{m} \in \mathcal{L}_\infty$ e $\epsilon m \in \mathcal{L}_2 \cap \mathcal{L}_\infty$ implica que $\dot{\theta} \in \mathcal{L}_2 \cap \mathcal{L}_\infty$ e a prova para (i) e (ii) é completada. ■

Observação 4 A propriedade $V(\tilde{\theta}) \geq 0$ e $\dot{V} \leq 0$ da função de Lyapunov implica que $\lim_{t \rightarrow \infty} V(\tilde{\theta}(t)) = V_\infty$. Contudo, isto não implica que, $\dot{V}(t)$ tende a zero para $t \rightarrow \infty$. Conseqüentemente, não é possível concluir que ϵ ou ϵm tende a zero para $t \rightarrow \infty$, ou seja, que o decaimento do gradiente alcança o mínimo global que corresponde a $\nabla J(\theta) = -\epsilon \phi = 0$. Se de qualquer modo, $\frac{\phi}{m}, \frac{\dot{m}}{m} \in \mathcal{L}_\infty$, pode se estabelecer que $\frac{d}{dt}(\epsilon m) \in \mathcal{L}_\infty$, que, junto com $\epsilon m \in \mathcal{L}_2$, implica que $\epsilon(t)m(t) \rightarrow 0$ para $t \rightarrow \infty$. Devido a que $m^2 = 1 + n_s^2$ obtém-se que $\epsilon(t) \rightarrow 0$ para $t \rightarrow \infty$ e da equação (3.29) obtém-se que $\dot{\theta}(t) \rightarrow 0$ para $t \rightarrow \infty$. Agora $|\nabla J(\theta)| \leq |\epsilon \phi| \leq |\epsilon m| \frac{|\phi|}{m}$, o que implica que

$|\nabla J(\theta(t))| \rightarrow 0$ para $t \rightarrow \infty$, ou seja, $\theta(t)$ converge a uma trajetória que corresponde a um mínimo global de $J(\theta)$ assintoticamente com o tempo desde que $\frac{\dot{\phi}}{m}, \frac{\dot{m}}{m} \in \mathcal{L}_\infty$.

Observação 5 Apesar do algoritmo do gradiente descrito pela equação (3.26), apresentar a mesma forma que a lei adaptativa baseada na metodologia de Lyapunov-SPR, suas propriedades são diferentes. Por exemplo, a lei adaptativa da equação (3.26) garante que $\dot{\theta} \in \mathcal{L}_\infty$ enquanto que tal propriedade não é demonstrada para a lei adaptativa baseada na aproximação de projeto por Lyapunov-SPR.

A velocidade de convergência dos parâmetros estimados a seus verdadeiros valores, quando $n_s, \phi \in \mathcal{L}_\infty$ e ϕ possui a propriedade de excitação persistente, e caracterizado na prova do teorema 3.2 (iii). Demonstra-se que:

$$\tilde{\theta}^T(t)\Gamma^{-1}\tilde{\theta}(t) \leq \gamma^n \tilde{\theta}^T(0)\Gamma^{-1}\tilde{\theta}(0) \quad (3.30)$$

onde $0 \leq t \leq nT_0$, n é um inteiro e

$$\gamma = 1 - \gamma_1, \quad \gamma_1 = \frac{2\alpha_0 T_0 \lambda_{\min}(\Gamma)}{2m_0 + \beta^4 T_0^2 \lambda_{\max}^2(\Gamma)}$$

onde α_0 é o nível de excitação de ϕ , $T_0 > 0$ é o tamanho do intervalo de tempo na definição de excitação persistente de ϕ , $m_0 = \sup_{t \geq 0} m^2(t)$ e $\beta = \sup_{t \geq 0} |\phi(t)|$. Foi estabelecido que $0 < \gamma < 1$. Quanto menor é o valor de γ , ou seja, quando maior é o valor de γ_1 , o erro paramétrico converge a zero mais rápido. As constantes α_0 , T_0 , β e possivelmente m_0 são todas independentes uma vez que todas elas dependem de $\phi(t)$. Portanto, o critério para escolher $\phi(t)$ não é definido em forma clara, se é possível incrementar o tamanho de γ_1 .

3.3.1.2 Efeito das condições iniciais

Na seção 3.3.1.1, foi desenvolvido um estimador paramétrico *on-line* para o modelo paramétrico linear

$$z = W(s)\theta^{*\top}\psi + \eta_0 \quad (3.31)$$

onde η_0 (o termo que decai exponencialmente a zero e que existe devido às condições iniciais), é assumido ser igual a zero. Por outro lado, η_0 satisfaz a equação

$$\begin{aligned}\dot{\omega}_0 &= \Lambda_c \omega_0, \omega_0(0) = B_0 x_0 \\ \eta_0 &= C_0^T \omega_0\end{aligned}\quad (3.32)$$

onde Λ_c é uma matriz estável, e x_0 é o valor inicial do estado da planta no instante $t = 0$.

A seguir, analisa-se o efeito de η_0 no algoritmo gradiente

$$\begin{aligned}\dot{\theta} &= \Gamma \epsilon \phi \\ \epsilon &= \frac{z - \hat{z}}{m^2}, \hat{z} = \theta^T \phi \\ \phi &= W(s)\psi\end{aligned}\quad (3.33)$$

que é desenvolvido para o modelo da equação (3.31) com $\eta_0 = 0$ na seção 3.3.1.1.

Primeiramente expressa-se a equação (3.33) em termos do erro paramétrico $\tilde{\theta} = \theta - \theta^*$, ou seja,

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\theta}} &= \Gamma \epsilon \phi \\ \epsilon &= \frac{z - \hat{z}}{m^2} = \frac{-\tilde{\theta}^T \phi + \eta_0}{m^2}\end{aligned}\quad (3.34)$$

Pode-se apreciar claramente que η_0 atua como uma perturbação no erro de estimação normalizado e, portanto, na lei adaptativa para θ . A questão que surge agora é se η_0 afetará as propriedades da equação (3.33) como foi descrito anteriormente pelo teorema 3.2. A resposta a esta questão é dada por

Ao invés da função de Lyapunov

$$V(\tilde{\theta}) = \frac{\tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta}}{2}$$

usada no caso em que $\eta_0 = 0$, propõe-se a função

$$V(\tilde{\theta}, \omega_0) = \frac{\tilde{\theta}^T \Gamma^{-1} \tilde{\theta}}{2} + \omega_0^T P_0 \omega_0$$

onde $P_0 = P_0^T > 0$ satisfaz a equação de Lyapunov

$$P_0 \Lambda_c + \Lambda_c^T P_0 = -\gamma_0 I$$

para algum $\gamma_0 > 0$ a ser escolhido. Então junto à solução da equação (3.33) obtém-se

$$\dot{V} = \tilde{\theta}^T \phi \epsilon - \gamma_0 |\omega_0|^2 = -\epsilon^2 m^2 + \epsilon \eta_0 - \gamma_0 |\omega_0|^2$$

Sabendo que $\eta_0 = C_0^T \omega_0$ obtém-se

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -\epsilon^2 m^2 + |\epsilon| |C_0^T| |\omega_0| - \gamma_0 |\omega_0|^2 \\ &\leq -\frac{\epsilon^2 m^2}{2} - \frac{1}{2} \left(\epsilon m - |C_0^T| \frac{|\omega_0|}{m} \right)^2 - |\omega_0|^2 \left(\gamma_0 - \frac{|C_0^T|^2}{2m^2} \right) \end{aligned}$$

Escolhendo $\gamma_0 \geq \frac{|C_0^T|^2}{2}$ obtém-se

$$\dot{V} \leq -\frac{\epsilon^2 m^2}{2} \leq 0 \quad (3.35)$$

o que implica que $\tilde{\theta} \in \mathcal{L}_\infty$, $\epsilon m \in \mathcal{L}_2$. Devido a que $\eta_0 \in \mathcal{L}_\infty \cap \mathcal{L}_2$ e $\frac{\phi}{m} \in \mathcal{L}_\infty$ obtém-se $\epsilon, \epsilon m, \dot{\theta} \in \mathcal{L}_\infty \cap \mathcal{L}_2$. Daqui, (i) e (ii) do teorema 3.2, além disso, são válidos quando $\eta_0 \neq 0$. De forma similar, pode se mostrar que $\eta_0 \neq 0$ não afeta (iii) do teorema 3.2. Como em cada sistema dinâmico, $\eta_0 \neq 0$ afetará a resposta transitória de $\theta(t)$ dependendo da rapidez com que $\eta_0(t) \rightarrow 0$ para $t \rightarrow \infty$.

O procedimento acima pode ser aplicado a outras aproximações (Lyapunov-SPR, mínimos quadrados, etc.) além do algoritmo do gradiente, para estabelecer que as condições iniciais não afetam às propriedades das leis adaptativas desenvolvidas sob a hipótese das condições iniciais iguais a zero.

3.3.2 Aproximação Polinomial

Considere-se a planta de ordem n :

$$y_p = \frac{B(s)}{A(s)} u_p$$

onde $B(s), A(s)$ satisfazem as hipóteses $H1$, $H2$, e $H3$ com o mesmo objetivo de controle como no caso PPC da seção anterior, exceto que neste caso os coeficientes de $B(s), A(s)$ são desconhecidos. O método *APPC* que encontra o objetivo de controle para a planta desconhecida é uma combinação da lei de controle (3.14), com a lei adaptativa baseada no modelo paramétrico (3.18) ou (3.19). A lei adaptativa gera estimativas *on-line* θ_a, θ_b dos vetores de coeficientes, θ_a^* de $A(s) = s^n + \theta_a^{*\top} \alpha_{n-1}(s)$ e θ_b^* de $B(s) = \theta_b^{*\top} \alpha_{n-1}(s)$ respectivamente, para formar os polinômios da planta estimada

$$\begin{aligned}\hat{A}(s, t) &= s^n + \theta_a^T \alpha_{n-1}(s) \\ \hat{B}(s, t) &= \theta_b^T \alpha_{n-1}(s)\end{aligned}$$

Os polinômios da planta estimada são usados para calcular os polinômios do controlador a ser estimado $\hat{L}(s, t), \hat{P}(s, t)$ resolvendo-se a equação Diophantina

$$\hat{L}Q_m \hat{A} + \hat{P} \hat{B} = A^* \quad (3.36)$$

para \hat{L}, \hat{P} variantes no tempo ou a equação algébrica

$$\hat{S}_l \hat{\beta}_l = \alpha_l^* \quad (3.37)$$

para $\hat{\beta}_l$, onde \hat{S}_l é a matriz de Sylvester de $\hat{A}Q_m, \hat{B}$; $\hat{\beta}_l$ contém os coeficientes de \hat{L}, \hat{P} ; e α_l^* contém os coeficientes de $A^*(s)$. A lei de controle no caso de parâmetros desconhecidos é então formada como

$$u_p = (\Lambda - \hat{L}Q_m) \frac{1}{\Lambda} u_p - \hat{P} \frac{1}{\Lambda} (y_p - y_m) \quad (3.38)$$

A partir desta análise diferentes leis adaptativas podem ser formuladas. Logo, uma ampla classe de esquemas *APPC* podem ser desenvolvidos. Neste trabalho, apresenta-se um esquema *APPC* baseado no *algoritmo do gradiente*.

A implementação do esquema *APPC* requer que a solução da equação polinomial (3.36) para \hat{L}, \hat{P} ou a equação algébrica (3.37) para β_l exista em cada instante de tempo. A existência desta solução é garantida desde que $\hat{A}(s, t)Q_m(s), \hat{B}(s, t)$ sejam coprimos em cada instante de tempo t , ou seja, a matriz de Sylvester $\hat{S}_l(t)$ é não singular em

cada instante de tempo t . De fato, para os vetores de coeficientes l, p dos polinômios \hat{L}, \hat{P} ser uniformemente limitados para estimativas limitadas dos parâmetros da planta θ_p , os polinômios $\hat{A}(s, t)Q_m(s), \hat{B}(s, t)$ devem ser robustamente coprimos o que implica que sua matriz de Sylvester deve satisfazer

$$|\det(S_l(t))| \geq v_0 > 0$$

para alguma constante v_0 em cada instante de tempo t . De modo que, uma condição robusta não pode ser garantida pela lei adaptativa sem algumas modificações adicionais, dando origem ao chamado problema de "estabilizabilidade" ou "admissibilidade". O problema de estabilizabilidade aparece do fato que a lei de controle é escolhida para estabilizar a planta estimada (caracterizada por $\hat{B}(s, t), \hat{A}(s, t)$) em cada instante de tempo. Para que exista esta lei de controle, a planta estimada deve satisfazer as condições usuais de observabilidade, controlabilidade que, neste caso, se traduz na condição equivalente de $\hat{A}(s, t)Q_m(s), \hat{B}(s, t)$ serem coprimas.

Teorema 3.3 (*Ioannou & Sun 1996*) *Assume-se que os polinômios da planta estimada $\hat{A}(s, t)Q_m(s), \hat{B}(s, t)$ são robustamente coprimos em cada instante de tempo t . Então todos os sinais no esquema APPC (apresentado nesta seção) em malha fechada são uniformemente limitados e o erro de rastreamento converge a zero assintoticamente com o tempo. O mesmo resultado mantém-se, caso o algoritmo do gradiente seja substituído por outra lei adaptativa.*

Prova: A prova do teorema 3.3 é resumida nos seguintes passos:

1. *Manipular as equações da lei de controle e do erro de estimação para expressar a entrada u_p e saída y_p da planta em termos do erro de estimação. Este passo conduz às seguintes equações:*

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(t)x + b_1(t)\epsilon m^2 + b_2\bar{y}_m \\ u_p &= C_1^T x + d_1\epsilon m^2 + d_2\bar{y}_m \\ y_p &= C_2^T x + d_3\epsilon m^2 + d_4\bar{y}_m \end{aligned} \quad (3.39)$$

onde $\bar{y}_m \in \mathcal{L}_\infty$ são uniformemente limitadas, devido à limitação da planta esti-

mada e os parâmetros do controlador (o que é garantido pela lei adaptativa e a hipótese de estabilizabilidade); b_2 é um vetor constante; C_1 e C_2 são vetores cujos elementos são uniformemente limitados; e d_1 a d_4 são escalares uniformemente limitados.

2. *Estabelecer a condição exponencialmente estável da parte homogênea da equação (3.39).* A matriz $A(t)$ tem autovalores estáveis em cada instante de tempo fixo t que são iguais às raízes de $A^*(s) = 0$. Além disso, $\dot{\theta}_p, \dot{l}, \dot{p} \in \mathcal{L}_2$ (garantido pela lei adaptativa e a hipótese de estabilizabilidade), implica que $\|\dot{A}(t)\| \in \mathcal{L}_2$. Desta forma, utilizando o teorema 3.4, conclui-se que a parte homogênea da equação (3.39) é uniformemente assintoticamente estável.
3. *Usar as propriedades da norma $\mathcal{L}_{2\delta}$ e o lema de Bellman Gronwall para estabelecer a condição de limitação.* Isto permite que $m_f^2 \triangleq 1 + \|u_p\|^2 + \|y_p\|^2$ onde $\|\cdot\|$ denota a norma $\mathcal{L}_{2\delta}$. Usando os resultados estabelecidos nos passos 1 e 2 e as propriedades de normalização de m_f , pode se mostrar que

$$m_f^2 \leq c\|\epsilon m m_f\|^2 + c \quad (3.40)$$

que implica que

$$m_f^2 \leq c \int_0^t e^{-\delta(t-\tau)} \epsilon^2 m^2 m_f^2 d\tau + c \quad (3.41)$$

Desde que $\epsilon m \in \mathcal{L}_2$, a condição de limitação de m_f , deduz-se a partir do lema de Bellman Gronwall. Usando a condição de limitação de m_f , pode se estabelecer a limitação de todos os sinais na planta em malha fechada.

4. *Estabelecer que o erro de rastreamento e_1 converge a zero.* A convergência de e_1 a zero é deduzida usando as equações de controle e do erro de estimação para expressar e_1 como a saída de sistemas *LTI* próprios estáveis cujas entradas estão em $\mathcal{L}_2 \cap \mathcal{L}_\infty$.

■

A análise de estabilidade da metodologia de controle adaptativo por alocação de pólos indireto é baseado nos lemas e no corolário apresentados a seguir.

Teorema 3.4 (Ioannou & Sun 1996) *Seja o sistema:*

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) \quad (3.42)$$

Permita-se que, os elementos de $A(t)$ na equação (3.42) sejam funções do tempo limitadas e diferenciáveis e assume-se que:

(A1) $\operatorname{Re}\{\lambda_i(A(t))\} \leq -\sigma_s \forall t \geq 0$ e para $i = 1, 2, \dots, n$ onde $\sigma_s > 0$ é alguma constante.

(i) *Se $\|\dot{A}\| \in \mathcal{L}_2$, então o estado de equilíbrio $x_e = 0$ da equação (3.42) é uniformemente assintoticamente estável em forma global.*

(ii) *Se para qualquer uma das condições seguintes:*

(a) $\int_t^{t+T} \|\dot{A}(\tau)\| d\tau \leq \mu T + \alpha_0$, ou seja, $(\|\dot{A}\|)^{\frac{1}{2}} \in S(\mu)$

(b) $\int_t^{t+T} \|\dot{A}(\tau)\|^2 d\tau \leq \mu^2 T + \alpha_0$, ou seja, $\|\dot{A}\| \in S(\mu^2)$

(c) $\|\dot{A}(t)\| \leq \mu$

é satisfeita para algum $\alpha_0, \mu \in \mathcal{R}^+$ e $\forall t \geq 0, T \geq 0$, então existe um $\mu^ > 0$ de modo que se $\mu \in [0, \mu^*)$, o estado de equilíbrio x_e da equação (3.42) é uniformemente assintoticamente estável.*

Lema 3.1 *Se $f, \dot{f} \in \mathcal{L}_\infty$ e $f \in \mathcal{L}_p$ para algum $p \in [1, \infty)$, então $f(t) \rightarrow 0$ para $t \rightarrow \infty$.*

O lema 3.1 é um caso especial de um resultado mais geral dado pelo lema de Barbalat (Popov 1973).

Lema 3.2 (Ioannou & Sun 1996) *Considere o sistema LTV:*

$$\dot{x} = A(t)x + B(t)u, \quad x(0) = x_0 \quad (3.43)$$

$$y = C^\top(t)x + D(t)u$$

onde $x \in \mathcal{R}^n, y \in \mathcal{R}^r, u \in \mathcal{R}^m$, e os elementos das matrizes A, B, C , e D são funções do tempo contínuas e limitadas. Se a matriz de transição do estado $\Phi(t, \tau)$ da equação (3.43) satisfaz

$$\|\Phi(t, \tau)\| \leq \lambda_0 e^{-\alpha_0(t-\tau)} \quad (3.44)$$

para algum $\lambda_0, \alpha_0 > 0$ e $u \in \mathcal{L}_{2e}$, então para algum $\delta \in [0, \delta_1)$ onde $0 < \delta_1 < 2\alpha_0$ é arbitrário, obtém-se:

$$(i) \quad |x(t)| \leq \frac{c\lambda_0}{\sqrt{2\alpha_0 - \delta}} \|u_t\|_{2\delta} + \epsilon_t$$

$$(ii) \quad \|x_t\|_{2\delta} \leq \frac{c\lambda_0}{\sqrt{(\delta_1 - \delta)(2\alpha_0 - \delta_1)}} \|u_t\|_{2\delta} + \epsilon_t$$

$$(iii) \quad \|y_t\|_{2\delta} \leq c_0 \|u_t\|_{2\delta} + \epsilon_t$$

onde

$$c_0 = \frac{c\lambda_0}{\sqrt{(\delta_1 - \delta)(2\alpha_0 - \delta_1)}} \sup_t \|C^T(t)\| + \sup_t \|D(t)\|, \quad c = \sup_t \|B(t)\|$$

e ϵ_t é um termo que decai exponencialmente a zero devido a $x_0 \neq 0$.

Corolário 3.4.1 (Ioannou & Sun 1996) Se $h \in \mathcal{L}_1$, então

$$(i) \quad h \text{ decai exponencialmente, ou seja, } |h(t)| \leq \alpha_1 e^{-\alpha_0 t} \text{ para algum } \alpha_1, \alpha_0 > 0$$

$$(ii) \quad u \in \mathcal{L}_1 \rightarrow y \in \mathcal{L}_1 \cap \mathcal{L}_\infty, \dot{y} \in \mathcal{L}_1, y \text{ é continua e } \lim_{t \rightarrow \infty} |y(t)| = 0$$

$$(iii) \quad u \in \mathcal{L}_2 \rightarrow y \in \mathcal{L}_2 \cap \mathcal{L}_\infty, \dot{y} \in \mathcal{L}_2, y \text{ é continua e } \lim_{t \rightarrow \infty} |y(t)| = 0$$

$$(iv) \quad \text{Para } p \in [1, \infty], u \in \mathcal{L}_p \rightarrow y, \dot{y} \in \mathcal{L}_p \text{ e } y \text{ é continua.}$$

3.4 Resultados de Simulação

Nesta seção, o método de controle por alocação de pólos adaptativo indireto, apresentado na seção 3.3, é aplicado ao problema de estabilização de sistemas de potência, onde esta metodologia considera a planta com parâmetros desconhecidos. Desta forma, projetam-se dois controladores de amortecimento adaptativos: O primeiro deles considera o sistema máquina-barra infinita representado pela equação (2.19); o segundo controlador é projetado considerando um modelo reduzido desta planta, com $n = 2$ e grau relativo $n^* = 1$, onde este modelo considera unicamente os pólos dominantes (complexos conjugados) da planta original. Para efeitos de simulação considerou-se duas condições de operação do sistema:

3.4.1 Estabilização adaptativa do sistema com modelo completo

Considera-se novamente o sistema máquina-barra infinita da equação (2.19):

$$y_p = \frac{B(s)}{A(s)} u_p = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} u_p, \quad y_p = \Delta\omega_r \quad u_p = \Delta V_{pss} \quad (3.45)$$

onde a_3, a_2, a_1, a_0 e b_3, b_2, b_1, b_0 são constantes desconhecidas e u_p é escolhida de modo que os pólos da planta em malha fechada são alocados nas raízes de $A^*(s) = (s+30)(s+20)(s+18)(s+16)(s+14)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) = 0$ onde $\zeta = 0.40$ e $\omega_n = 7.88$ representam os parâmetros desejados para os pólos dominantes do sistema. Além disso, o sinal de saída y_p rastreia o sinal de referencia constante $y_m = 0 \quad \forall t \geq 0$.

Começa-se projetando cada bloco do esquema *APPC*, ou seja, a lei adaptativa para estimar os parâmetros da planta a_3, a_2, a_1, a_0 e b_3, b_2, b_1, b_0 ; o mapeamento entre os parâmetros estimados da planta e os parâmetros do controlador; e a lei de controle.

Lei adaptativa O projeto começa formulando-se o modelo paramétrico da planta. Da equação (3.45) obtém-se:

$$A(s)y_p = B(s)u_p \quad (3.46)$$

onde $A(s) = s^4 + a_3s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0$, $B(s) = b_3s^3 + b_2s^2 + b_1s + b_0$. Desta forma, a equação (3.46) pode ser expressa da seguinte forma:

$$[s^4 + \theta_a^{*\top} \alpha_3(s)]y_p = \theta_b^{*\top} \alpha_3(s)u_p \quad (3.47)$$

onde $\alpha_3(s) = [s^3 \ s^2 \ s \ 1]^T$ e $\theta_a^* = [a_3 \ a_2 \ a_0 \ 1]^T$, $\theta_b^* = [b_3 \ b_2 \ b_0 \ 1]^T$ são os vetores de parâmetros desconhecidos. Filtrando ambos lados da equação (3.47) com $\frac{1}{\Lambda_p(s)}$ onde $\Lambda_p(s) = s^4 + \lambda_3s^3 + \lambda_2s^2 + \lambda s + \lambda_0$ é um polinômio Hurwitz, obtém-se:

$$z = \theta_p^{*\top} \phi$$

onde

$$z = \frac{s^4}{(s + \lambda)^4} y_p, \quad \theta_p^* = \begin{bmatrix} b_3 & b_2 & b_1 & b_0 & a_3 & a_2 & a_1 & a_0 \end{bmatrix}^T \quad (3.48)$$

$$\phi = \frac{1}{(s + \lambda)^4} \begin{bmatrix} s^3 & s^2 & s & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s^3 & s^2 & s & 1 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} u_p \\ -y_p \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

e $\lambda > 0$ é uma constante de projeto arbitrária que para este projeto foi escolhida igual a 1. Neste ponto, pode se gerar varias leis adaptativas para estimar θ_p^* . Para este projeto, foi escolhido o algoritmo gradiente.

$$\dot{\theta}_p = \Gamma \epsilon \phi \quad (3.50)$$

$$\epsilon = \frac{z - \theta_p^T \phi}{m^2}, \quad m^2 = 1 + \phi^T \phi$$

onde $\Gamma = \Gamma^T > 0$, e $\theta_p = [\hat{b}_3, \hat{b}_2, \hat{b}_1, \hat{b}_0, \hat{a}_3, \hat{a}_2, \hat{a}_1, \hat{a}_0]^T$ é o vetor das estimativas de b_3, b_2, b_1, b_0 e a_3, a_2, a_1, a_0 respectivamente.

Cálculo dos parâmetros do controlador A lei de controle

$$u_p = \frac{\Lambda - LQ_m}{\Lambda} u_p - \frac{P}{\Lambda} e_1 \quad (3.51)$$

pode ser usada para executar o objetivo de controle, onde $\Lambda(s) = (s + \lambda_0)^4$, $L(s) = s^3 + l_2s^2 + l_1s + l_0$, $Q_m(s) = 1$, $P(s) = p_3s^3 + p_2s^2 + p_1s + p_0$, $e_1 \triangleq y_p - y_m$ e os coeficientes l_2, l_1, l_0 e p_3, p_2, p_1, p_0 de $L(s)$ e $P(s)$ respectivamente, satisfazem a equação

Diophantina dada pela equação (3.52).

$$(s^3+l_2s^2+l_1s+l_0)(s^4+a_3s^3+a_2s^2+a_1s+a_0)+(p_3s^3+p_2s^2+p_1s+p_0)(b_3s^3+b_2s^2+b_1s+b_0) = A^*(s) \quad (3.52)$$

ou equivalentemente a equação algébrica dada pela equação (3.53).

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_3 & 1 & 0 & 0 & b_3 & 0 & 0 & 0 \\ a_2 & a_3 & 1 & 0 & b_2 & b_3 & 0 & 0 \\ a_1 & a_2 & a_3 & 1 & b_1 & b_2 & b_3 & 0 \\ a_0 & a_1 & a_2 & a_3 & b_0 & b_1 & b_2 & b_3 \\ 0 & a_0 & a_1 & a_2 & 0 & b_0 & b_1 & b_2 \\ 0 & 0 & a_0 & a_1 & 0 & 0 & b_0 & b_1 \\ 0 & 0 & 0 & a_0 & 0 & 0 & 0 & b_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ l_2 \\ l_1 \\ l_0 \\ p_3 \\ p_2 \\ p_1 \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ a_6^* \\ a_5^* \\ a_4^* \\ a_3^* \\ a_2^* \\ a_1^* \\ a_0^* \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

Devido aos parâmetros a_i e b_i serem desconhecidos, o princípio da equivalência certa sugere o uso da mesma lei de controle embora com os polinômios do controlador $L(s) = s^3 + l_2s^2 + l_1s + l_0$, $P(s) = p_3s^3 + p_2s^2 + p_1s + p_0$ calculados usando as estimativas $\hat{a}_3, \hat{a}_2, \hat{a}_1, \hat{a}_0$ e $\hat{b}_3, \hat{b}_2, \hat{b}_1, \hat{b}_0$ dos parâmetros a_i e b_i em cada instante de tempo t como se fossem os parâmetros verdadeiros. Então, $L(s, t) = s^3 + \hat{l}_2s^2 + \hat{l}_1s + \hat{l}_0$, $P(s, t) = \hat{p}_3s^3 + \hat{p}_2s^2 + \hat{p}_1s + \hat{p}_0$ são gerados resolvendo a equação polinomial

$$(s^3+\hat{l}_2s^2+\hat{l}_1s+\hat{l}_0)(s^4+\hat{a}_3s^3+\hat{a}_2s^2+\hat{a}_1s+\hat{a}_0)+(\hat{p}_3s^3+\hat{p}_2s^2+\hat{p}_1s+\hat{p}_0)(\hat{b}_3s^3+\hat{b}_2s^2+\hat{b}_1s+\hat{b}_0) = A^*(s) \quad (3.54)$$

para \hat{l}_i e \hat{p}_i , considerando $\hat{a}_i(t)$ e $\hat{b}_i(t)$ como parâmetros fixos em cada instante de tempo t , ou resolvendo a equação algébrica (3.55) variante no tempo, para \hat{l}_i e \hat{p}_i . A solução da equação (3.54) (onde, os parâmetros $\hat{a}_i(t)$ e $\hat{b}_i(t)$ são considerados constantes em cada instante de tempo t) é considerada como *ponto chave* para diferenciar a mesma de soluções que podem ser obtidas com s considerada como um operador diferencial, e $\hat{a}_i(t)$ e $\hat{b}_i(t)$ consideradas como funções diferenciáveis de tempo. A equação Diophantina (3.54) ou equação algébrica (3.55) possuem solução única desde que os polinômios

$(s^4 + \hat{a}_3s^3 + \hat{a}_2s^2 + \hat{a}_1s + \hat{a}_0)$ e $(\hat{b}_3s^3 + \hat{b}_2s^2 + \hat{b}_1s + \hat{b}_0)$ sejam coprimos.

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \hat{a}_3 & 1 & 0 & 0 & \hat{b}_3 & 0 & 0 & 0 \\ \hat{a}_2 & \hat{a}_3 & 1 & 0 & \hat{b}_2 & \hat{b}_3 & 0 & 0 \\ \hat{a}_1 & \hat{a}_2 & \hat{a}_3 & 1 & \hat{b}_1 & \hat{b}_2 & \hat{b}_3 & 0 \\ \hat{a}_0 & \hat{a}_1 & \hat{a}_2 & \hat{a}_3 & \hat{b}_0 & \hat{b}_1 & \hat{b}_2 & \hat{b}_3 \\ 0 & \hat{a}_0 & \hat{a}_1 & \hat{a}_2 & 0 & \hat{b}_0 & \hat{b}_1 & \hat{b}_2 \\ 0 & 0 & \hat{a}_0 & \hat{a}_1 & 0 & 0 & \hat{b}_0 & \hat{b}_1 \\ 0 & 0 & 0 & \hat{a}_0 & 0 & 0 & 0 & \hat{b}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \hat{l}_2 \\ \hat{l}_1 \\ \hat{l}_0 \\ \hat{p}_3 \\ \hat{p}_2 \\ \hat{p}_1 \\ \hat{p}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ a_6^* \\ a_5^* \\ a_4^* \\ a_3^* \\ a_2^* \\ a_1^* \\ a_0^* \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Lei de controle A lei de controle é formada usando os parâmetros estimados $\hat{l}_i(t)$ e $\hat{p}_i(t)$ em lugar dos parâmetros desconhecidos $l_i(t)$ e $p_i(t)$. Desta forma, obtém-se

$$u_p = \left(\frac{(3\lambda_0 - \hat{l}_2)s^2 + (3\lambda_0^2 - \hat{l}_1)s + (\lambda_0^3 - \hat{l}_0)}{(s + \lambda_0)^3} \right) u_p + \left(\frac{\hat{p}_3s^3 + \hat{p}_2s^2 + \hat{p}_1s + \hat{p}_0}{(s + \lambda_0)^3} \right) (y_m - y_p) \quad (3.56)$$

onde $\lambda_0 > 0$ é uma constante de projeto arbitrária. Para simplicidade da implementação, λ_0 pode ser escolhido para ser igual ao parâmetro de projeto λ usado na lei adaptativa da equação (3.50), de modo que os mesmos sinais podem ser compartilhados pela lei de controle e a lei adaptativa.

Implementação Para $\lambda = \lambda_0$. O esquema *APPC* pode ser realizado pelas seguintes equações:

Filtros

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_1 &= A_{F1}\Phi_1 + B_{F1}u_p, \quad \Phi_1(0) = 0 \\ \dot{\Phi}_2 &= A_{F2}\Phi_2 + B_{F2}y_p, \quad \Phi_2(0) = 0 \\ \dot{\Phi}_m &= A_{Fm}\Phi_m + B_{Fm}y_m, \quad \Phi_m(0) = 0 \\ z &= C_z\Phi_2 + y_p = -\dot{\phi}_5 \end{aligned}$$

onde

$$\Phi_1 = [\phi_1 \ \phi_2 \ \phi_3 \ \phi_4]^T, \quad \Phi_2 = [\phi_5 \ \phi_6 \ \phi_7 \ \phi_8]^T, \quad \Phi_m = [\phi_{m1} \ \phi_{m2} \ \phi_{m3}]^T$$

$$A_{F1} = A_{F2} = \begin{bmatrix} -4\lambda & -6\lambda^2 & -4\lambda^3 & -\lambda^4 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_{F1} = -B_{F2} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$A_{Fm} = \begin{bmatrix} -3\lambda & -3\lambda^2 & -\lambda^3 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_{Fm} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_z = [4\lambda \ 6\lambda^2 \ 4\lambda^3 \ \lambda^4]$$

Lei adaptativa

$$\begin{aligned} \dot{\hat{b}}_3 &= \gamma_1 \epsilon \phi_1, & \dot{\hat{b}}_2 &= \gamma_2 \epsilon \phi_2, & \dot{\hat{b}}_1 &= \gamma_3 \epsilon \phi_3, & \dot{\hat{b}}_0 &= \gamma_4 \epsilon \phi_4 \\ \dot{\hat{a}}_3 &= \gamma_5 \epsilon \phi_5, & \dot{\hat{a}}_2 &= \gamma_6 \epsilon \phi_6, & \dot{\hat{a}}_1 &= \gamma_7 \epsilon \phi_7, & \dot{\hat{a}}_0 &= \gamma_8 \epsilon \phi_8 \end{aligned} \quad (3.57)$$

$$\begin{aligned} \epsilon &= \frac{z - \hat{b}_3 \phi_1 - \hat{b}_2 \phi_2 - \hat{b}_1 \phi_3 - \hat{b}_0 \phi_4 - \hat{a}_3 \phi_5 - \hat{a}_2 \phi_6 - \hat{a}_1 \phi_7 - \hat{a}_0 \phi_8}{m^2}, \\ m^2 &= 1 + \phi_1^2 + \phi_2^2 + \phi_3^2 + \phi_4^2 + \phi_5^2 + \phi_6^2 + \phi_7^2 + \phi_8^2 \end{aligned}$$

Lei de controle

$$\begin{aligned} u_p &= (3\lambda - \hat{l}_2) \phi_1 + (6\lambda^2 - \hat{l}_2 \lambda - \hat{l}_1) \phi_2 + (4\lambda^3 - \hat{l}_1 \lambda - \hat{l}_0) \phi_3 + (\lambda^4 - \hat{l}_0 \lambda) \phi_4 + (\hat{p}_2 - 3\hat{p}_3 \lambda) \phi_5 \\ &+ (\hat{p}_1 + \hat{p}_2 \lambda - 6\hat{p}_3 \lambda^2) \phi_6 + (\hat{p}_0 + \hat{p}_1 \lambda - 4\hat{p}_3 \lambda^3) \phi_7 + (\hat{p}_0 \lambda - \hat{p}_3 \lambda^4) \phi_8 - \hat{p}_3 (y_p - y_m) \end{aligned} \quad (3.58)$$

onde $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4, \gamma_5, \gamma_6, \gamma_7, \gamma_8, \lambda > 0$ são constantes de projeto.

3.4.1.1 Análise de estabilidade

Como já foi mostrado anteriormente nesta seção para o caso geral, a análise de estabilidade do esquema *APPC* indireto é executada nos seguintes passos:

1. *Manipular as equações da lei de controle e do erro de estimação para expressar a entrada u_p e saída y_p da planta em termos do erro de estimação ϵ .*

Começa-se com a expressão para o erro de estimação normalizado

$$\begin{aligned}\epsilon m^2 &= z - \hat{b}_3\phi_1 - \hat{b}_2\phi_2 - \hat{b}_1\phi_3 - \hat{b}_0\phi_4 - \hat{a}_3\phi_5 - \hat{a}_2\phi_6 - \hat{a}_1\phi_7 - \hat{a}_0\phi_8 \\ &= -\dot{\phi}_5 - \hat{b}_3\phi_1 - \hat{b}_2\phi_2 - \hat{b}_1\phi_3 - \hat{b}_0\phi_4 - \hat{a}_3\phi_5 - \hat{a}_2\phi_6 - \hat{a}_1\phi_7 - \hat{a}_0\phi_8\end{aligned}\quad (3.59)$$

que implica que

$$\dot{\phi}_5 = -\hat{b}_3\phi_1 - \hat{b}_2\phi_2 - \hat{b}_1\phi_3 - \hat{b}_0\phi_4 - \hat{a}_3\phi_5 - \hat{a}_2\phi_6 - \hat{a}_1\phi_7 - \hat{a}_0\phi_8 - \epsilon m^2 \quad (3.60)$$

Da lei de controle, obtém-se

$$\begin{aligned}u_p &= (3\lambda - \hat{l}_2)\phi_1 + (6\lambda^2 - \hat{l}_2\lambda - \hat{l}_1)\phi_2 + (4\lambda^3 - \hat{l}_1\lambda - \hat{l}_0)\phi_3 + (\lambda^4 - \hat{l}_0\lambda)\phi_4 \\ &\quad + (\hat{p}_2 + \hat{p}_3\lambda)\phi_5 + (\hat{p}_1 + \hat{p}_2\lambda)\phi_6 + (\hat{p}_0 + \hat{p}_1\lambda)\phi_7 + \hat{p}_0\lambda\phi_8 + \hat{p}_1\phi_{m2} \\ &\quad + \hat{p}_2\phi_{m1} + \hat{p}_3(\dot{\phi}_{m1} + \dot{\phi}_5)\end{aligned}\quad (3.61)$$

Sabendo que $\dot{\phi}_1 = -4\lambda\phi_1 - 6\lambda^2\phi_2 - 4\lambda^3\phi_3 - \lambda^4\phi_4 + u_p$, obtém-se

$$\dot{\phi}_1 = -\hat{l}_2\phi_1 - \hat{l}_1\phi_2 - \hat{l}_0\phi_3 + \hat{p}_3\dot{\phi}_5 + \hat{p}_2\phi_5 + \hat{p}_1\phi_6 + \hat{p}_0\phi_7 + \bar{y}_m$$

onde $\bar{y}_m \triangleq \hat{p}_3\dot{\phi}_{m1} + \hat{p}_2\phi_{m1} + \hat{p}_1\phi_{m2} + \hat{p}_0\phi_{m3}$. Substituindo para $\dot{\phi}_5$ da equação (3.60) obtém-se

$$\begin{aligned}\dot{\phi}_1 &= (-\hat{l}_2 - \hat{p}_3\hat{b}_3)\phi_1 + (-\hat{l}_1 - \hat{p}_3\hat{b}_2)\phi_2 + (-\hat{l}_0 - \hat{p}_3\hat{b}_1)\phi_3 + \hat{b}_0\phi_4 \\ &\quad + (\hat{a}_3 + \hat{p}_2)\phi_5 + (\hat{a}_2 + \hat{p}_1)\phi_6 + (\hat{a}_1 + \hat{p}_0)\phi_7 + \hat{a}_0\phi_8 - \hat{p}_3\epsilon m^2 + \bar{y}_m\end{aligned}\quad (3.62)$$

As equações (3.60) e (3.62) formam a seguinte representação em espaço de estados para o esquema *APPC*:

$$\dot{x} = A(t)x + b_1(t)\epsilon m^2 + b_2\bar{y}_m$$

$$\begin{bmatrix} u_p \\ -y_p \end{bmatrix} = \dot{x} + \lambda x = (A(t) + \lambda I)x + b_1(t)\epsilon m^2 + b_2 \bar{y}_m \quad (3.63)$$

onde

$$x = \begin{bmatrix} \phi_1 & \phi_2 & \phi_3 & \phi_4 & \phi_5 & \phi_6 & \phi_7 & \phi_8 \end{bmatrix}^T,$$

$$b_1(t) = \begin{bmatrix} -\hat{p}_3 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$b_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, e$$

$$A(t) = \begin{bmatrix} -\hat{l}_2 - \hat{p}_3 \hat{b}_3 & -\hat{l}_1 - \hat{p}_3 \hat{b}_2 & -\hat{l}_0 - \hat{p}_3 \hat{b}_1 & \hat{b}_0 & \hat{a}_3 + \hat{p}_2 & \hat{a}_2 + \hat{p}_1 & \hat{a}_1 + \hat{p}_0 & \hat{a}_0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\hat{b}_3 & -\hat{b}_2 & -\hat{b}_1 & -\hat{b}_0 & -\hat{a}_3 & -\hat{a}_2 & -\hat{a}_1 & -\hat{a}_0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$m^2 = 1 + x^t x \quad e \quad \bar{y}_m \in \mathcal{L}_\infty.$$

2. *Mostrar que a parte homogênea da equação (3.63) é exponencialmente estável.*

Para cada instante de tempo t fixado, $\det(sI - A(t)) = (s^3 + \hat{l}_2 s^2 + \hat{l}_1 s + \hat{l}_0)(s^4 + \hat{a}_3 s^3 + \hat{a}_2 s^2 + \hat{a}_1 s + \hat{a}_0) + (\hat{p}_3 s^3 + \hat{p}_2 s^2 + \hat{p}_1 s + \hat{p}_0)(\hat{b}_3 s^3 + \hat{b}_2 s^2 + \hat{b}_1 s + \hat{b}_0) = A^*(s)$, ou seja, $\lambda(A(t)) = -30, -3.15 \pm j7.22, -14, -16, -18, -20, \forall t \geq 0$. Como mostra o teorema 3.2, a lei adaptativa garante que $\epsilon, \hat{b}_3, \hat{b}_2, \hat{b}_1, \hat{b}_0, \hat{a}_3, \hat{a}_2, \hat{a}_1, \hat{a}_0 \in \mathcal{L}_\infty$; $\epsilon, \epsilon m, \dot{\hat{b}}_3, \dot{\hat{b}}_2, \dot{\hat{b}}_1, \dot{\hat{b}}_0, \dot{\hat{a}}_3, \dot{\hat{a}}_2, \dot{\hat{a}}_1, \dot{\hat{a}}_0 \in \mathcal{L}_\infty \cap \mathcal{L}_2$.

A partir daqui tem-se que $\hat{p}_3, \hat{p}_2, \hat{p}_1, \hat{p}_0, \hat{l}_2, \hat{l}_1, \hat{l}_0 \in \mathcal{L}_\infty$ e $\dot{\hat{p}}_3, \dot{\hat{p}}_2, \dot{\hat{p}}_1, \dot{\hat{p}}_0, \dot{\hat{l}}_2, \dot{\hat{l}}_1, \dot{\hat{l}}_0 \in \mathcal{L}_\infty \cap \mathcal{L}_2$. Daqui, $\|\dot{A}(t)\| \in \mathcal{L}_\infty \cap \mathcal{L}_2$ que juntamente com $\lambda(A(t)) = -30, -3.15 \pm j7.22, -14, -16, -18, -20, \forall t \geq 0$ e o teorema 3.4, implicam que a matriz de transição de estado $\Phi(t, \tau)$ associada com $A(t)$ satisfaz

$$\|\Phi(t, \tau)\| \leq k_1 e^{-K_2(t-\tau)}, \quad \forall t \geq \tau \geq 0$$

para alguns constantes $k_1, k_2 > 0$.

3. Usar as propriedades da norma $\mathcal{L}_{2\delta}$ e o lema de Bellman-Gronwall para estabelecer limitação. Por simplicidade, é denotado $\|(\cdot)_t\|_{2\delta}$ para algum $\delta > 0$ com $\|\cdot\|$. Aplicando o lemma 3.2 à equação (3.63) obtém-se

$$\|x\| \leq c\|\epsilon m^2\| + c, \quad |x(t)| \leq c\|\epsilon m^2\| + c \quad (3.64)$$

para algum $\delta \in [0, \delta_1)$ onde $\delta_1 > 0$ é alguma constante menor que $2k_2$, e algumas constantes finitas $c \geq 0$.

Como no caso MRAC, define-se o sinal normalizante fictício

$$m_f^2 \triangleq 1 + \|u_p\|^2 + \|y_p\|^2$$

Da equação (3.63) obtém-se

$$\|u_p\| + \|y_p\| \leq c\|x\| + c\|\epsilon m^2\| + c$$

que, junto com a equação (3.64), implica que

$$m_f^2 \leq c\|\epsilon m^2\|^2 + c$$

Sabendo que $|\phi_1| \leq c\|u_p\|$, $|\phi_2| \leq c\|y_p\|$ para $\delta \in [0, 2\lambda)$ resulta que $m = \sqrt{1 + \phi^T \phi} \leq cm_f$ e desta forma,

$$m_f^2 \leq c\|\tilde{g}m_f\|^2 + c$$

onde $\tilde{g} \triangleq \epsilon m \in \mathcal{L}_2$ por causa das propriedades da lei adaptativa, ou

$$m_f^2 \leq c \int_0^t e^{-\delta(t-\tau)} \tilde{g}^2(\tau) m_f^2(\tau) d\tau + c$$

onde $0 < \delta < \delta^*$ e $\delta^* = \min[2\lambda, \delta_1]$, $\delta_1 \in (0, 2k_2)$. Aplicando o lema de Bellman-Gronwall, pode se estabelecer que $m_f \in \mathcal{L}_\infty$. Desde que, $m \leq cm_f$, obtém-se m e desta forma $\phi_1, \phi_2, x, \dot{x}, u_p, y_p \in \mathcal{L}_\infty$.

4. *Estabelecer convergência do erro de rastreamento.* Considera-se a equação do erro de estimação

$$\epsilon m^2 = -\dot{\phi}_5 - \hat{b}_3\phi_1 - \hat{b}_2\phi_2 - \hat{b}_1\phi_3 - \hat{b}_0\phi_4 - \hat{a}_3\phi_5 - \hat{a}_2\phi_6 - \hat{a}_1\phi_7 - \hat{a}_0\phi_8$$

ou

$$\epsilon m^2 = \frac{(s^4 + \hat{a}_3s^3 + \hat{a}_2s^2 + \hat{a}_1s + \hat{a}_0)}{(s + \lambda)^4}y_p - \frac{\hat{b}_3s^3 + \hat{b}_2s^2 + \hat{b}_1s + \hat{b}_0}{(s + \lambda)^4}u_p \quad (3.65)$$

Operando em cada lado da equação (3.65) com $s \triangleq \frac{d}{dt}$, obtém-se

$$\begin{aligned} s(\epsilon m^2) &= \frac{s(s^4 + \hat{a}_3s^3 + \hat{a}_2s^2 + \hat{a}_1s + \hat{a}_0)}{(s + \lambda)^4}y_p - \frac{\hat{b}_3s^4 + \hat{b}_2s^3 + \hat{b}_1s^2 + \hat{b}_0s}{(s + \lambda)^4}u_p \\ &\quad - \frac{\dot{\hat{b}}_3s^3 + \dot{\hat{b}}_2s^2 + \dot{\hat{b}}_1s + \dot{\hat{b}}_0}{(s + \lambda)^4}u_p \end{aligned} \quad (3.66)$$

usando a propriedade $s(xy) = \dot{x}y + xy\dot{}$. Para $\lambda = \lambda_0$, resulta na lei de controle da equação (3.56)

$$\frac{s^3 + \hat{l}_2s^2 + \hat{l}_1s + \hat{l}_0}{(s + \lambda)^3}u_p = -\frac{(\hat{p}_3s^3 + \hat{p}_2s^2 + \hat{p}_1s + \hat{p}_0)}{(s + \lambda)^3}e_1 \quad (3.67)$$

que pode se substituir na equação (3.66) para obter

$$\begin{aligned} s(\epsilon m^2) &= \frac{s(s^4 + \hat{a}_3s^3 + \hat{a}_2s^2 + \hat{a}_1s + \hat{a}_0)}{(s + \lambda)^4}y_p \\ &\quad + \frac{(\hat{p}_3s^3 + \hat{p}_2s^2 + \hat{p}_1s + \hat{p}_0)(\hat{b}_3s^3 + \hat{b}_2s^2 + \hat{b}_1s + \hat{b}_0)}{(s + \lambda)^4(s^3 + \hat{l}_2s^2 + \hat{l}_1s + \hat{l}_0)}e_1 \\ &\quad - \frac{\dot{\hat{b}}_3s^3 + \dot{\hat{b}}_2s^2 + \dot{\hat{b}}_1s + \dot{\hat{b}}_0}{(s + \lambda)^4}u_p \end{aligned} \quad (3.68)$$

Agora, sabendo que

$$\begin{aligned} \frac{s(s^4 + \hat{a}_3s^3 + \hat{a}_2s^2 + \hat{a}_1s + \hat{a}_0)}{(s + \lambda)^4}y_p &= \frac{s^5 + \hat{a}_3s^4 + \hat{a}_2s^3 + \hat{a}_1s^2 + \hat{a}_0s}{(s + \lambda)^4}y_p \\ &\quad + \frac{\dot{\hat{a}}_3s^3 + \dot{\hat{a}}_2s^2 + \dot{\hat{a}}_1s + \dot{\hat{a}}_0}{(s + \lambda)^4}y_p \end{aligned} \quad (3.69)$$

e $se_1 = sy_p - sy_m = sy_p$ ($sy_m = 0$), obtém-se

$$\frac{s(s^4 + \hat{a}_3s^3 + \hat{a}_2s^2 + \hat{a}_1s + \hat{a}_0)}{(s + \lambda)^4}y_p = \frac{s^5 + \hat{a}_3s^4 + \hat{a}_2s^3 + \hat{a}_1s^2 + \hat{a}_0s}{(s + \lambda)^4}e_1 + \frac{\dot{\hat{a}}_3s^3 + \dot{\hat{a}}_2s^2 + \dot{\hat{a}}_1s + \dot{\hat{a}}_0}{(s + \lambda)^4}y_p \quad (3.70)$$

que substitui-se na equação (3.68) para obter

$$s(\epsilon m^2) = \left[\frac{(s^3 + \hat{l}_2s^2 + \hat{l}_1s + \hat{l}_0)(s^4 + \hat{a}_3s^3 + \hat{a}_2s^2 + \hat{a}_1s + \hat{a}_0)}{s^3 + \hat{l}_2s^2 + \hat{l}_1s + \hat{l}_0} \right] \frac{1}{(s + \lambda)^4}e_1 + \left[\frac{(\hat{p}_3s^3 + \hat{p}_2s^2 + \hat{p}_1s + \hat{p}_0)(\hat{b}_3s^3 + \hat{b}_2s^2 + \hat{b}_1s + \hat{b}_0)}{s^3 + \hat{l}_2s^2 + \hat{l}_1s + \hat{l}_0} \right] \frac{1}{(s + \lambda)^4}e_1 + \frac{\dot{\hat{a}}_3s^3 + \dot{\hat{a}}_2s^2 + \dot{\hat{a}}_1s + \dot{\hat{a}}_0}{(s + \lambda)^4}y_p - \frac{\dot{\hat{b}}_3s^3 + \dot{\hat{b}}_2s^2 + \dot{\hat{b}}_1s + \dot{\hat{b}}_0}{(s + \lambda)^4}u_p \quad (3.71)$$

Usando a equação (3.54) obtém-se

$$A^*(s) = (s^3 + \hat{l}_2s^2 + \hat{l}_1s + \hat{l}_0)(s^4 + \hat{a}_3s^3 + \hat{a}_2s^2 + \hat{a}_1s + \hat{a}_0) + (\hat{p}_3s^3 + \hat{p}_2s^2 + \hat{p}_1s + \hat{p}_0)(\hat{b}_3s^3 + \hat{b}_2s^2 + \hat{b}_1s + \hat{b}_0)$$

onde $A^*(s) = (s + 30)(s + 20)(s + 18)(s + 16)(s + 14)(s^2 + 6.3s + 62.1)$ e desta forma

$$s(\epsilon m^2) = \left[\frac{A^*(s)}{s^3 + \hat{l}_2s^2 + \hat{l}_1s + \hat{l}_0} \right] \frac{1}{(s + \lambda)^4}e_1 + \frac{\dot{\hat{a}}_3s^3 + \dot{\hat{a}}_2s^2 + \dot{\hat{a}}_1s + \dot{\hat{a}}_0}{(s + \lambda)^4}y_p - \frac{\dot{\hat{b}}_3s^3 + \dot{\hat{b}}_2s^2 + \dot{\hat{b}}_1s + \dot{\hat{b}}_0}{(s + \lambda)^4}u_p \quad (3.72)$$

ou

$$e_1 = \left[\frac{(s^3 + \hat{l}_2s^2 + \hat{l}_1s + \hat{l}_0)(s + \lambda)^4}{A^*(s)} \right] \epsilon m^2 - \left[\frac{(s^3 + \hat{l}_2s^2 + \hat{l}_1s + \hat{l}_0)(s + \lambda)^4(\dot{\hat{a}}_3s^3 + \dot{\hat{a}}_2s^2 + \dot{\hat{a}}_1s + \dot{\hat{a}}_0)}{A^*(s)(s + \lambda)^4} \right] y_p + \left[\frac{(s^3 + \hat{l}_2s^2 + \hat{l}_1s + \hat{l}_0)(s + \lambda)^4(\dot{\hat{b}}_3s^3 + \dot{\hat{b}}_2s^2 + \dot{\hat{b}}_1s + \dot{\hat{b}}_0)}{A^*(s)(s + \lambda)^4} \right] u_p \quad (3.73)$$

Sabendo que $u_p, y_p, m, \epsilon \in \mathcal{L}_\infty \cap \mathcal{L}_2$, a partir do corolário 3.4.1 resulta que $e_1 \in \mathcal{L}_\infty \cap \mathcal{L}_2$. Daqui, demonstra-se que $\dot{e}_1 \in \mathcal{L}_\infty$. Então pelo lema 3.1 pode se concluir que $e_1 \rightarrow 0$ para $t \rightarrow \infty$. Desde que $\dot{e}_1 = \dot{y}_p = ay_p + bu_p \in \mathcal{L}_\infty$, resulta que $e_1 \rightarrow 0$ para $t \rightarrow \infty$

Como foi indicado anteriormente o cálculo dos parâmetros do controlador $\hat{p}_3, \hat{p}_2, \hat{p}_1, \hat{p}_0, \hat{l}_2, \hat{l}_1, \hat{l}_0$ em cada instante de tempo é possível desde que os polinômios da planta estimada $(s^4 + \hat{a}_3s^3 + \hat{a}_2s^2 + \hat{a}_1s + \hat{a}_0)e(\hat{b}_3s^3 + \hat{b}_2s^2 + \hat{b}_1s + \hat{b}_0)$ sejam robustamente coprimos. Esta condição implica que, a planta estimada é robustamente controlável em cada instante de tempo t . Isto é devido ao fato que a lei de controle é calculada em cada instante de tempo t .

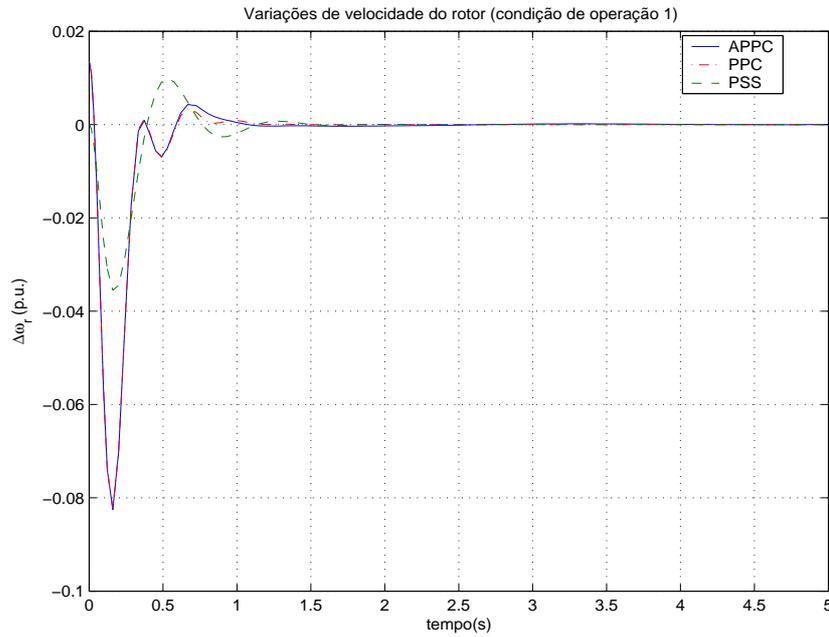


FIGURA 3.13: Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com APPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.

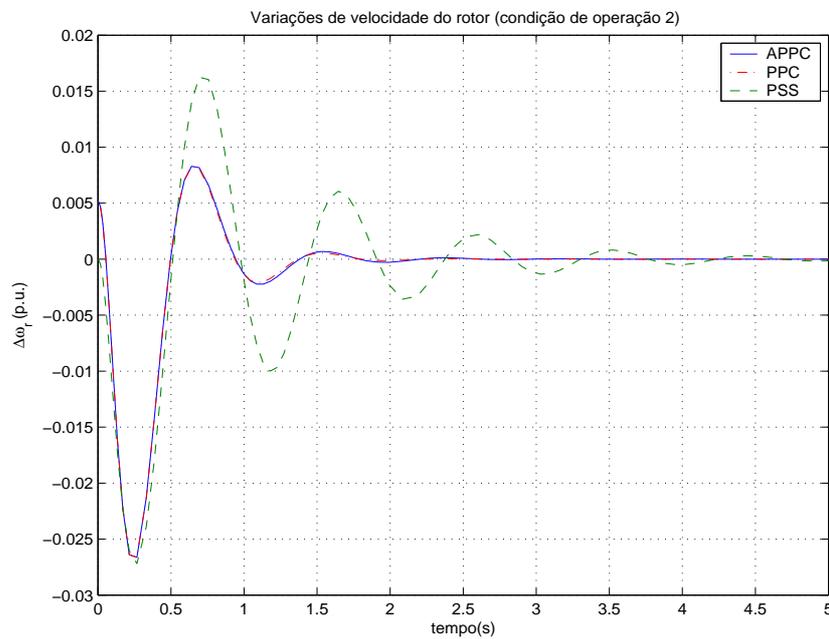


FIGURA 3.14: Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com APPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.

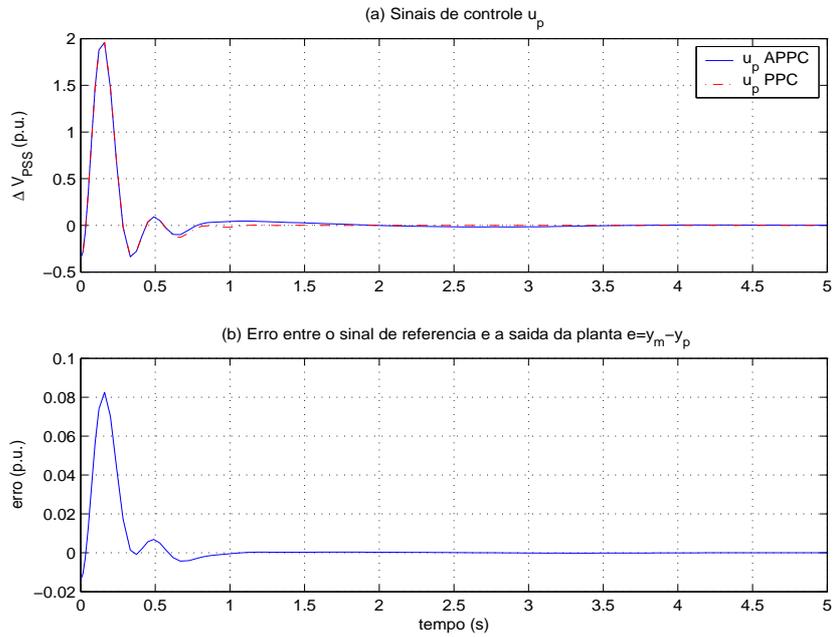


FIGURA 3.15: Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ com APPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.

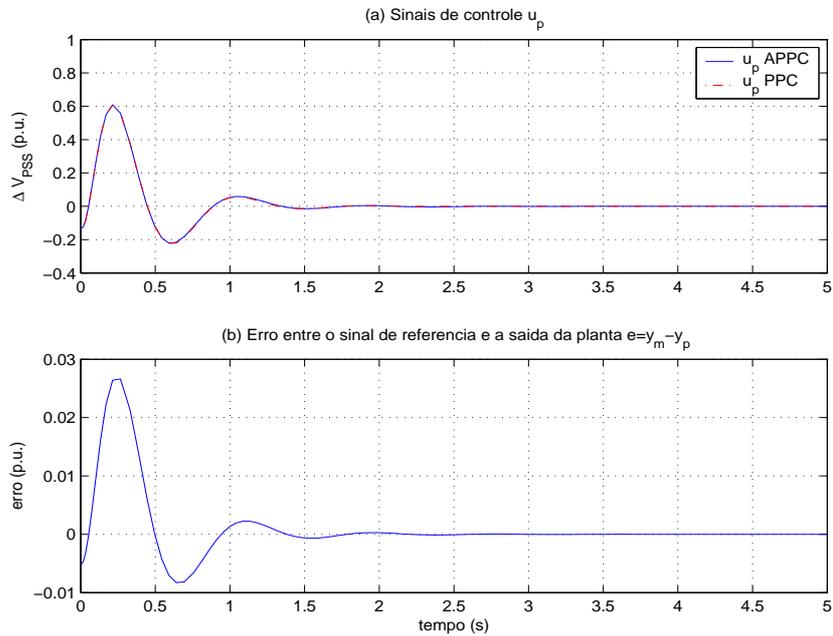


FIGURA 3.16: Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ com APPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.

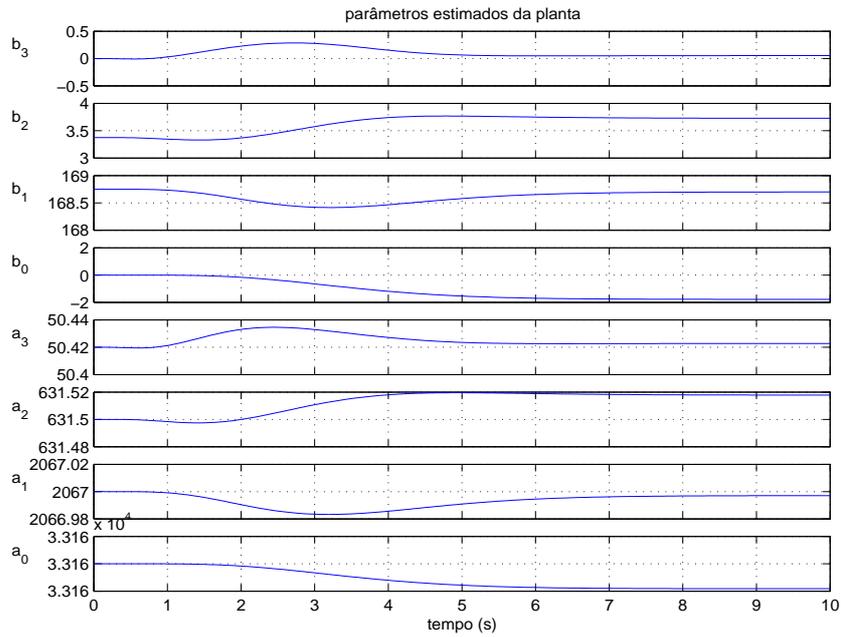


FIGURA 3.17: Variações dos parâmetros estimados da planta com APPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.

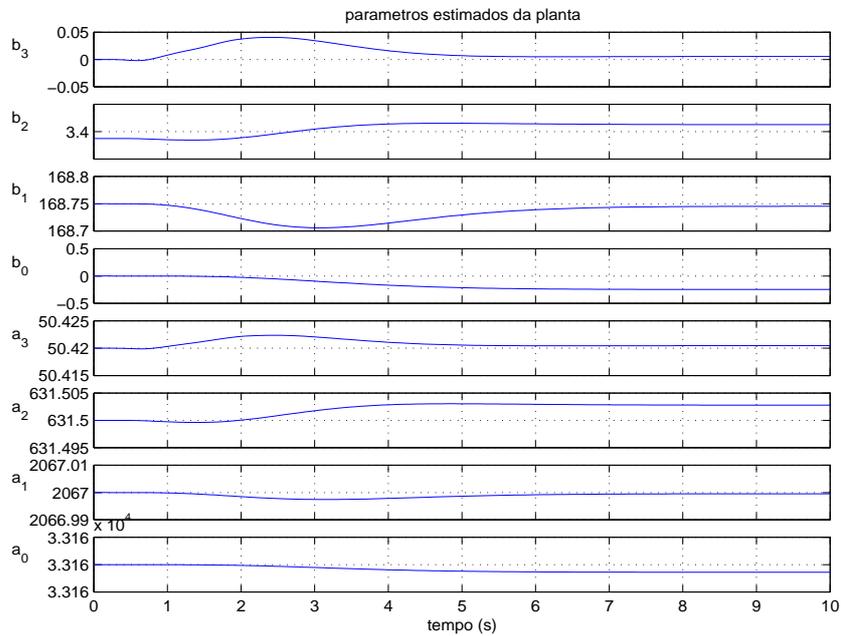


FIGURA 3.18: Variações dos parâmetros estimados da planta com APPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.

As figuras 3.13 e 3.14, mostram respostas comparativas das saídas de velocidade do sistema máquina-barras infinita, com o controlador adaptativo e um PSS convencional. As variações são originadas pelo efeito de condições iniciais na planta. Daqui, o sistema com o PSS apresenta uma melhor resposta transitória em relação ao sistema com o controlador adaptativo, porém, este último mostra um melhor desempenho que o primeiro, no amortecimento das oscilações de velocidade do rotor da máquina, frente a variações nas condições de operação do sistema. Assim, para a condição de operação 1 (figura 3.13), o controlador adaptativo e o PSS, amortecem as oscilações do sistema em aprox. 1,2 seg. e 1,5 seg. respectivamente. Entretanto, para a condição de operação 2 (figura 3.14), o controlador adaptativo e o PSS, amortecem estas oscilações em aprox. 2 seg. e 4,5 seg. respectivamente.

As figuras 3.15 e 3.16, mostram a convergência do sinal de controle e do erro entre o sinal de referência e a saída da planta ($e = y_m - y_p$), para o sistema com o controlador adaptativo. Entretanto, as figuras 3.17 e 3.18, mostram a variação dos parâmetros estimados da planta, até eles convergirem a um valor constante para o qual o objetivo de controle é atingido. Neste ponto, deve-se observar que, estes valores não necessariamente representam os parâmetros verdadeiros da planta, porém, são parâmetros que garantem a convergência a zero do erro de rastreamento. Neste sentido, a identificação dos parâmetros verdadeiros da planta, é necessária unicamente quando o objetivo de controle envolve o rastreamento de trajetórias cuja representação fornece um sinal suficientemente rico na referência do sistema (Narendra & Annaswamy 1989).

3.4.2 Estabilização adaptativa do sistema com modelo reduzido

Considera-se o modelo reduzido do sistema máquina-barras infinita da equação (2.19), representado por uma planta de segunda ordem:

$$y_p = \frac{B(s)}{A(s)}u_p = \frac{b_1s + b_0}{s^2 + a_1s + a_0}u_p, \quad y_p = \Delta\omega_r \quad u_p = \Delta V_{pss} \quad (3.74)$$

onde a_1, a_0 e b_1, b_0 são constantes desconhecidas e u_p é escolhida de modo que os pólos da planta em malha fechada são alocados nas raízes de $A^*(s) = (s+10)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) = 0$ onde $\zeta = 0.40$ e $\omega_n = 7.88$ representam os parâmetros desejados para os pólos dominantes do sistema. Além disso, o sinal de saída y_p rastreia o sinal de referência constante $y_m = 0 \quad \forall t \geq 0$.

Começa-se, projetando cada bloco do esquema *APPC*, ou seja, a lei adaptativa para estimar os parâmetros da planta a_1, a_0 e b_1, b_0 ; o mapeamento entre os parâmetros estimados da planta e os parâmetros do controlador; e a lei de controle.

Lei adaptativa O projeto começa formulando-se o modelo paramétrico da planta. Da equação (3.74) obtém-se:

$$A(s)y_p = B(s)u_p \quad (3.75)$$

onde $A(s) = s^2 + a_1s + a_0$, $B(s) = b_1s + b_0$. Desta forma, a equação 3.75 pode ser expressa da seguinte forma:

$$[s^2 + \theta_a^{*\top} \alpha_1(s)]y_p = \theta_b^{*\top} \alpha_1(s)u_p \quad (3.76)$$

onde $\alpha_1(s) = [s \ 1]^T$ e $\theta_a^* = [a_0 \ 1]^T$, $\theta_b^* = [b_0 \ 1]^T$ são os vetores de parâmetros desconhecidos. Filtrando ambos lados da equação (3.76) com $\frac{1}{\Lambda_p(s)}$ onde $\Lambda_p(s) = s^2 + \lambda s + \lambda_0$ é um polinômio Hurwitz, obtém-se:

$$z = \theta_p^{*\top} \phi$$

onde

$$z = \frac{s^2}{(s + \lambda)^2}y_p, \quad \theta_p^* = \begin{bmatrix} b_1 & b_0 & a_1 & a_0 \end{bmatrix}^T \quad (3.77)$$

$$\phi = \frac{1}{(s + \lambda)^2} \begin{bmatrix} s & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s & 1 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} u_p \\ -y_p \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

e $\lambda > 0$ é uma constante de projeto arbitrária (para este projeto foi escolhida $\lambda = 1$). Neste ponto, pode se gerar várias leis adaptativas para estimar θ_p^* . Para este projeto, foi escolhido o algoritmo gradiente.

$$\dot{\theta}_p = \Gamma \epsilon \phi \quad (3.79)$$

$$\epsilon = \frac{z - \theta_p^T \phi}{m^2}, \quad m^2 = 1 + \phi^T \phi$$

onde $\Gamma = \Gamma^T > 0$, e $\theta_p = [\hat{b}_1, \hat{b}_0, \hat{a}_1, \hat{a}_0]^T$ é o vetor das estimativas de b_1, b_0 e a_1, a_0 respectivamente.

Cálculo dos parâmetros do controlador A lei de controle

$$u_p = \frac{\Lambda - LQ_m}{\Lambda} u_p - \frac{P}{\Lambda} e_1 \quad (3.80)$$

pode ser usada para executar o objetivo de controle, onde $\Lambda(s) = (s + \lambda_0)^2$, $L(s) = s + l_0$, $Q_m(s) = 1$, $P(s) = p_1 s + p_0$, $e_1 \triangleq y_p - y_m$ e os coeficientes l_0 e p_1, p_0 de $L(s)$ e $P(s)$ respectivamente, satisfazem a equação Diophantina dada pela equação (3.81).

$$(s + l_0)(s^2 + a_1 s + a_0) + (p_1 s + p_0)(b_1 s + b_0) = A^*(s) \quad (3.81)$$

ou equivalentemente a equação algébrica dada pela equação (3.82).

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ l_0 \\ p_1 \\ p_0 \end{bmatrix}}_{\beta_i} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & 1 & b_1 & 0 \\ a_0 & a_1 & b_0 & b_1 \\ 0 & a_0 & 0 & b_0 \end{bmatrix}}_{S_i^{-1}}^{-1} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ a_2^* \\ a_1^* \\ a_0^* \end{bmatrix}}_{\alpha_i^*} \quad (3.82)$$

Uma vez que os parâmetros a_i e b_i são desconhecidos, o princípio da equivalência certa, sugere o uso da mesma lei de controle embora com os polinômios do controlador $L(s) = l_1 s + l_0$, $P(s) = p_1 s + p_0$ calculados usando as estimativas \hat{a}_1, \hat{a}_0 e \hat{b}_1, \hat{b}_0 dos

parâmetros a_i e b_i em cada instante de tempo t como se eles fossem os parâmetros verdadeiros. Ou seja, $L(s, t) = s + \hat{l}_0$, $P(s, t) = \hat{p}_1 s + \hat{p}_0$ são gerados resolvendo a equação polinomial

$$(s + \hat{l}_0)(s^2 + \hat{a}_1 s + \hat{a}_0) + (\hat{p}_1 s + \hat{p}_0)(\hat{b}_1 s + \hat{b}_0) = A^*(s) \quad (3.83)$$

para \hat{l}_i e \hat{p}_i , considerando $\hat{a}_i(t)$ e $\hat{b}_i(t)$ como parâmetros fixos em cada instante de tempo t , ou resolvendo a equação algébrica variante no tempo

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ \hat{a}_1 & 1 & \hat{b}_1 & 0 \\ \hat{a}_0 & \hat{a}_1 & \hat{b}_0 & \hat{b}_1 \\ 0 & \hat{a}_0 & 0 & \hat{b}_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ \hat{l}_0 \\ \hat{p}_1 \\ \hat{p}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ a_2^* \\ a_1^* \\ a_0^* \end{bmatrix} \quad (3.84)$$

para \hat{l}_i e \hat{p}_i . A solução da equação (3.83) (onde os parâmetros $\hat{a}_i(t)$ e $\hat{b}_i(t)$ são considerados como constantes em cada instante de tempo t) é considerada como *ponto chave* para diferenciar a mesma de soluções que podem ser obtidas com s considerada como um operador diferencial, e $\hat{a}_i(t)$ e $\hat{b}_i(t)$ consideradas como funções diferenciáveis de tempo. A equação Diophantina (3.83) ou equação algébrica (3.84) possuem solução única desde que os polinomais $(s^2 + \hat{a}_1 s + \hat{a}_0)$ e $(\hat{b}_1 s + \hat{b}_0)$ sejam coprimos.

Lei de controle A lei de controle é formada usando os parâmetros estimados $\hat{l}_i(t)$ e $\hat{p}_i(t)$ em lugar dos parâmetros desconhecidos $l_i(t)$ e $p_i(t)$, desta forma, obtém-se

$$u_p = \left(\frac{\lambda_0 - \hat{l}_0}{s + \lambda_0} \right) u_p + \left(\frac{\hat{p}_1 s + \hat{p}_0}{s + \lambda_0} \right) (y_m - y_p) \quad (3.85)$$

onde $\lambda_0 > 0$ é uma constante de projeto arbitrária. Para simplicidade da implementação, λ_0 pode ser escolhido para ser igual ao parâmetro de projeto λ usado na lei adaptativa da equação (3.80), de modo que os mesmos sinais podem ser compartilhados pela lei de controle e a lei adaptativa.

Implementação Para $\lambda = \lambda_0$. O esquema *APPC* pode ser realizado pelas seguintes equações:

Filtros

$$\begin{aligned}\dot{\Phi}_1 &= A_{F1}\Phi_1 + B_{F1}u_p, \quad \Phi_1(0) = 0 \\ \dot{\Phi}_2 &= A_{F2}\Phi_2 + B_{F2}y_p, \quad \Phi_2(0) = 0 \\ \dot{\phi}_m &= -\lambda\phi_m + y_m, \quad \phi_m(0) = 0 \\ z &= C_z\Phi_2 + y_p = -\dot{\phi}_5\end{aligned}$$

onde

$$\begin{aligned}\Phi_1 &= [\phi_1 \ \phi_2]^T, \quad \Phi_2 = [\phi_3 \ \phi_4]^T \\ A_{F1} = A_{F2} &= \begin{bmatrix} -2\lambda & -\lambda^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_{F1} = -B_{F2} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \\ C_z &= [2\lambda \ \lambda^2]\end{aligned}$$

Lei adaptativa

$$\dot{\hat{b}}_1 = \gamma_1\epsilon\phi_1, \quad \dot{\hat{b}}_0 = \gamma_2\epsilon\phi_2, \quad \dot{\hat{a}}_1 = \gamma_3\epsilon\phi_3, \quad \dot{\hat{a}}_0 = \gamma_4\epsilon\phi_4 \quad (3.86)$$

$$\begin{aligned}\epsilon &= \frac{z - \hat{b}_1\phi_1 - \hat{b}_0\phi_2 - \hat{a}_1\phi_3 - \hat{a}_0\phi_4}{m^2}, \\ m^2 &= 1 + \phi_1^2 + \phi_2^2 + \phi_3^2 + \phi_4^2\end{aligned}$$

Lei de controle

$$u_p = (\lambda - \hat{l}_0)(\phi_1 + \lambda\phi_2) - (\hat{p}_1\lambda - \hat{p}_0)(\phi_3 + \lambda\phi_4 + \phi_m) - \hat{p}_1(y_p - y_m)$$

onde $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3, \gamma_4, \lambda > 0$ são constantes de projeto.

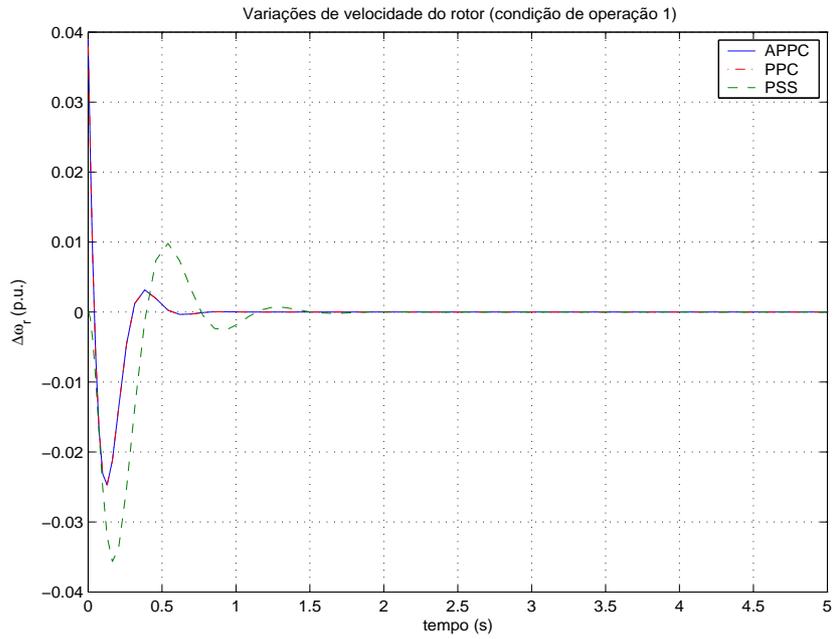


FIGURA 3.19: Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 0.01$ na planta reduzida. Cond. de operação 1.

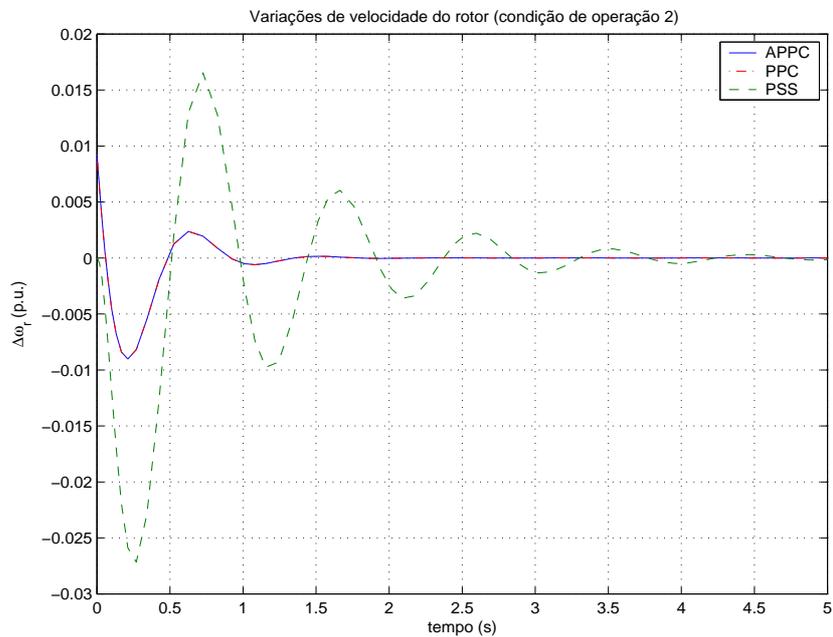


FIGURA 3.20: Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 0.01$ na planta reduzida. Cond. de operação 2.

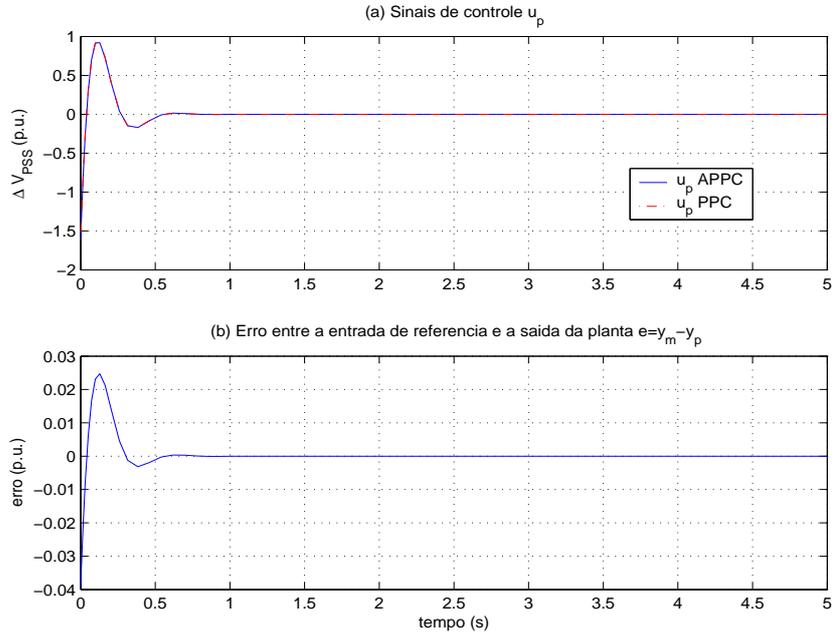


FIGURA 3.21: Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ na planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 0.01$ na planta reduzida. Cond. de operação 1.

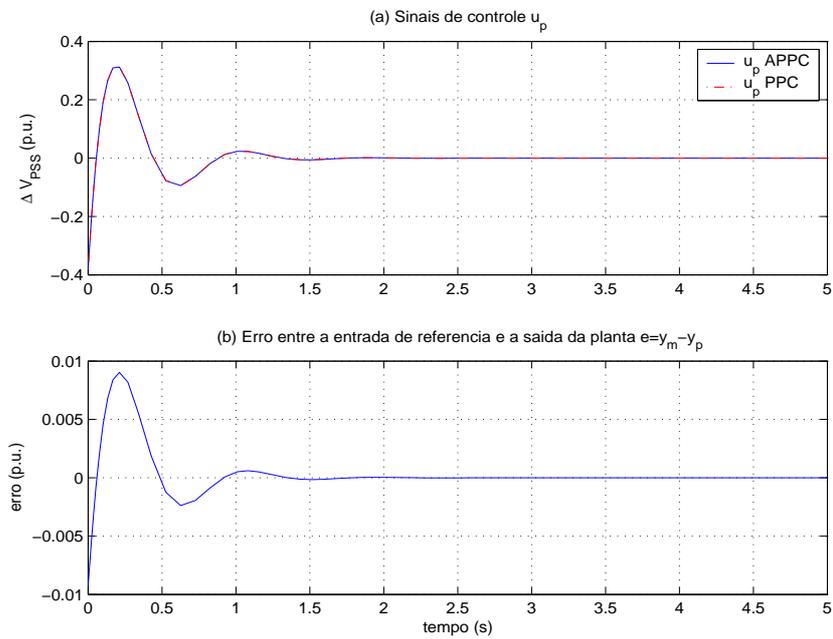


FIGURA 3.22: Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ na planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 0.01$ na planta reduzida. Cond. de operação 2.

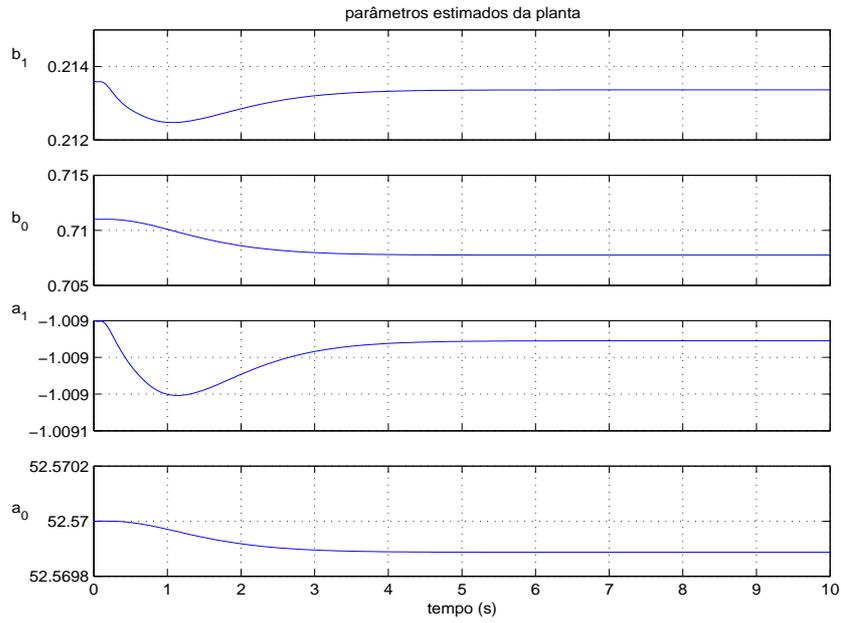


FIGURA 3.23: Variações dos parâmetros estimados da planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 0.01$ na planta reduzida. Cond. de operação 1.

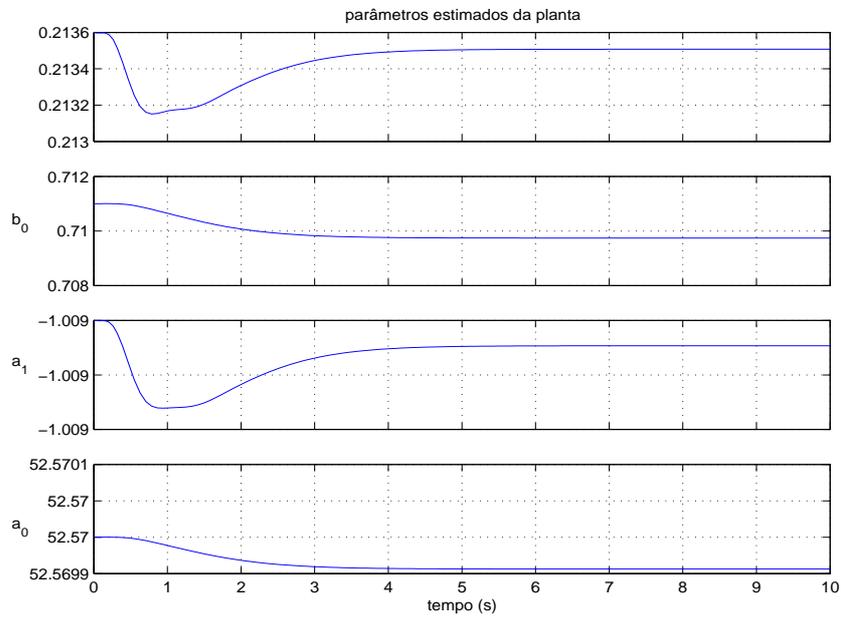


FIGURA 3.24: Variações dos parâmetros estimados da planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 0.01$ na planta reduzida. Cond. de operação 2.

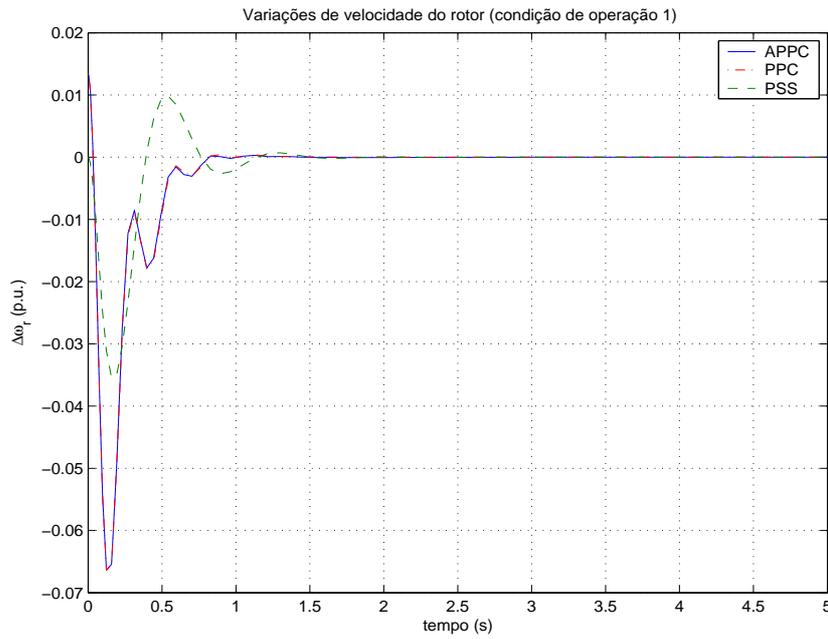


FIGURA 3.25: Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com APPC projetado para a planta reduzida e com condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.

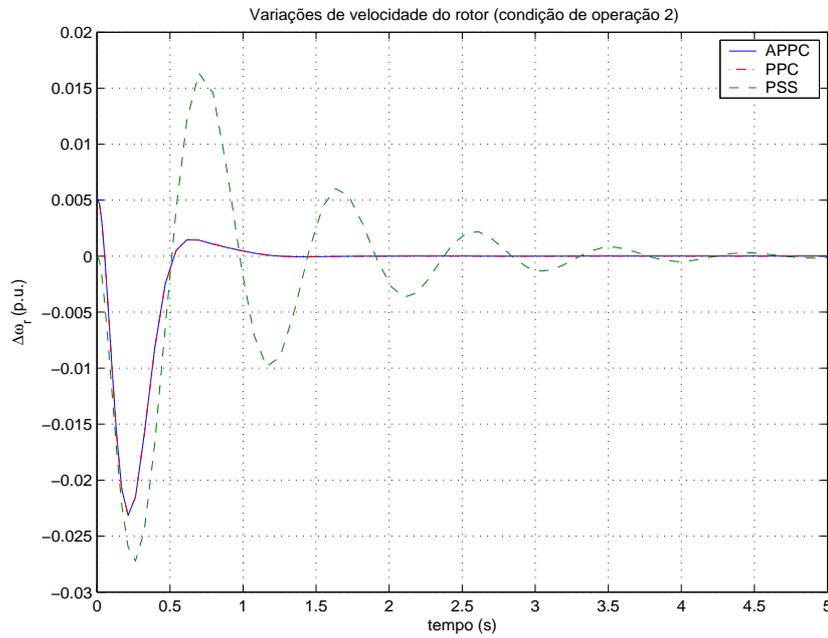


FIGURA 3.26: Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com APPC projetado para a planta reduzida e com condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.

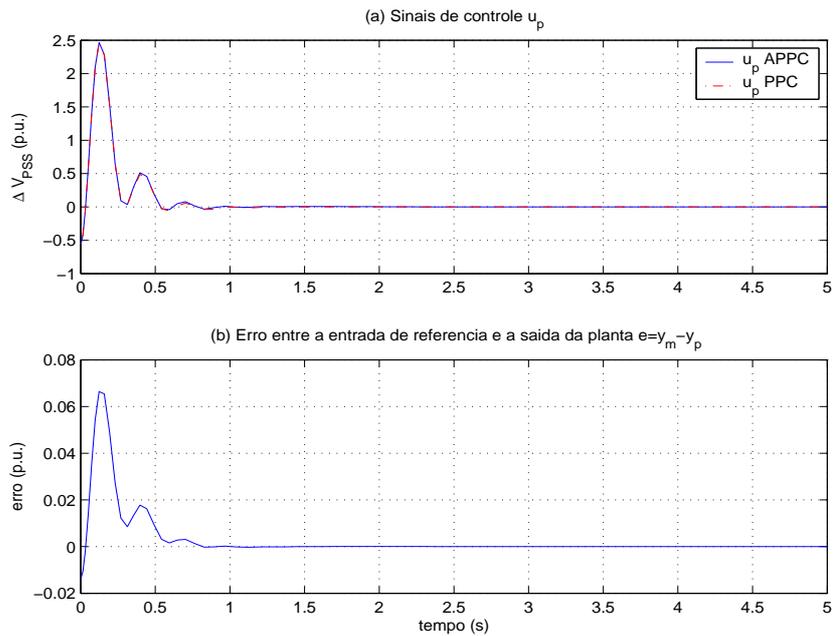


FIGURA 3.27: Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta com APPC projetado para a planta reduzida e com condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.

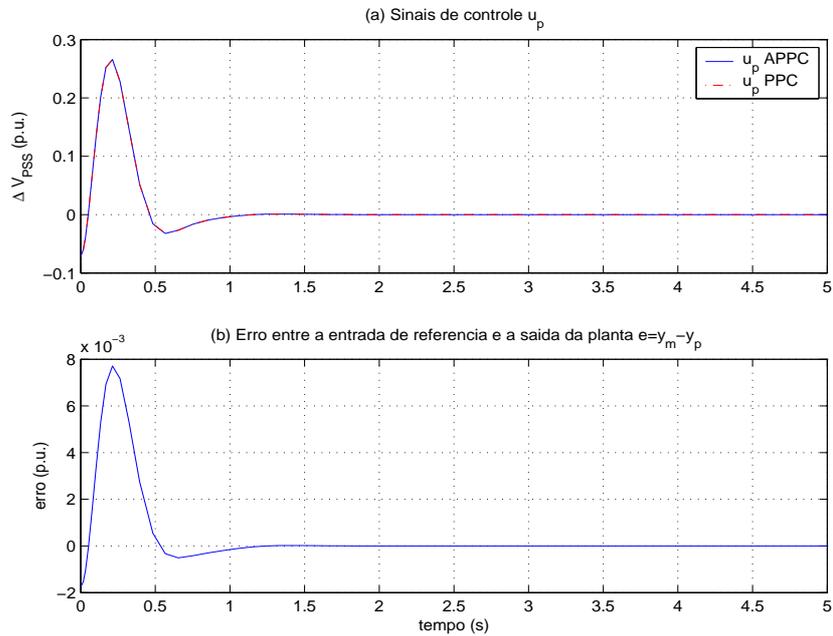


FIGURA 3.28: Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta com APPC projetado para a planta reduzida e com condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.

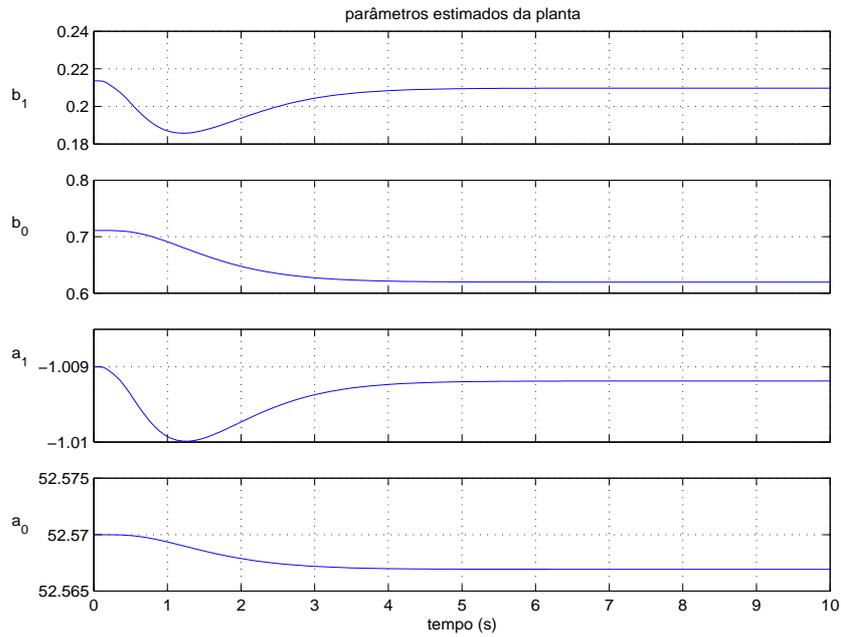


FIGURA 3.29: Variações dos parâmetros estimados da planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.

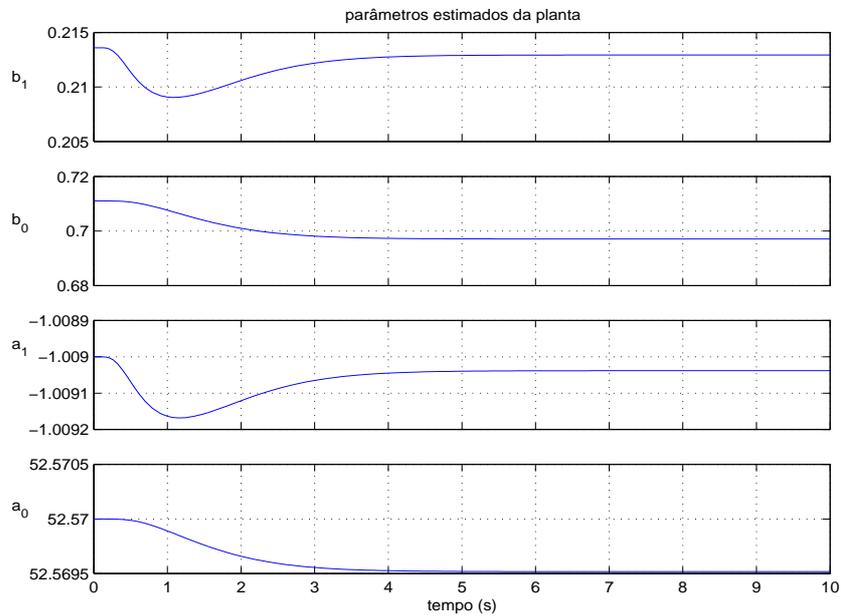


FIGURA 3.30: Variações dos parâmetros estimados da planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 3 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.

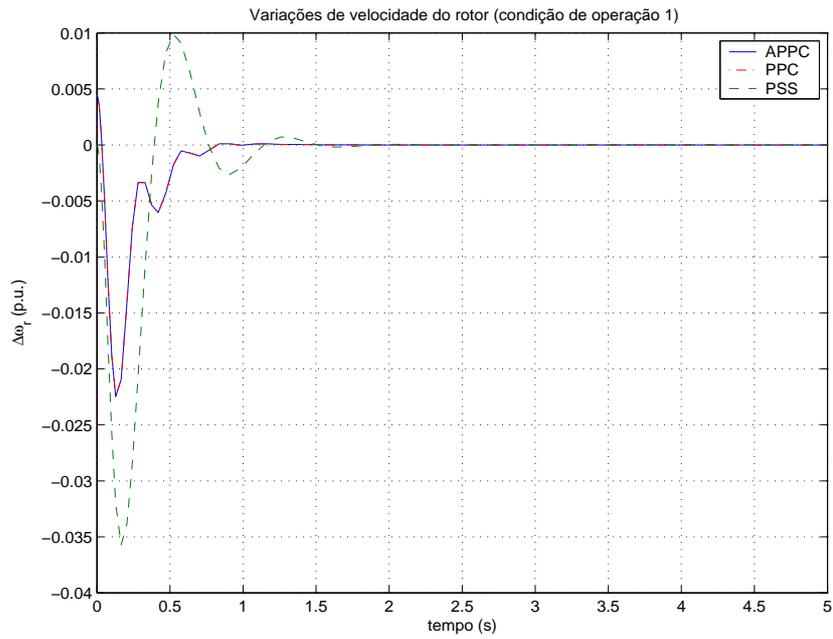


FIGURA 3.31: Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com APPC projetado para a planta reduzida e com condições iniciais $x_0 = 1 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.

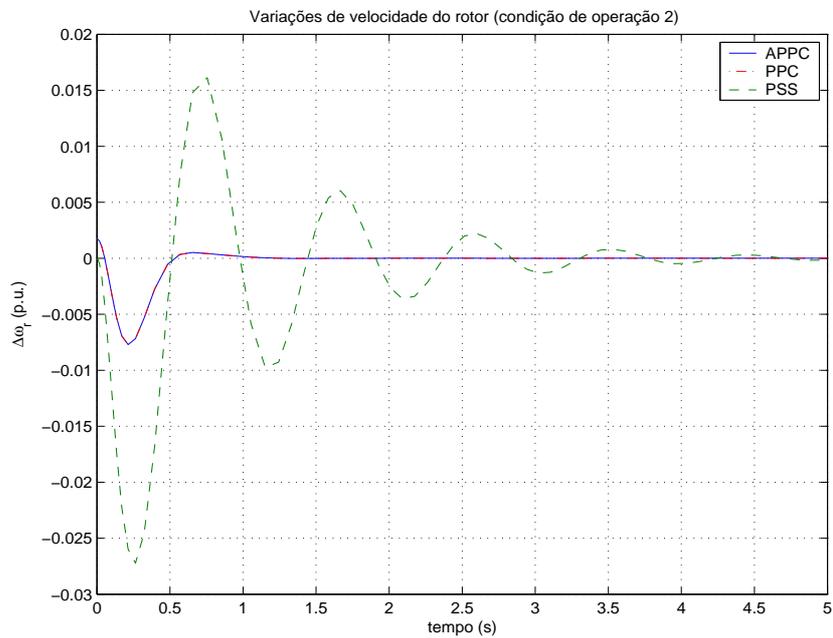


FIGURA 3.32: Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com APPC projetado para a planta reduzida e com condições iniciais $x_0 = 1 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.

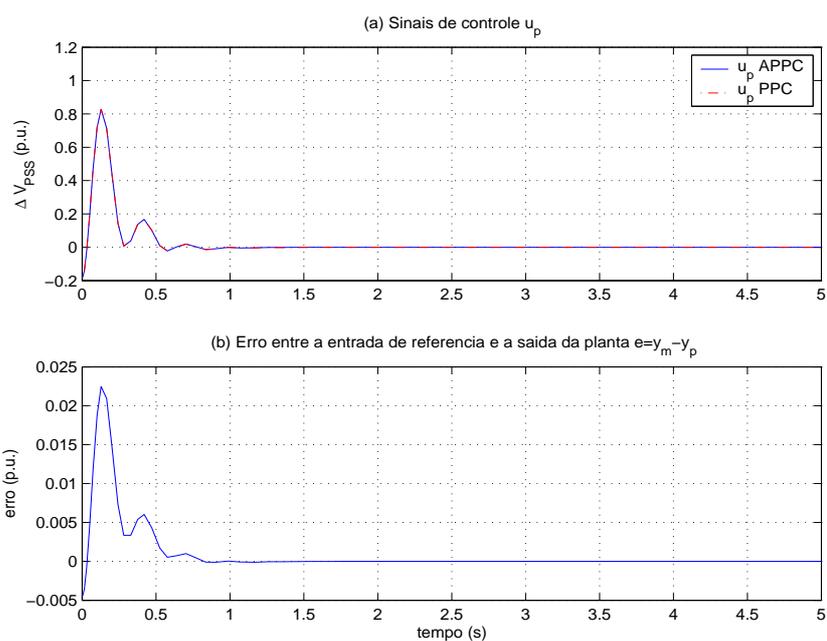


FIGURA 3.33: Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta com APPC projetado para a planta reduzida e com condições iniciais $x_0 = 1 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.

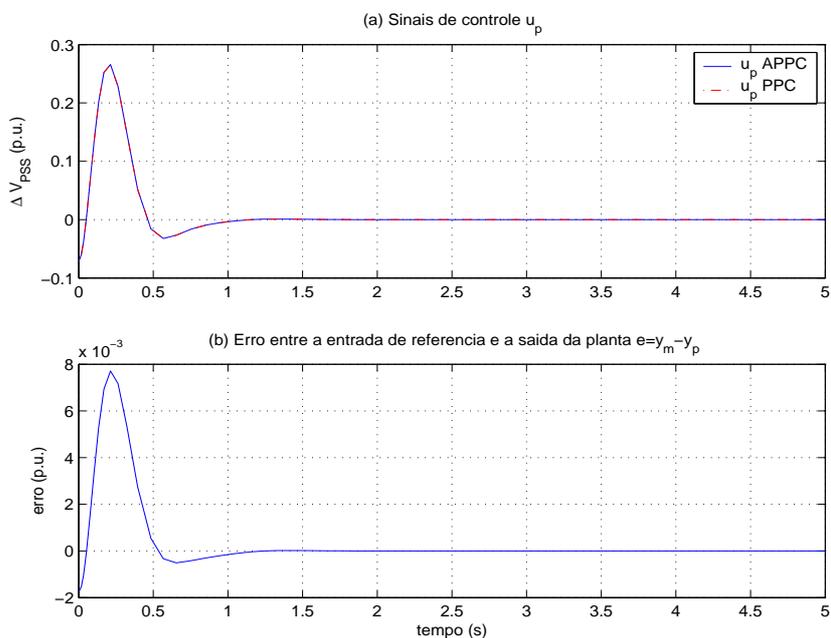


FIGURA 3.34: Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta com APPC projetado para a planta reduzida e com condições iniciais $x_0 = 1 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.

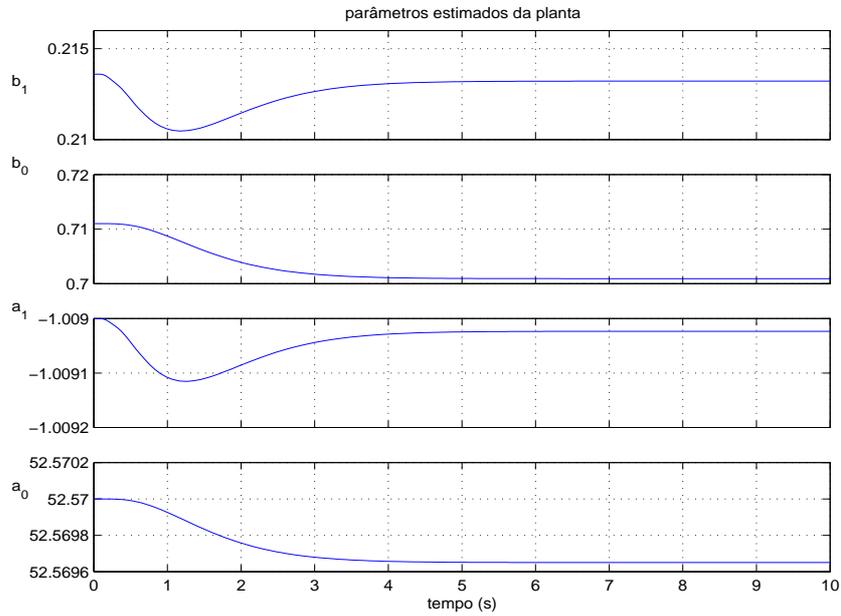


FIGURA 3.35: Variações dos parâmetros estimados da planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 1 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 1.

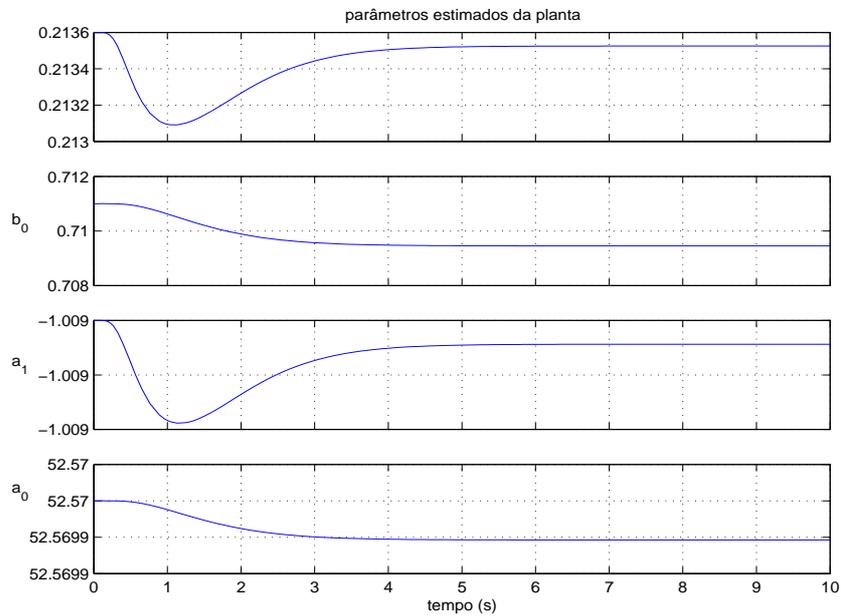


FIGURA 3.36: Variações dos parâmetros estimados da planta reduzida com APPC e condições iniciais $x_0 = 1 \times 10^{-5}$ na planta. Cond. de operação 2.

As figuras 3.19 e 3.20, mostram as respostas de saída do modelo reduzido (de segunda ordem) da planta, com um controlador adaptativo de primeira ordem projetado para a mesma. Este modelo reduzido considera unicamente os pólos dominantes do sistema, desprezando desta forma, as dinâmicas rápidas. Estas figuras mostram uma boa resposta transitória e um bom desempenho dinâmico, através do amortecimento dos modos electro-mecânicos da planta.

Nas figuras 3.25 e 3.26, pode se observar que, o sistema máquina-barras infinita (equação 2.19) com o controlador adaptativo de ordem reduzida (primeira ordem), apresenta uma melhor resposta transitória em relação ao mesmo sistema com o controlador adaptativo de ordem completa (terceira ordem) projetado na seção 3.4.1, isto deve-se fundamentalmente a que o controlador de maior ordem possui mais dinâmicas internas que precisam decair, e, que afetam diretamente na resposta transitória do sistema. Além disso, a resposta do sistema (com o controlador de ordem reduzida), é amortecida em aprox. 1,2 seg., para ambas condições de operação.

As figuras 3.29 e 3.30, mostram as variações dos parâmetros estimados da planta, neste ponto, deve-se observar que a vantagem de considerar um modelo reduzido da planta, é a subsequente redução no número de parâmetros a ser adaptados, o que provoca um incremento na velocidade de adaptação do sistema, que permite atingir o objetivo de controle mais rapidamente.

As figuras 3.31 e 3.32, mostram o efeito da variação das condições iniciais da planta. Daqui, pode se observar que, a amplitude da resposta transitória do sistema é diretamente proporcional à magnitude das condições iniciais, embora, estas não afetem o desempenho em regime permanente (amortecimento) do sistema.

3.5 Conclusões

Neste capítulo, é apresentada a metodologia de Controle por Alocação de Pólos Adaptativo indireto. Este algoritmo é aplicável tanto a sistemas de fase mínima quanto a sistemas de fase não mínima, uma vez que não considera cancelamentos de pólos e zeros da planta.

A metodologia de controle é baseada no cálculo dos parâmetros do controlador a partir dos parâmetros estimados da planta, através da solução de uma equação Diophantina, ou equivalentemente a solução de uma equação algébrica para os parâmetros do controlador \hat{l}_i e \hat{p}_i . Assim, uma das condições que garante a estabilidade do sistema em malha fechada é que os polinômios que caracterizam a planta estimada $\hat{A}(s, t)Q_m(s)$ e $\hat{B}(s, t)$ na equação Diophantina deverão ser robustamente coprimos, ou equivalentemente, a matriz de Sylvester $S_l(t)$ na equação algébrica deverá ser não singular para todos os parâmetros da planta estimados pela lei adaptativa $\forall t$.

O algoritmo foi aplicado ao problema de estabilização de sistemas de potência, através do projeto de um controlador adaptativo para o sistema máquina-barra infinita, representado por um modelo de quarta ordem, grau relativo 2, e fase não mínima. Além disso, foi projetado um controlador adaptativo de primeira ordem para uma planta de modelo reduzido com os pólos dominantes do sistema original.

Para efeitos do projeto dos controladores, o sinal de referência foi $y_m = 0$, já que, neste caso, o objetivo de controle é a regulação da saída da planta a zero. Desta forma, para testar o desempenho dos controladores, a planta foi perturbada unicamente pelo efeito de condições iniciais diferentes de zero ($\eta_0 \neq 0$). Neste caso, a lei adaptativa do gradiente ainda garante que o erro (ϵ), o erro normalizado (ϵn_s), θ , e $\dot{\theta}$ permaneçam limitados, porém, $\eta_0 \neq 0$ afeta a resposta transitória de $\theta(t)$ dependendo da rapidez com que $\eta_0 \rightarrow 0$ para $t \rightarrow \infty$.

Resultados de simulação mostram o melhor desempenho do *controlador por alocação de pólos adaptativo* em comparação a um *controlador por alocação de pólos* (para plantas com parâmetros conhecidos) e um *PSS convencional*, no amortecimento das oscilações do sistema, após a variação nas condições de operação do sistema. Além disso, o controlador adaptativo de primeira ordem mostra uma melhor resposta transitória em relação ao controlador adaptativo de terceira ordem projetado para a planta original.

Capítulo 4

Controle Adaptativo Simples

4.1 Introdução

Os métodos de controle adaptativo podem ser divididos em duas extensas categorias: controle direto ou implícito e controle indireto ou explícito. Os métodos de controle indireto executam a identificação dos parâmetros da planta, a partir dos quais são calculados os parâmetros do controlador através de uma equação Diophantina. Os métodos de controle direto executam as funções de identificação paramétrica da planta e do controlador apenas em um processo. Nos métodos de controle direto, os ganhos do controlador são calculados diretamente sem identificação explícita dos parâmetros da planta. Desta forma, uma das vantagens do controle direto em relação ao indireto é o menor número de cálculos a desenvolver implicando em menor carga computacional e maior velocidade no processo de controle.

Os métodos de controle adaptativo por modelo de referência podem ser classificados em três tipos: o primeiro é o método de acesso total aos estados da planta desenvolvido por Landau (Landau 1979) que assume que todas as variáveis de estado são mensuráveis; o segundo é o método de entrada-saída que tem sua origem no conceito de sinal de erro aumentado proposto por Monopoli (Monopoli 1974). Neste enfoque, observadores adaptativos são incorporados no controlador adaptativo para superar a dificuldade de acesso ao vetor de estados completo; o terceiro enfoque é o controle adaptativo simples (SAC *do inglês Simple Adaptive Control*) proposto por Kaufman. Este enfoque é um método de realimentação de saída que não requer de observadores adap-

tativos e nem de acesso ao vetor de estados completo. Outras características atraentes do controle adaptativo simples (em comparação aos métodos de controle adaptativo indireto ou controle adaptativo por modelo de referência direto) são:

- É aplicável a sistemas de fase não mínima,
- É aplicável a sistemas com múltiplas entradas e saídas (MIMO),
- Não depende dos parâmetros estimados da planta.

Um enfoque simples para o *MRAC* direto aplicado a plantas *MIMO* foi primeiro proposto por Sobel, Kaufman e Mabiús (Sobel, Kaufman & Mabiús 1979). Esta metodologia utiliza uma estrutura de controle que é uma combinação linear de um *feedforward* dos estados e entradas do modelo e realimentação do erro entre as saídas da planta e do modelo. Este tipo de algoritmo não requer acesso completo ao vetor de estados e não precisa satisfazer as condições de rastreamento do modelo perfeito. A estabilidade assintótica é garantida desde que a planta seja quase estritamente positiva real (*ASPR do inglês, Almost Strictly Positive Real*).

Uma planta representada por:

$$\begin{aligned}\dot{x}_p(t) &= A_p x_p(t) + B_p u_p(t) \\ y_p(t) &= C_p x_p(t)\end{aligned}\tag{4.1}$$

é *ASPR* se existe um ganho de realimentação K (não necessário para a implementação) de modo que o sistema definido por $(A_p - B_p K C_p, B_p, C_p)$ é estritamente positivo real (*SPR do inglês Strictly Positive Real*). Neste contexto, um sistema é definido como *SPR*, se satisfaz as condições estabelecidas pelo lema de *Kalman-Yakubovich* (Slotine & Li 1991).

A facilidade de implementação e suas propriedades de robustez tornam este enfoque de controle adaptativo atrativo ao usuário. Entre suas aplicações práticas destacam-se: o controle de robôs manipuladores; controle de direção de navios; motores DC; caldeiras; infusão de drogas; aeronaves; mísseis; e servo-mecanismos não lineares com incertezas variantes no tempo.

4.1.1 Estrutura do Controle Adaptativo Simples para Estabilização

Nesta seção é apresentado o algoritmo de controle adaptativo simples aplicado na estabilização de plantas *ASPR*. Este algoritmo representa um esquema simplificado do algoritmo de controle adaptativo por modelo de referência direto para plantas *ASPR* (Kaufman et al. 1994), aplicado ao rastreamento de certa classe de sinais de referência. Contudo, uma vez que, o objetivo de controle é a estabilização da planta, assume-se um sinal de referência constante $y_m = 0$. Desta forma, não foi necessário projetar um modelo de referência.

A estabilidade assintótica do sistema em malha fechada é garantida, desde que, certas restrições por desigualdades são satisfeitas para todos os valores admissíveis dos parâmetros da planta. O algoritmo unicamente requer que a saída da planta esteja disponível para medição.

4.1.1.1 Estrutura do Controlador

A lei de controle adaptativo é escolhida ter a forma seguinte

$$u_p(t) = -K_e(t)y_p(t) = -K_e(t)C_p x_p(t) \quad (4.2)$$

onde o ganho $K_e(t)$ é adaptativo. Aqui, o ganho $K_e(t)$ é definido como a soma de um ganho proporcional $K_{pe}(t)$ e um ganho integral $K_{Ie}(t)$, onde cada um dos quais é adaptado tal como mostra a tabela 4.1, onde, $T_e, \bar{T}_e \in \mathcal{R}$ são escalares de ponderação invariantes no tempo, e $C_p \in \mathcal{R}^{m \times n}$ é a matriz de saídas da planta. A seleção de T_e e \bar{T}_e e a matriz de saídas da planta C_p é limitada pelas condições que garantem estabilidade.

TABELA 4.1: Resumo do algoritmo de controle adaptativo

Lei de Controle	$u_p(t) = -K_e(t)y_p(t)$
Ganho Adaptativo	$K_e(t) = K_{pe}(t) + K_{Ie}(t)$
Ganho Proporcional	$K_{pe}(t) = \bar{T}_e y_p^2(t), \quad \bar{T}_e \geq 0$
Ganho Integral	$\dot{K}_{Ie}(t) = T_e y_p^2(t), \quad T_e > 0$

4.1.1.2 Análise de Estabilidade

Nesta seção, analisa-se a estabilidade do algoritmo de controle adaptativo. As equações que governam o sistema em malha fechada são resumidas na tabela 4.1. A estabilidade assintótica da saída do sistema, para o algoritmo de controle adaptativo descrito na tabela 4.1 será demonstrada usando um enfoque por Lyapunov que envolve (i) Encontrar uma função de Lyapunov candidata V , positiva definida nas variáveis de estado, e (ii) Avaliar a estabilidade em malha fechada, analisando o sinal da derivada da função de Lyapunov candidata \dot{V} . Este resultado de estabilidade é apresentado a seguir.

Considere a planta *SISO* representada por

$$\begin{aligned}\dot{x}_p(t) &= A_p x_p(t) + B_p u_p(t) \\ y_p(t) &= C_p x_p(t)\end{aligned}\tag{4.3}$$

onde, $x_p(t) \in \mathcal{R}^n$ é o vetor de estados da planta, $u_p(t) \in \mathcal{R}$ é a entrada da planta, $y_p(t) \in \mathcal{R}$ é a saída da planta, e A_p , B_p e C_p são matrizes de dimensões apropriadas. Utiliza-se a equação de Lyapunov para determinar se a planta pode ser estabilizada por realimentação de saída através de um controlador de ganho constante \tilde{K}_e , desta forma, obtém-se a lei de controle

$$u_p(t) = -\tilde{K}_e y_p(t) = -\tilde{K}_e C_p x_p(t)\tag{4.4}$$

Assim, o sistema em malha fechada é

$$\dot{x}_p(t) = A_p x_p(t) + B_p u_p(t) = A_p x_p(t) - B_p \tilde{K}_e C_p x_p(t) = (A_p - B_p \tilde{K}_e C_p) x_p(t)\tag{4.5}$$

Então, o sistema em malha fechada é estável, ou a planta original é estabilizável, se existem matrizes P e Q positivas definidas, de modo que, a equação de Lyapunov (4.6) é satisfeita:

$$P(A_p - B_p \tilde{K}_e C_p) + (A_p - B_p \tilde{K}_e C_p)^T P = -Q\tag{4.6}$$

Agora, assume-se que a planta pode ser estabilizada por realimentação de saída através de um controlador de ganho desconhecido $K_e(t)$. Para mostrar, o uso do controle

adaptativo e sua análise de estabilidade, considerar um controlador da forma:

$$\begin{aligned} u_p(t) &= -(K_{p_e}(t) + K_{I_e}(t))y_p(t) \\ K_{p_e}(t) &= \bar{T}_e y_p^2(t), \quad \bar{T}_e \geq 0 \\ \dot{K}_{I_e}(t) &= T_e y_p^2(t), \quad T_e > 0 \end{aligned} \quad (4.7)$$

Então, o sistema em malha fechada é

$$\dot{x}_p(t) = A_p x_p(t) - B_p (K_{p_e}(t) + K_{I_e}(t)) C_p x_p(t) = [A_p - B_p (K_{p_e}(t) + K_{I_e}(t)) C_p] x_p(t) \quad (4.8)$$

Somando e subtraindo $B_p K_e C_p x_p(t)$ obtém-se:

$$\dot{x}_p(t) = [A_p - B_p \tilde{K}_e C_p] x_p(t) - B_p [K_{p_e}(t) + K_{I_e}(t) - \tilde{K}_e] C_p x_p(t) \quad (4.9)$$

onde \tilde{K}_e é um ganho estabilizante que existe embora seu valor seja desconhecido. Para verificar a estabilidade do sistema adaptativo em malha fechada, além disso, é preciso considerar o ganho adaptativo. Portanto, deve-se escolher uma função de Lyapunov quadrática que inclui todos os valores dinâmicos do sistema, ou seja, ambos $x_p(t)$ e $[K_{I_e}(t) - \tilde{K}_e]$. Deve-se observar que o estado deve convergir a zero, e o ganho adaptativo $K_{I_e}(t)$ deve convergir ao ganho \tilde{K}_e . Desta forma, considera-se a seguinte função de Lyapunov candidata:

$$V = x_p^T P x_p + [K_{I_e}(t) - \tilde{K}_e]^2 / T_e \quad (4.10)$$

Assim, a derivada da função de Lyapunov é dada por:

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) &= \dot{x}_p^T P x_p + x_p^T P \dot{x}_p + \frac{2}{T_e} [K_{I_e}(t) - \tilde{K}_e] \dot{K}_{I_e}(t) \\ &= x_p^T [A_p - B_p \tilde{K}_e C_p]^T P x_p + x_p^T P [A_p - B_p \tilde{K}_e C_p] x_p - x_p^T P B_p [K_{p_e}(t) + K_{I_e}(t) - \tilde{K}_e] C_p x_p \\ &\quad - x_p^T C_p^T [K_{p_e}(t) + K_{I_e}(t) - \tilde{K}_e]^T B_p^T P x_p + \frac{2}{T_e} [K_{I_e}(t) - \tilde{K}_e] \dot{K}_{I_e}(t) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Substituindo-se $\dot{K}_{I_e}(t) = T_e y_p^2(t)$ na equação (4.11), obtém-se:

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) &= -x_p^T [Q + P B_p K_p C_p + C_p^T K_p B_p^T P] x_p - x_p^T [P B_p - C_p^T] [K_{I_e}(t) - \tilde{K}_e] C_p x_p \\ &\quad - x_p^T C_p^T [K_{I_e}(t) - \tilde{K}_e] [B_p^T P - C_p] x_p \end{aligned} \quad (4.12)$$

Dado que a matriz P satisfaz a equação (4.6), e além disso, o sistema representado pela equação (4.3) é *ASPR*, o que implica que:

$$PB_p = C_p^T \quad (4.13)$$

Então, a partir da equação (4.12), obtém-se:

$$\dot{V}(x) = -x_p^T [Q + PB_p K_p C_p + C_p^T K_p B_p^T P] x_p \leq 0 \quad (4.14)$$

A equação (4.14) garante que todos os estados dos sistema são limitados. Além disso, aplicando o teorema de conjunto invariante global (Slotine & Li 1991), garante-se que $x_p \rightarrow 0$ para $t \rightarrow \infty$. A convergência do estado x_p é consequência do fato que o conjunto definido por $\Omega \triangleq \{x_p \mid \dot{V}(x_p) \equiv 0\}$ é um conjunto invariante, dado que $\dot{V}(x_p) = 0$ implica que $x_p = 0$, e consequentemente $y_p = 0$ e $u_p = 0$. Desta forma, a partir da equação (4.3), tem-se que, $\dot{x}_p = 0$, o que garante a invariância do conjunto Ω .

4.1.1.3 Restrições do Sistema

A fim de resolver o problema de controle adaptativo com as matrizes A_p e B_p invariantes no tempo, é suficiente que as restrições dadas pelas equações (4.6) e (4.13), ou equivalentemente, a restrição dada pela estrita positividade real do sistema em malha fechada definido pela equação (4.5), sejam satisfeitas para todas as matrizes A_p e B_p permissíveis. Deste modo, esta seção discute técnicas para satisfazer as restrições para um conjunto limitado de parâmetros.

Abordagem no domínio na frequência A partir dos conceitos básicos de estabilidade apresentados em (Kaufman et al. 1994), pode se observar que, $Z(s)$ é *SPR* se e somente se (Landau 1979), (Wen 1988):

1. Todos os elementos de $Z(s)$ são analíticos no semiplano direito do plano complexo (ou seja, eles não têm pólos em $re(s) \geq 0$)
2. A matriz $Z(j\omega) + Z^T(-j\omega)$ é Hermitiana positiva definida para todo ω real.

3.

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} [\omega^2(Z(j\omega) + Z^T(-j\omega))] > 0$$

Baseada na definição acima, uma modificação do procedimento originalmente proposto por Mabiús (Mabiús 1976) é apresentada para confirmar que $Z(s)$ é *SPR* para alguma matriz \tilde{K}_e .

Passo 1. Escolher o produto de matrizes $\tilde{K}_e C_p$ de modo que os autovalores de $(A_p - B_p \tilde{K}_e C_p)$ possuem parte reais negativas.

Passo 2. Definir $Z(s) = C_p(A_p - B_p \tilde{K}_e C_p)^{-1} B_p$, e definir $F(\omega) = Z(j\omega) + Z^T(-j\omega)$.

Passo 3. Confirmar que C_p é tal que $F(\omega)$ é positiva definida para todo ω .

Este último passo é talvez melhor executado verificando que todos os m menores principais de $F(\omega)$ sejam positivos. Cada um destes menores principais pode ser expandido como uma razão de dois polinômiais em ω^2 . Os coeficientes de cada potência de ω^2 (ou seja, ω^{2i}) são funções de C_p , A_p , B_p , e \tilde{K}_e . Nesta expansão o denominador pode ser sempre feito positivo e então o numerador pode ser escrito como

$$\sum_{i=0}^{N_m} f_i(C_p, A_p, B_p, \tilde{K}_e) \omega^{2i} \quad (4.15)$$

onde N_m depende do número de estados e a ordem do menor. A fim de garantir que $F(\omega)$ seja positivo para todo ω , é suficiente que cada coeficiente f_i em cada menor seja positivo para todas as matrizes A_p , B_p admissíveis. Se nem todos os coeficientes são positivos, é ainda possível que os menores principais sejam positivos. Para este efeito, pode ser desejável provar a positividade dos menores principais usando os algoritmos de Routh sugeridos por Siljak (Siljak 1970).

Além disso, cada menor principal deve ser positivo para todos os valores possíveis de (A_p, B_p, C_p) dentro de uma determinada faixa. Assim, sugere-se que alguns resultados (Vicino & Tesi 1991), (Chapellat, Dahleh & Bhattacharyya 1991) que permitem determinar a positividade real robusta de plantas por intervalos, seriam muito úteis.

Em particular, se é possível determinar valores máximos e mínimos para cada um dos coeficientes do polinômio de menor grau, então, a positividade do polinômio para

todas as possíveis variações de parâmetros pode ser deduzida das propriedades de positividade de apenas oito polinômios associados (Kaufman et al. 1994).

Por outro lado, uma função de transferência $m \times m$ é *ASPR* se esta é de fase mínima, e além disso, tem n pólos e $n - m$ zeros (Kaufman et al. 1994). Desta forma, define-se $G(s) = C_p(sI - A_p)^{-1}B_p$ e se demonstra que C_p é tal que $C_p B_p > 0$, e que os zeros ou as raízes da equação (4.16)

$$\det \begin{bmatrix} sI - A_p & B_p \\ -C_p & 0 \end{bmatrix} = 0 \quad (4.16)$$

estão no semiplano esquerdo do plano complexo.

Abordagem no domínio no tempo Um enfoque no domínio no tempo para mostrar estrita positividade real da matriz de transferência

$$Z(s) = J + C_p(sI - A_p + B_p \tilde{K}_e C_p)^{-1} B_p \quad (4.17)$$

é baseada numa prova para a positividade real discreta de um sistema transformado (Anderson & Vongpanitlerd 1973). Para este efeito define as equações seguintes:

$$A = (I + A_p - B_p \tilde{K}_e C_p)(I - A_p + B_p \tilde{K}_e C_p)^{-1} \quad (4.18)$$

$$B = \frac{1}{\sqrt{2}}(A + I)B_p \quad (4.19)$$

$$C^T = \frac{1}{\sqrt{2}}(A^T + I)C_p^T \quad (4.20)$$

$$J_D = J + C^T(A + I)^{-1}B \quad (4.21)$$

$$U = J_D + J_D^T \quad (4.22)$$

Desta forma, $Z(s)$ como definida na equação (4.17), será positiva real se e somente se a seguinte equação de diferença recursiva tem uma solução de regime permanente

negativa definida (Hitz & Anderson 1969):

$$\begin{aligned}
 x_{(n+1)} &= A^T x_{(n)} A - [A^T x_{(n)} B + C][U + B^T x_{(n)} B]^{-1} \\
 &\quad \times [B^T x_{(n)} A + C^T] \\
 x(0) &= 0
 \end{aligned} \tag{4.23}$$

4.2 Relaxamento das Restrições SPR

4.2.1 Introdução

Sabendo que, o algoritmo apresentado na seção 4.1.1 requer que certas restrições de positividade sejam satisfeitas, para garantir a estabilidade assintótica do sistema em malha fechada, varias modificações foram desenvolvidas de modo que o algoritmo possa ser usado numa classe muito mais extensa de sistemas.

4.2.2 Compensador *Feedforward* em Paralelo

No capítulo 4 foram desenvolvidos controladores adaptativos que garantem a estabilidade de qualquer sistema que satisfaz as assim chamadas condições de quase estrita positividade real *ASPR*. Além disso, foi mostrado que qualquer função de transferência $m \times m$ de fase mínima com n pólos e $n - m$ zeros é *ASPR*. Este capítulo mostra como propriedades de estabilizabilidade básicas de plantas em geral podem ser usadas para aumentar as plantas controladas ou os algoritmos adaptativos, a fim adaptativos, a fim de satisfazer as condições *equação mref* desejadas garantir a estabilidade de sistemas mais realistas.

Para introduzir a relação entre estabilizabilidade e quase positividade, considere-se o exemplo de *Rohrs* (Kaufman et al. 1994). Primeiramente, assume-se que a planta pode ser estabilizada pela realimentação da sua saída através de um ganho constante, neste contexto, assume-se que K_{max} é o ganho máximo admissível, para o qual o sistema permanece estável. Qualquer estimativa de um ganho estabilizante será satisfatória, porém este é chamado de K_{max} já que é usado para limitar os ganhos adaptativos efetivos que afetam à planta, de forma que estes não se tornem muito grandes. Por conveniência, considera-se uma realimentação dentro do ganho adaptativo $K_e(t)$ unicamente. Em

lugar de impor um determinado limite sobre $K_e(t)$, pode se realimentar este ganho adaptativo através de $D_p = K_{max}^{-1}$, tal como mostra a figura 4.1, de modo que, o ganho efetivo do controlador seja $K(t) = [I + K_e(t)D_p]^{-1}K_e(t) = [K_{max} + K_e(t)]^{-1}K_{max}K_e(t)$. Desta forma, se o ganho adaptativo $K_e(t)$ varia de 0 a ∞ , o ganho efetivo $K(t)$ varia

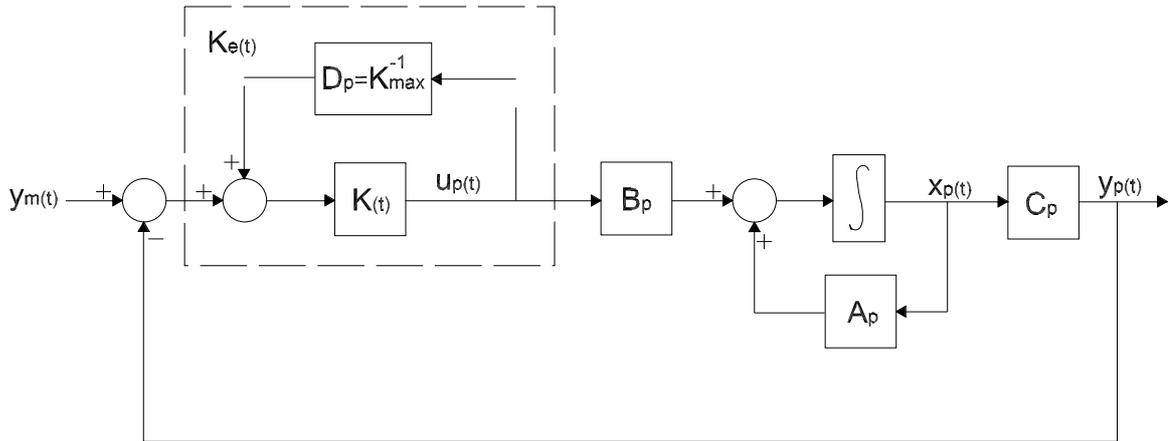


FIGURA 4.1: Diagrama de blocos do sistema com ganho adaptativo efetivo limitado suavemente de 0 a K_{max} .

Como o ganho adaptativo aumenta, o efeito de $D_p = K_{max}^{-1}$ na realimentação torna-se relevante e opõe-se fortemente à tendência do ganho efetivo para alcançar valores elevados e possivelmente perigosos. Desta forma, o ganho adaptativo efetivo $K(t)$ tem K_{max} com um limite suave.

Agora sem afetar a planta, o laço $D_p = K_{max}^{-1}$ é representado como um *feedforward* em paralelo como é mostrado na figura 4.2 a fim de enfatizar o problema de controle desde o ponto de vista do controlador adaptativo $K_e(t)$. A partir da figura 4.2 pode se observar que agora, em lugar de controlar diretamente a planta original $G_p(s)$, o ganho adaptativo $K_e(t)$ controla uma planta "aumentada" $G_a(s) = G_p(s) + \frac{1}{K_{max}}$. A planta aumentada $G_a(s)$ tem igual número de pólos e zeros, além disso todos os zeros são de fase mínima. Como é mostrado em (Kaufman et al. 1994), esta planta aumentada é *ASPR*, e desta forma, o controle adaptativo pode ser usado.

Além disso, é possível efetuar acréscimos proveitosos similares com compensadores *feedforward* em paralelo com plantas que não são estabilizáveis por realimentação através de um ganho constante. Considera-se, para efeitos de ilustração, o modelo não

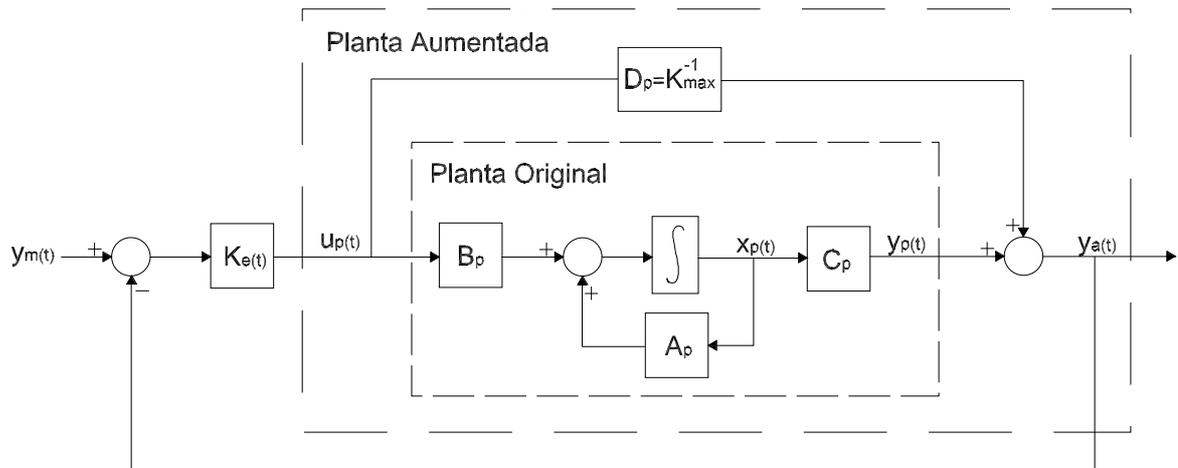


FIGURA 4.2: Esquema de controle equivalente com compensador *feedforward* em paralelo

linear simplificado de um sistema de control de tensão de um gerador (Bergen 1986). A função de transferência nominal do sistema em malha aberta é

$$G_p(s) = \frac{1.5}{(s + 1.17)(s - 2.9)} \quad (4.24)$$

Esta planta não pode ser estabilizada por nenhum ganho constante. Contudo, um controlador *PD* da forma $H(s) = K \left(1 + \frac{s}{s_0}\right)$, com um ganho suficientemente elevado, de fato, pode estabilizar esta planta.

A dinâmica do controlador *PD* estabilizante $H(s)$ será usada agora para executar um papel similar ao que foi executado pelo ganho estabilizante fixo no exemplo anterior. Em outras palavras, em lugar de implementar a configuração estabilizante (não causal) $H(s)$ em serie com a planta, sugere-se usar sua inversa,

$$D(s) = H^{-1}(s) = \frac{D}{1 + \frac{s}{s_0}} \quad (4.25)$$

como um compensador *feedforward* em paralelo ao redor da planta, para assim, obter uma planta aumentada com certas propriedades de passividade desejáveis, tal como mostra a figura 4.3.

Como é mostrado em (Kaufman et al. 1994), esta configuração é *ASPR*. Além disso,

se um ganho elevado K pode ser usado para estabilização com PD então $D = K^{-1}$ será pequeno, e a contribuição da malha *feedforward* resultante, à saída aumentada pode ser desprezível em relação à saída da planta atual.

Para efeitos de ilustração, considera-se um ganho de $K = 40$, o compensador *feedforward* em paralelo é $D(s) = H^{-1}(s) = \frac{0.025}{s+2.5}$. Desta forma, a função de transferência da malha fechada é:

$$G_a(s) = G_p(s) + H^{-1}(s) = \frac{1.5}{(s + 1.17)(s - 2.9)} + \frac{0.025}{s + 2.5} \quad (4.26)$$

ou,

$$G_a(s) = \frac{0.025(s^2 + 58.22s + 146.61)}{(s + 1.17)(s - 2.9)(s + 2.5)} \quad (4.27)$$

Na equação (4.27), deve-se notar que a planta aumentada $G_a(s)$ é de fase mínima e de grau relativo 1, com dois zeros e três pólos. Desta forma, a mesma possui as propriedades *ASPR* requeridas para as provas de estabilidade dos sistemas de controle adaptativo (Barkana & Kaufman 1985), (Barkana 1987), (Sobel et al. 1979). Além disso, deve-se notar que o grau relativo da planta aumentada é igual ao grau relativo do compensador *feedforward* (escolhido) em paralelo. Agora, o controle adaptativo pode ser aplicado com confiança. É fácil mostrar o efeito do compensador *feedforward* em paralelo e a

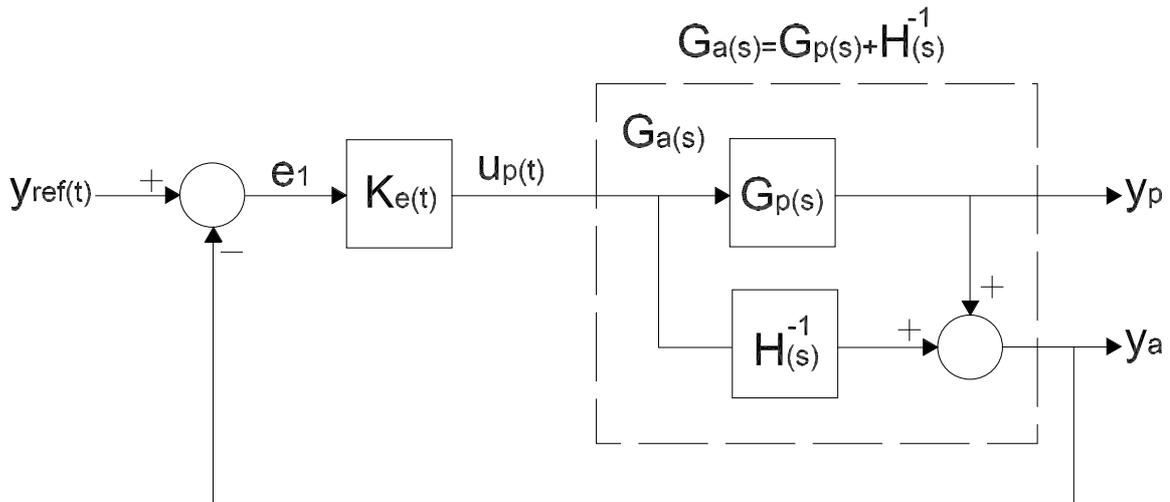


FIGURA 4.3: Representação equivalente do sistema de controle aumentado

propriedade *ASPR* em sistemas *SISO*. Considere-se a função de transferência

$$G_p(s) = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (4.28)$$

e assume-se que a mesma pode ser estabilizada por alguma configuração

$$H(s) = \frac{KQ(s)}{P(s)} \quad (4.29)$$

onde, $A(s)$, $B(s)$, $P(s)$, $Q(s)$ são polinomiais e $P(s)$ e $Q(s)$ são mônicos (ou seja, o coeficiente do termo de maior grau é a unidade). O sistema em malha fechada é

$$T(s) = \frac{G_p(s)}{1 + H(s)G_p(s)} = \frac{B(s)P(s)}{A(s)P(s) + KB(s)Q(s)} \quad (4.30)$$

Sabendo que, $H(s)$ é uma configuração estabilizante, o polinomial $A(s)P(s) + KB(s)Q(s)$ é Hurwitz. Desta forma, utiliza-se $H^{-1}(s)$ em paralelo com a planta, obtém-se

$$G_a(s) = G_p(s) + H^{-1}(s) = \frac{B(s)}{A(s)} + \frac{P(s)}{KQ(s)} \quad (4.31)$$

ou,

$$G_a(s) = \frac{A(s)P(s) + KB(s)Q(s)}{KA(s)Q(s)} \quad (4.32)$$

Na equação (4.32), pode se observar claramente que $G_a(s)$ é de fase mínima, e se além disso, seu grau relativo é 1, então esta é *ASPR*.

Dentro da literatura de controle adaptativo são apresentadas generalizações desta técnica *feedforward* em paralelo a sistemas multivariáveis (Kaufman et al. 1994). Demonstra-se que se, uma planta $m \times m$ com função de transferência $G_p(s)$ pode ser estabilizada por alguma configuração $H(s)$, então a planta aumentada $G_a(s) = G_p(s) + H^{-1}(s)$ é *ASPR* se $H(s)$ é escolhida de modo que o grau relativo de $G_a(s)$ é m ou zero. Esta última, não é uma condição restritiva, já que qualquer fatoraçoão de $H(s) = H_1(s)H_2(s)$ pode ser usada para implementar o sistema aumentado

$$G_a(s) = H_2(s)G_p(s) + H_1^{-1}(s) \quad (4.33)$$

e satisfazer a condição de grau relativo.

Em controle adaptativo, o uso do compensador *feedforward* em paralelo, assume que é possível escolher alguma configuração estabilizante antes da implementação do controle adaptativo. Considera-se razoável assumir, usualmente, que além de todos os métodos existentes para controle robusto com incertezas, pode se projetar ao menos alguma configuração estabilizante.

Neste contexto, o controlador *PD* com função de transferência

$$H(s) = K \left(1 + \frac{s}{s_0} \right) \quad (4.34)$$

foi mencionado com frequência devido a sua simplicidade e extensa aplicação. Embora, algum ganho poderia efetuar a estabilização do sistema, é desejável estimar o ganho mais elevado $K = K_{max}$ que mantenha a estabilidade do sistema. Neste caso, a configuração em paralelo é $H^{-1}(s) = \frac{K_{max}^{-1}}{1 + \frac{s}{s_0}}$.

Neste estágio, é recomendável avaliar o ganho finito mais elevado que ainda garante a estabilidade do sistema para alguma configuração estabilizante $H(s)$, de modo que, a inversa $H^{-1}(s)$ tenha ganhos pequenos e sua sinal de saída $y_s(t)$ permaneça pequena comparada com a saída da planta original $y_p(t)$. Desta forma, é mostrado que, embora, a soma de $H^{-1}(s)$ pode melhorar em muito as propriedades de estabilizabilidade do sistema adaptativo, o sinal da saída aumentada mantém-se muito próxima ao sinal de saída da planta original $y_a(t) \cong y_p(t)$ para todos os propósitos práticos.

4.2.3 Compensador *Feedforward* em Paralelo com a Planta

4.2.3.1 Controle Adaptativo com Compensador *Feedforward* Básico

Em geral, para evitar laços algébricos, a compensação *feedforward* discutida na seção 4.2.2 deverá ser definida pela função ou matriz de transferência estritamente própria $R_p(s)$ cuja realização é:

$$\dot{s}_p(t) = A_s s_p(t) + B_s u_p(t) \quad (4.35)$$

$$r_p(t) = D_s s_p(t) \quad (4.36)$$

Então, a saída aumentada a ser controlada é

$$z_p(t) = y_p(t) + r_p(t) \quad (4.37)$$

Em (Kaufman et al. 1994), mostra-se que o sistema aumentado

$$G_a(s) = G_p(s) + R_p(s) \quad (4.38)$$

é *ASPR* desde que:

- $R_p(s)$ é tal que o grau relativo de $G_a(s)$ é m .
- $R_p^{-1}(s)$ estabiliza por realimentação de saída, o sistema em malha fechada com função de transferência $[I + G_p(s)R_p^{-1}(s)]^{-1}G_p(s)$.

Aumentando a planta com um compensador *feedforward* $R_p(s)$, que satisfaz as condições acima, o sistema aumentado resulta ter a configuração mostrada na figura 4.4. A partir do mínimo conhecimento anterior, deve-se desenhar uma configuração estabilizante. Por exemplo, se uma planta é estabilizável por um controlador *PD* da forma $R_p^{-1}(s) = K \left(1 + \frac{s}{s_0}\right)$, somente é preciso alguma estimativa do ganho mais elevado $K = K_{max}$ que mantém a estabilidade. O controlador *PD* é mencionado em particular devido a sua extensa aplicabilidade e sua fácil aplicação. Neste caso, a configuração *feedforward* em paralelo é $R_p(s) = \frac{K_{max}^{-1}}{1 + \frac{s}{s_0}}$. É importante notar que o objetivo deste procedimento intermediário é unicamente a estabilidade e não o desempenho do sistema em malha fechada.

Em geral, para qualquer configuração estabilizante é importante encontrar o ganho mais elevado que ainda mantém a estabilidade. Desta forma, $R_p^{-1}(s)$ apresentará ganhos pequenos, e sua saída $r_p(t)$ se-mantendrá pequena em relação à saída da planta $y_p(t)$. Embora a soma de $R_p(s)$ possa melhorar em muito as propriedades de estabilizabilidade do sistema adaptativo, é desejável que a saída aumentada $z_p(t)$ permaneça aproximadamente igual à saída da planta $y_p(t)$.

4.2.3.2 Resumo do MRAC com Compensador *Feedforward* em Paralelo com a Planta

Planta:

$$\dot{x}_p(t) = A_p x_p(t) + B_p u_p(t) \quad (4.39)$$

$$y_p(t) = C_p x_p(t) \quad (4.40)$$

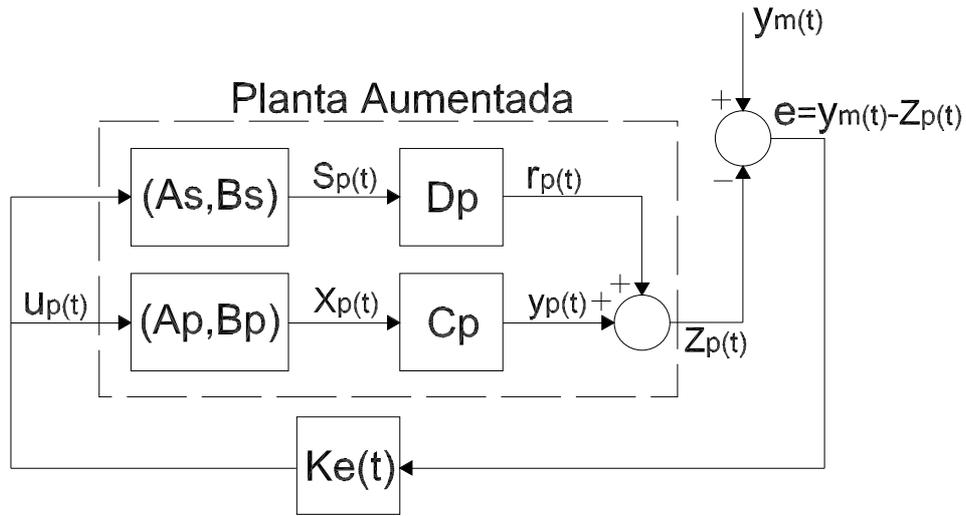


FIGURA 4.4: SAC com compensador *feedforward* em paralelo com a planta

Compensador *feedforward* adicional:

$$\dot{s}_p(t) = A_s s_p(t) + B_s u_p(t) \quad (4.41)$$

$$r_p(t) = D_p s_p(t) \quad (4.42)$$

Saída aumentada medida:

$$z_p(t) = y_p(t) + r_p(t) \quad (4.43)$$

Erro do sistema aumentado:

$$e_y(t) = y_m(t) - z_p(t) = y_m(t) - y_p(t) - D_p s_p(t) \quad (4.44)$$

Algoritmo Adaptativo:

$$K_{p_e}(t) = e_y^2(t) \bar{T}, \quad \bar{T} \geq 0 \quad (4.45)$$

$$\dot{K}_{I_e}(t) = e_y^2(t) T, \quad T > 0 \quad (4.46)$$

$$K_e(t) = K_{p_e}(t) + K_{I_e}(t) \quad (4.47)$$

$$u_p(t) = K_e(t) e_y^T(t) \quad (4.48)$$

4.2.4 Resultados de Simulação

No presente trabalho, o objetivo de controle é a estabilização adaptativa do sistema máquina-barra infinita, representado pelo modelo de Heffron-Phillips com excitador e AVR, mostrado na equação (2.19). Com este objetivo, é projetado um controlador adaptativo simples baseado na metodologia apresentada na seção 4.2. Porém, a implementação de um modelo de referência não é requerida já que o sinal de referência é $u_m = 0$, o qual permite projetar um controlador com uma estrutura simplificada, facilitando sua análise, projeto e implementação. Neste caso, o sinal de controle é gerado unicamente pela realimentação do erro entre a entrada de referência e a saída da planta. Desta forma, o objetivo de controle é garantir a estabilidade da planta em malha fechada e a convergência assintótica do erro entre o sinal de referência y_m e o sinal de saída da planta y_p .

4.2.4.1 Estabilização do sistema máquina-barra infinita

Nesta seção, projeta-se um controlador de amortecimento para o sistema máquina-barra infinita da equação (2.19). Esta planta é de ordem $n = 4$, grau relativo $n^* = 2$, e de fase não mínima. A metodologia de controle aplicada considera o projeto de um compensador *feedforward* em paralelo com a planta, para fazer com que a planta aumentada atenda as condições requeridas pelo algoritmo. Para efeitos de simulação considerou-se duas condições de operação do sistema:

Condição de operação 1: $P=0.9$, $Q=0.3$ (superexcitado), $E_t=1.0\angle 36^\circ$, $E_B=0.995\angle 0^\circ$
 $K_1=0.7643$; $K_2=0.8649$; $K_3=0.323$; $K_4=1.4187$; $K_5=-0.1463$; $K_6=0.4168$; $T_3=2.365\text{seg.}$;
 $T_R=0.02\text{seg.}$; $K_A=200$; $K_D=0$; $\omega_0=377\text{rad/seg.}$; $H=3.5\text{MW}\cdot\text{seg/MVA}$; $DT_m=0$; $DV_{\text{ref}}=0$.

Parâmetros da planta 1: $b_3 = 0$; $b_2 = 3.38$; $b_1 = 168.75$; $b_0 = 0$; $a_3 = 50.42$; $a_2 = 631.5$; $a_1 = 2067$; $a_0 = 33160$.

Condição de operação 2: $K_1=1.591$; $K_2=1.5$; $K_3=0.333$; $K_4=1.8$; $K_5=-0.12$; $K_6=0.3$;
 $T_3=1.91\text{seg.}$; $T_R=0.02\text{seg.}$; $\omega_0=377\text{rad/seg.}$; $H=3.0\text{MW}\cdot\text{seg/MVA}$; $K_A=200$; $K_D=0$;
 $DT_m=0$; $DV_{\text{ref}}=0$.

Parâmetros da planta 2: $b_3 = 0$; $b_2 = 8.72$; $b_1 = 435.87$; $b_0 = 0$; $a_3 = 50.52$; $a_2 = 649.21$; $a_1 = 5019.7$; $a_0 = 73129$.

A seguir são apresentados o procedimento e os parâmetros do projeto para o controlador adaptativo por modelo de referência para o sistema máquina-barra infinita.

Planta: A planta é representada pelo modelo linearizado de Heffron-Phillips, para o sistema máquina-barra infinita representado pela equação (2.19). Em forma geral, a realização em espaço de estados deste sistema é:

$$\begin{aligned}\dot{x}_p(t) &= A_p x_p(t) + B_p u_p(t), \quad x_p(0) = [0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \\ y_p(t) &= C_p x_p(t)\end{aligned}$$

onde, $y_p = \Delta\omega_r$, $u_p = \Delta V_{pss}$ e

$$A_p = \begin{bmatrix} -a_3 & -a_2 & -a_1 & -a_0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, B_p = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, C_p = [0 \ b_2 \ b_1 \ 0], D_p = 0$$

Compensador *feedforward* adicional: O compensador *feedforward* é representado por um modelo estritamente positivo real de primeira ordem.

$$\frac{R_p(s)}{u_p(s)} = \frac{D}{\tau s + 1} = \frac{0.001}{0.33s + 1} \quad (4.49)$$

cuja realização em espaço de estados é

$$\begin{aligned}\dot{s}_p(t) &= -3s_p(t) + u_p(t), \quad s_p(0) = 0 \\ r_p(t) &= 0.003s_p(t)\end{aligned}$$

Saída da planta aumentada medida:

$$z_p(t) = y_p(t) + r_p(t)$$

Planta aumentada com compensador *feedforward*:

$$\frac{z_p(t)}{u_p(t)} = \frac{0.001s^4 + (0.33b_2 + 0.001a_3)s^3 + (b_2 + 0.33b_1 + 0.001a_2)s^2 + (b_1 + 0.001a_1)s + 0.001a_0}{0.33s^5 + (0.33a_3 + 1)s^4 + (a_3 + 0.33a_2)s^3 + (a_2 + 0.33a_1)s^2 + (a_1 + 0.33a_0)s + a_0}$$

cuja realização em espaço de estados é:

$$A_p = \begin{bmatrix} (-a_3 - 3) & (-3a_3 - a_2) & (-3a_2 - a_1) & (-3a_1 - a_0) & -3a_0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, B_p = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_p = \begin{bmatrix} 0.003 & (b_2 + 0.003a_3) & (3b_2 + b_1 + 0.003a_2) & (3b_1 + 0.003a_1) & 0.003a_0 \end{bmatrix}, D_p = 0$$

Erro de rastreamento aumentado:

$$e_y(t) = y_m(t) - z_p(t) = y_m(t) - y_p(t) - 0.003s_p(t) \quad (4.50)$$

Lei de Controle:

$$r(t) = e_y^T(t) \quad (4.51)$$

$$K(t) = K_e^T(t) = K_p(t) + K_I(t) \quad (4.52)$$

onde

$$K_p(t) = \bar{T}r(t)e_y(t), \quad \bar{T} \geq 0 \quad (4.53)$$

$$\dot{K}_I(t) = Tr(t)e_y(t), \quad T > 0 \quad (4.54)$$

$$u_p(t) = K^T(t)e_y^T(t) = K^T(t)(u_m(t) - y_p(t)) \quad (4.55)$$

A entrada de referência é $u_m = 0$, e todas as condições iniciais foram feitas iguais a zero. Por simplicidade, \bar{T} e T foram escolhidos como:

$$\bar{T} = T_p I_4 \quad (4.56)$$

$$T = T_I I_4 \quad (4.57)$$

onde I_4 denota uma matriz identidade de 4×4 , e $T_p = T_I = 3000$. Em todos os casos, para satisfazer as restrições de positividade real, o parâmetro D do compensador *feedforward* deve ser positivo.

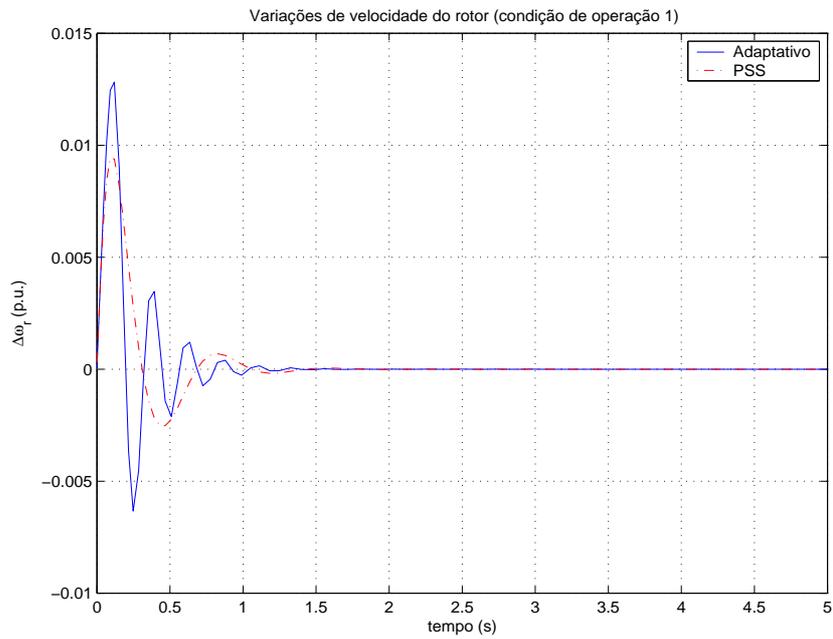


FIGURA 4.5: Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com controle adaptativo. Cond. de operação 1.

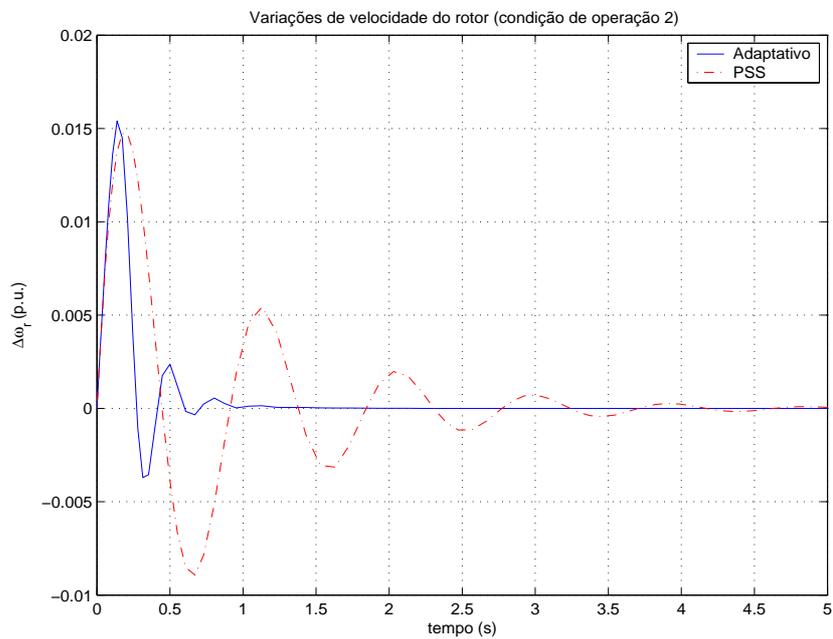


FIGURA 4.6: Variações de velocidade do rotor $\Delta\omega_r$ na planta com controle adaptativo. Cond. de operação 2.

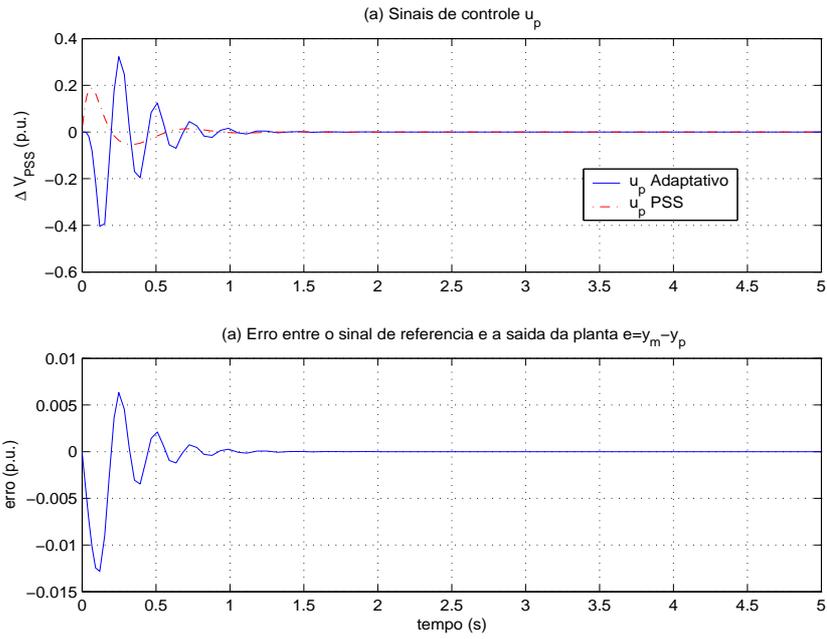


FIGURA 4.7: Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta com controle adaptativo. Cond. de operação 1.

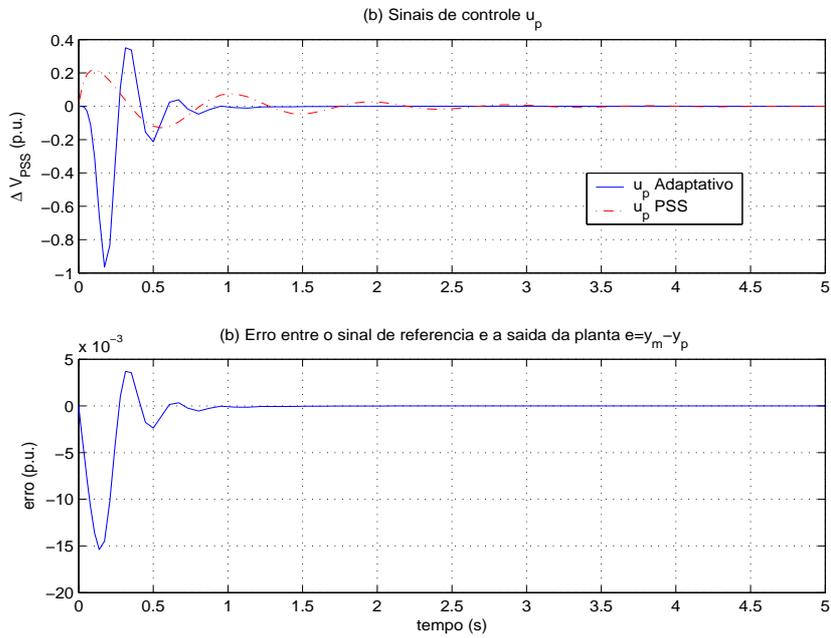


FIGURA 4.8: Sinais de controle e erros $e = y_m - y_p$ para a planta com controle adaptativo. Cond. de operação 2.

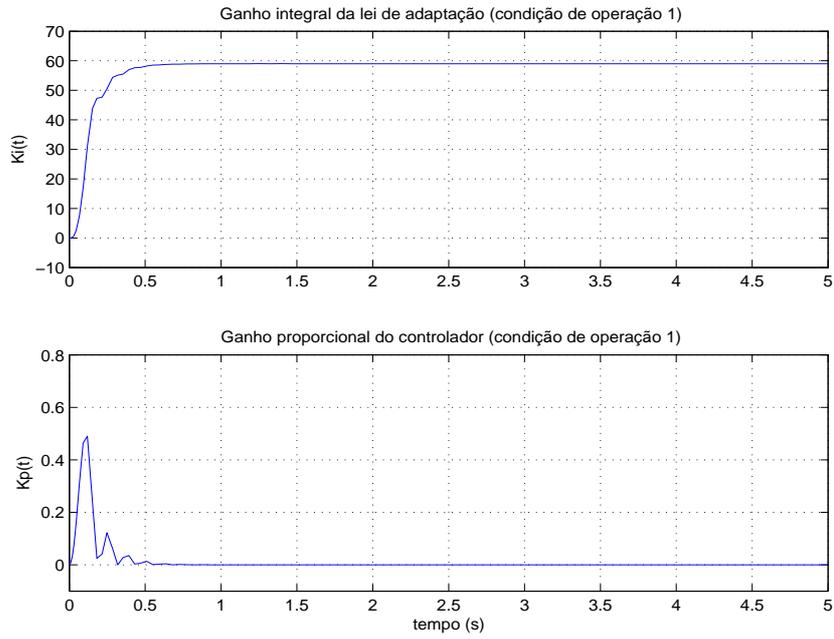


FIGURA 4.9: Variações do ganho de adaptação K_i e do ganho K_p do controlador adaptativo. Cond. de operação 1.

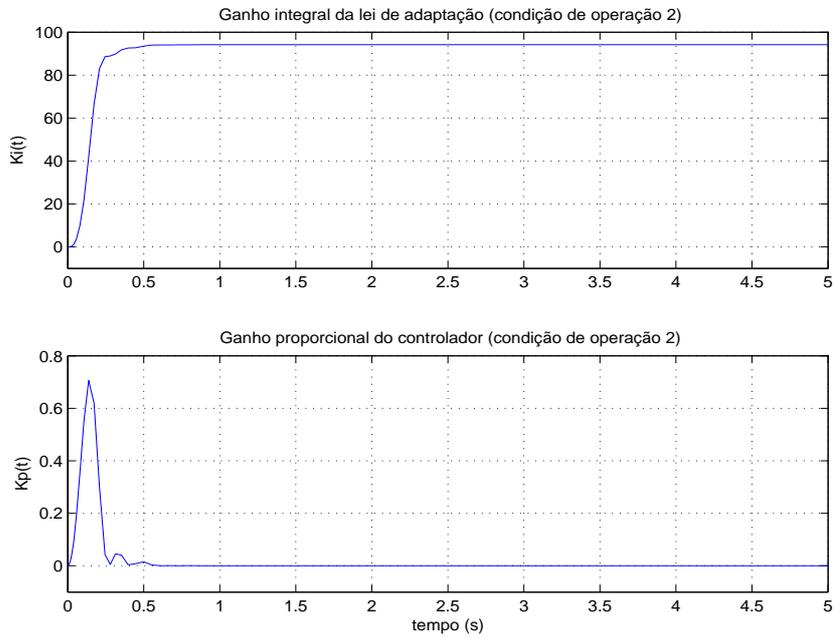


FIGURA 4.10: Variações do ganho de adaptação K_i e do ganho K_p do controlador adaptativo. Cond. de operação 2.

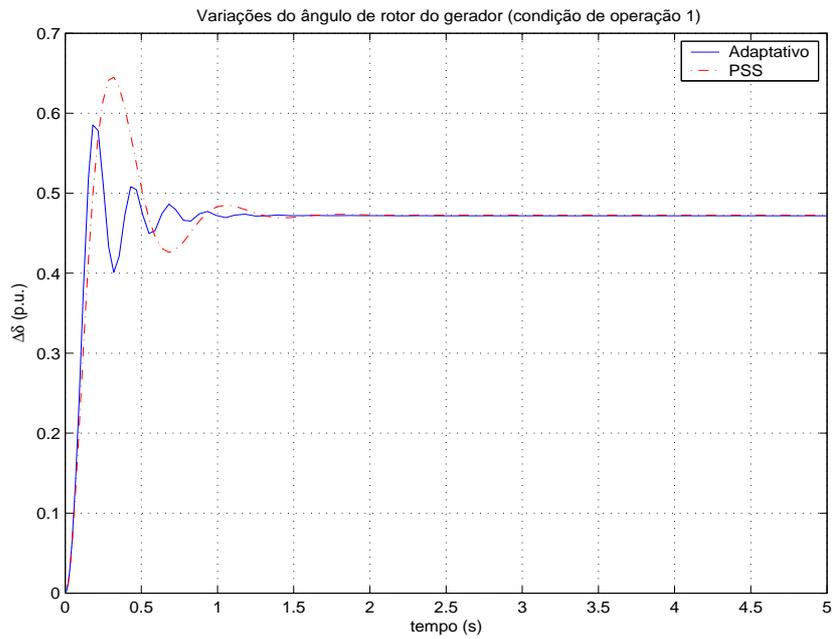


FIGURA 4.11: Variações do ângulo de rotor $\Delta\delta$ do gerador síncrono com controle adaptativo. Cond. de operação 1.

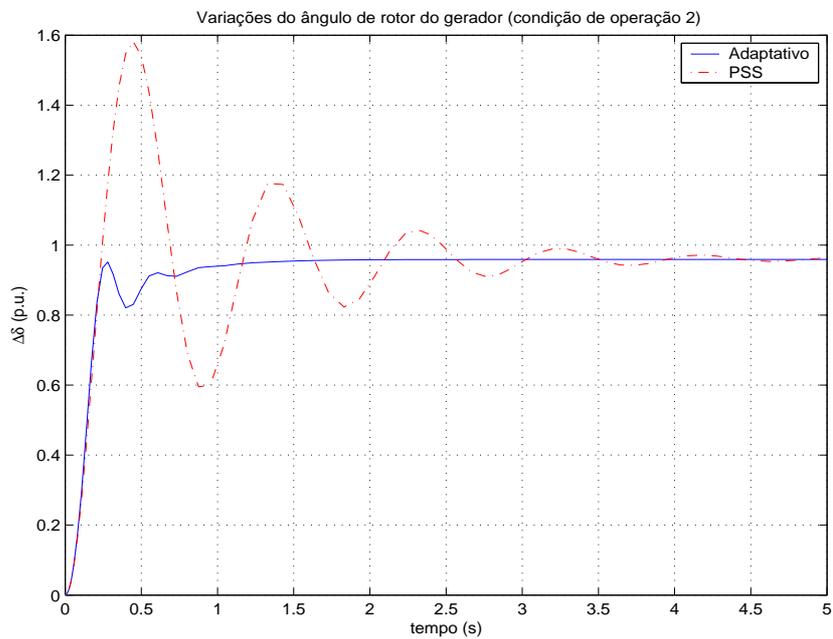


FIGURA 4.12: Variações do ângulo de rotor $\Delta\delta$ do gerador síncrono com controle adaptativo. Cond. de operação 2.

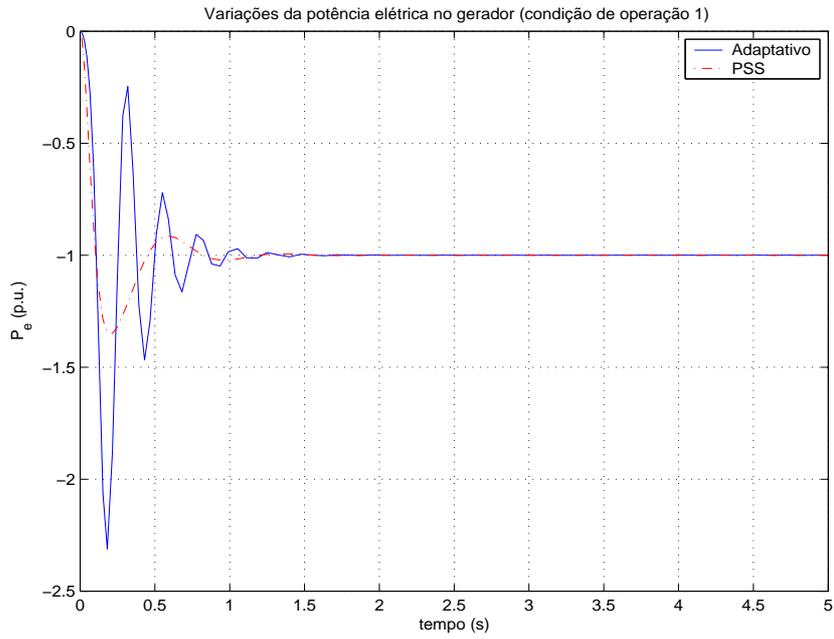


FIGURA 4.13: Variações da potência elétrica P_e do gerador síncrono com controle adaptativo. Cond. de operação 1.

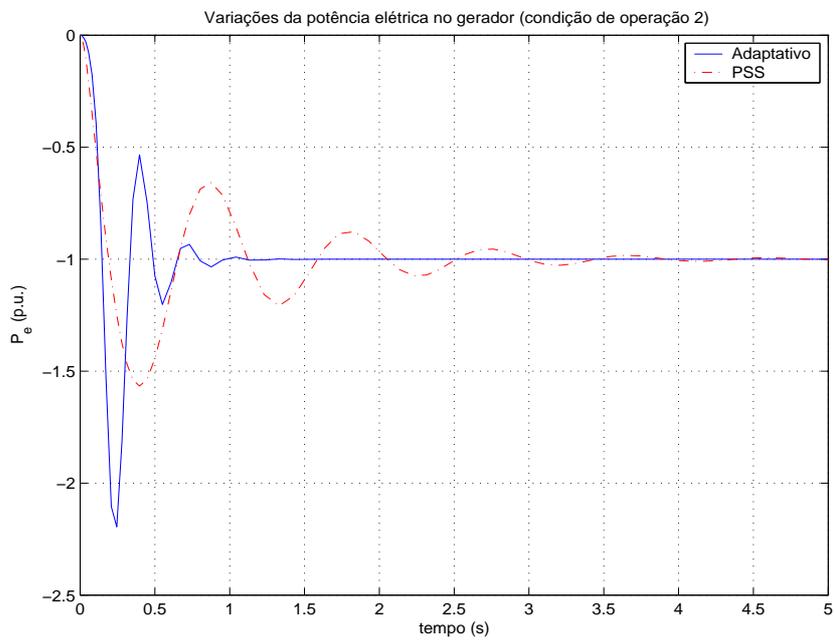


FIGURA 4.14: Variações da potência elétrica P_e do gerador síncrono com controle adaptativo. Cond. de operação 2.

Nas figuras 4.5-4.14 apresentam-se os resultados das simulações executadas no programa *Simulink* do *MATLAB* com o método de integração *ODE45*. Para estas simulações foram consideradas duas condições de operação do sistema máquina-barras infinita (representado pela equação (2.19)), as mesmas que permitem mostrar resultados comparativos das respostas do sistema com o controlador adaptativo apresentado nesta seção, e com um PSS convencional (composto por um filtro *lead*, um filtro *wash-out* e um ganho), projetado para a condição de operação 1.

As figuras 4.5 e 4.6 mostram as variações na saída de velocidade de rotor do gerador síncrono. Na figura 4.5, pode se observar que, as oscilações nas respostas do sistema com ambos tipos de controladores, são amortecidas em aprox. 1,5 seg. Contudo, na condição de operação 2, a resposta do sistema com o controlador adaptativo simples é amortecida em aprox. 1,0 seg., entretanto o *PSS* convencional amortece estas oscilações em aproximadamente 4,5 seg.

Nas figuras 4.7 e 4.8 apresentam-se as variações nos sinais de controle u_p para os dois tipos de controladores, e o erro entre a saída da planta e a referência $u_m = 0$ para o controlador adaptativo, nas duas condições de operação. Em ambas figuras, pode se observar que tanto os sinais de controle como o erro permanecem limitados e convergem para zero, o que satisfaz a condição de estabilidade do sistema em malha fechada para o controlador adaptativo.

As figuras 4.9 e 4.10 mostram as variações dos ganhos proporcional e integral do controlador adaptativo, o processo de adaptação destes ganhos demora aprox. 0,5 seg., entre uma condição de operação e outra, até os mesmos convergirem a valores constantes, que permitem atingir o objetivo de controle.

As figuras 4.11-4.14 mostram as variações do ângulo de rotor e a potência elétrica respectivamente, na presença de uma perturbação em degrau unitário, no torque mecânico de entrada da planta ΔT_m , a mesma que simula uma variação da carga do gerador síncrono.

4.3 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado um algoritmo de controle adaptativo por modelo de referência direto, para plantas quase estritamente positivas reais (de fase mínima e grau relativo 1). A aplicação do algoritmo pode ser estendida a plantas que não satisfazem as condições de positividade real (requeridas pelo algoritmo original), através do projeto de um compensador *feedforward* em paralelo com a planta. Desta forma, a planta aumentada será de fase mínima e de grau relativo igual ao grau relativo do compensador *feedforward*.

O algoritmo foi aplicado na estabilização do sistema máquina-barras infinita representado por um modelo de quarta ordem, grau relativo 2 e fase não mínima, para o qual foi preciso projetar um compensador *feedforward* de primeira ordem e grau relativo 1. Neste contexto, o compensador *feedforward* é projetado com um ganho muito pequeno ($D \approx 0$), de modo que, sua contribuição na saída da planta aumentada é praticamente desprezível ($y_a \approx y_p$).

Uma vez que a entrada de referência do sistema é $u_m = 0$, o controlador adaptativo projetado não precisa da implementação de um modelo de referência, e desta forma, apresenta uma estrutura simplificada de aquela utilizada pelo algoritmo *MRAC-ASPR* original.

As respostas na saída do sistema em malha fechada, mostram a maior efetividade do controlador adaptativo em relação ao PSS convencional para estabilizar o sistema, principalmente frente às variações nas condições de operação. Além disso, os gráficos mostram a convergência do sinal de controle e o erro de rastreamento, assim como o processo de adaptação dos ganhos do controlador adaptativo, até os mesmos encontrarem os seus valores certos, que permitem executar o objetivo de controle.

Capítulo 5

Controle de sistemas elétricos de potência usando sinais remotos

5.1 Introdução

O fornecimento de energia elétrica tornou-se um aspecto muito importante principalmente para o desenvolvimento industrial no mundo todo, desta forma grandes esforços devem ser feitos para evitar cenários de instabilidade ou colapso em sistemas de potência. Eventos de colapso mostram a necessidade urgente de estabilizar sistemas de potência de uma forma mais robusta que a permitida com a utilização de tecnologias de controle convencionais.

O incremento na demanda de potência aumenta a probabilidade do sistema ficar instável ou eventualmente colapsar. Uma forma promissória de evitar este tipo de cenário é fornecer em todo o sistema, controle e proteção em forma complementar aos equipamentos locais convencionais e um sistema de Controle Supervisor e Aquisição de Dados com Sistema de Gerenciamento de Energia (*SCADA/EMS - Supervisory Control Data Acquisition/Energy Management System*).

Enquanto não é possível prever ou evitar todas as contingências que podem levar ao colapso do sistema de potência, um sistema de controle e monitoramento de área remota (*WAMCS - Wide Area Monitoring and Control System*) permite mitigar ou prevenir grandes perturbações no sistema fornecendo uma predição de confiança e ações otimizadas em forma coordenada. Neste contexto as tarefas principais a ser desenvol-

vidas são o reconhecimento antecipado de instabilidades, disponibilidade do sistema de potência aumentado, operação mais perto dos limites, incremento na capacidade de transmissão de potência sem nenhuma redução na segurança da rede melhor acesso a geração de baixo custo, menos eventos de derramamento de carga, e minimização da quantidade de derramamento de carga.

As principais desvantagens dos sistemas comuns consistem na inapropriada visão do sistema em regime permanente, como em sistemas *SCADA – EMS* de hoje, ou em ações locais não coordenadas como em equipamentos de proteção descentralizados. A solução para isso é o abandono da aproximação baseada em *SCADA* e a adoção de um sistema de medição dinâmico usando Unidades de Medição Fasorial Sincronizada (*PMU - Synchronized Phasor Measurements*). Em conjunto com a avaliação de estabilidade e algoritmos de estabilização, tal sistema é chamado de Sistema de Controle e Monitoramento de Área Remota (*WAMCS*). Os *PMU*'s fornecem a medição de fasores de tensões e correntes junto com um marcador de tempo ativado por satélite em intervalos de tempo menores que 20 ms. As instalações destas unidades estão em fase experimental em vários sistemas de potência.

5.2 Estabilidade a pequenos sinais considerando múltiplos sinais de entrada

Um sistema de potência interligado de grande porte consiste de muitos geradores ligados através de linhas de transmissão com elevados níveis de tensão, fornecendo potência às cargas através de redes de distribuição em níveis de tensão mais baixos. Tipicamente, as tensões terminais dos geradores são controladas por reguladores de tensão para manter um perfil de tensão apropriado ao longo do sistema. Um modelo de sistema de potência de grande porte é constituído por milhares de estados e múltiplos sensores e atuadores.

Tipicamente os sistemas de potência de grande porte exibem múltiplos modos de oscilação inter-área dominantes, que são associados às dinâmicas de transferência de potência e envolvem grupos de máquinas que oscilam umas contra as outras. A indústria do mercado elétrico tem uma tendência rumo à desregulação. As transferências de

potência a grandes distancias estão aumentando constantemente dando lugar à construção de novas redes de transmissão. Esta nova configuração dos sistemas elétricos provocam que os modos inter-área do sistema apresentem menos amortecimento.

Oscilações inter-área em pequenas frequências são na maioria das vezes de origem desconhecida. Este tipo de oscilações de curta duração apresentam-se atualmente em sistemas de potência originalmente bem amortecidos. Como resultado disto, muitos operadores de sistemas de potência estão incrementando equipamentos que fornecem (a seus respectivos sistemas) amortecimento em forma suplementar, para reduzir oscilações indesejáveis e desta forma, garantir maior segurança na operação do sistema.

5.2.1 Revisão bibliográfica

5.2.1.1 Métodos de projeto propostos na literatura

Nesta seção, são apresentadas alguns métodos de projeto de controladores de amortecimento que utilizam sinais locais e remotos. Além disso, discute-se questões relacionadas aos atrasos de tempo envolvidos em medições de sinais remotos, assim como a robustez dos controladores frente aos efeitos da perda de um sinal remoto.

Existem algumas particularidades relevantes no projeto de controladores que consideram a combinação de sinais locais e remotos. Uma das principais desvantagens destes métodos é o atraso de comunicação dos sinais remotos (ou mesmo que deve ser considerado na prática). Estes atrasos podem ser da ordem de dezenas de milissegundos (30 a 70ms.) ou até mesmo da ordem de algumas centenas de milissegundos (100 a 500ms.), dependendo da distância entre a área na qual é adquirida a medição e a área na qual fica a entrada do controlador. Este atraso pode ser considerado de tempo fixo ou variável, sendo este último o mais realista dentre as duas possibilidades. É importante observar que, estes atrasos reduzem as margens de estabilidade de sistemas de qualquer tipo.

Outro problema associado ao uso de sinais remotos é a perda de links de comunicação, ou seja a possibilidade de se perder um sinal escolhido como sinal suplementar para ser usado num controlador. Este problema é menos crítico com a utilização de uma estrutura descentralizada/hierárquica do que usando um sistema completamente centralizado, pois mesmo frente a uma perda de sinal a estrutura descentrali-

zada/hierárquica fornece a vantagem de contar com um sinal local e outros possíveis sinais remotos (além do sinal perdido) que ainda permitem estabilizar o sistema, desta forma, frente a este problema, este esquema mostra maior robustez que o esquema completamente centralizado.

Em (Kamwa, Grondin & Hébert 2001) apresentou-se um trabalho baseado numa abordagem descentralizada/hierárquica envolvendo o projeto de controladores usando sinais locais e remotos através do uso de unidades de medição fasorial (PMUs, *do inglês Phasor Measurement Units*). O trabalho avalia a capacidade da tecnologia emergente de medição fasorial sincronizada e visa o melhoramento da estabilidade global dos sistemas de potência através da modulação suplementaria dos reguladores de tensão. Neste estudo, são apresentadas algumas limitações da abordagem proposta, tais como o fato de não se levar em consideração a existência de atrasos de tempo na disponibilização dos sinais adquiridos pelas PMUs, bem como a perda de sinais remotos de controle.

Em (Kamwa et al. 1998) apresenta-se uma abordagem que faz uso de medições fasoriais sincronizadas locais e remotas para o projeto de controladores. A metodologia apresentada é dividida em duas etapas. A primeira envolve a implementação de um algoritmo que executa a identificação de um modelo MIMO para pequenos sinais, de ordem reduzida, para um sistema em malha aberta. A segunda etapa se resume à escolha duma estrutura de controle apropriada e o ajuste dos parâmetros dos controladores. O trabalho concluiu que as informações obtidas através de sistemas de medição fasorial sincronizada possuem um valor econômico considerável em termos de disponibilização da capacidade de transmissão, devido à efetividade da abordagem do projeto de controladores apresentado. Obviamente, não se aumenta a capacidade nominal de transmissão de potência do sistema em questão, apenas alcança-se uma melhor utilização do mesmo, o que permite um aumento na quantidade de potência transmitida nas linhas de transmissão do sistema.

Para o caso em que se consideram atrasos de tempo fixos entre o instante da aquisição do sinal e o da disponibilização do mesmo, pode-se utilizar diferentes técnicas de projeto de sistemas de controle, como por exemplo, adicionar uma quantidade adequada de avanço de fase na função de transferência do PSS (Chow et al. 2000), ou utilizar sistemas preditores para solucionar o problema (Chaudhuri, Majumder & Pal 2004). Um método heurístico e consideravelmente simples de se adicionar um avanço de fase

na função de transferência do controlador é projetar um PSS usando os sinais de ângulo do rotor como os sinais suplementares e, após esta etapa, implementar o mesmo controlador utilizando os sinais de frequência como sinais suplementares, pois esta é uma maneira simples e barata de adicionar um avanço de fase de 90° na função de transferência do PSS. Contudo quando os atrasos de tempo (mesmo sendo fixos) são da ordem de mais de um segundo, este procedimento começa a se tornar inadequado e impraticável, devido aos grandes avanços de fase necessários para compensação. Outra forma de tratar o problema é considerar a planta como sendo um sistema do tipo *Dead-Time*, ou seja, que a saída medida leva um certo tempo até afetar a entrada de controle e também a ação da entrada de controle leva um determinado tempo antes de afetar as saídas medidas. Neste caso, um sistema preditor pode ser usado para solucionar este tipo de problema. Em (Chaudhuri et al. 2004) apresentou-se um trabalho que faz uso de um Preditor de Smith Unificado (USP *Unified Smith Predictor*) no projeto de um controlador de amortecimento que tem como objetivo eliminar qualquer tipo de resposta não controlável que possa degradar o desempenho do controlador. Este trabalho leva em consideração a existência de atrasos (de tempo fixo) da ordem de 0.75 s. Um controlador do tipo H_∞ é projetado resolvendo o problema via LMIs (*Linear Matrix Inequalities*) com restrições adicionais de alocação de pólos.

5.2.2 Estrutura convencional do PSS em sistemas de potência multi-máquinas

Na década de 70 surgiu um maior interesse na busca por fontes de amortecimento para os modos de oscilação com baixo amortecimento ou até mesmo para os modos instáveis, os mesmos que provocam comportamentos dinâmicos não desejados nos sistemas de potência. Um dos fatores que deram origem a estes modos indesejados foi o efeito dos reguladores automáticos de tensão (AVR *Automatic Voltage Regulator*), os mesmos que ocasionalmente introduzem amortecimento negativo nos modos do sistema.

O PSS surgiu então como uma das principais alternativas para incrementar o amortecimento destes modos. Desta forma, o PSS envia um sinal estabilizante que permite controlar (em forma suplementar ao AVR) os sistemas de excitação dos geradores síncronos envolvidos com os modos de oscilação não desejados, melhorando o compor-

tamento dinâmico do sistema.

Dentro da literatura, foram sugeridas diversas técnicas para o projeto de controladores envolvendo diversos métodos tais como, posicionamento de pólos, controle ótimo com restrições estruturais, controle adaptativo, entre outros.

No passado, existiam outros meios de controle disponíveis, tais como o chaveamento de capacitores e/ou indutores. Sabia-se que estes dispositivos exerciam influência na dinâmica dos sistemas, porém devido aos limites de rapidez de resposta, estes dispositivos tinham uma ação de controle limitada. Contudo, o avanço da eletrônica de potência possibilitou o desenvolvimento de diversos dispositivos controláveis e de alta velocidade de resposta, que podem dar uma contribuição considerável ao desempenho dinâmico de um sistema de potência (Valim Marini 2005). Dentro destes dispositivos pode se citar os SVC's, Compensador Serial Controlado por Tiristor (TCSC *do inglês, Thyristor Controlled Serial Compensators*), Controladores de Fluxo de Carga Unificados (UPFC *do inglês, Unified Power Flow Controller*), entre outros. Estes novos dispositivos são bastante flexíveis no que se refere ao controle, portanto são conhecidos na literatura como FACTS (*Flexível AC Transmission System*). Após o desenvolvimento desta tecnologia, começou-se a usar controladores FACTS como novas fontes de amortecimento para o sistema, alternativamente aos PSSs convencionais.

A abordagem de projeto de PSSs convencionais (figura 5.1), é normalmente uma técnica linear que considera unicamente o ponto de operação no qual o sistema de potência é linearizado, não considerando as variações de carregamento e de topologia que podem acontecer no sistema. Uma característica importante desta abordagem é

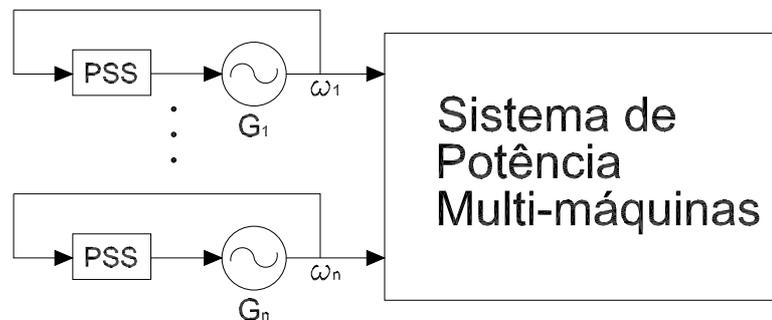


FIGURA 5.1: Estrutura convencional de PSS com sinal local

que nestes métodos clássicos o sistema é representado por um modelo de máquina-barras infinita (SMIB). Para um sistema multi-máquinas, o projeto dos controladores para as diferentes máquinas é um processo seqüencial, fazendo algumas considerações com respeito às máquinas remotas (representadas por barras infinitas) e as máquinas mais próximas (cuja geração é representada por impedância negativa) da máquina na qual se deseja instalar um PSS. A principal desvantagem desta abordagem é que não são consideradas as possíveis interações entre os diferentes controladores projetados para os diferentes geradores do mesmo sistema. Outra desvantagem desta abordagem é o uso de sinais locais. Deve-se considerar as situações nas quais as áreas de maior observabilidade e controlabilidade não coincidem. Atualmente, com a real possibilidade de usar sinais remotos através de sistemas de medição fasorial (PMUs *Phasor Measurements Systems*), novas abordagens de projeto coordenado de controladores considerando robustez, uso de sinais remotos, possíveis atrasos de tempo e perda de sinais remotos, devem ser estudadas.

5.2.3 Estrutura do PSS com sinal remoto em sistemas de potência multi-máquinas

A utilização de sinais remotos torna mais fácil a implementação de controladores globais. Este tipo de controladores podem usar indistintamente sinais locais ou remotos ou uma combinação de ambos (figuras 5.2 e 5.3). O uso de sinais remotos é de muita utilidade principalmente quando trata-se de amortecer os modos inter-área, os quais geralmente são observáveis desde uma área e controláveis desde uma outra área. Antes da síntese de controladores, é preciso realizar uma análise modal do sistema, e desta forma, determinar quais são as máquinas que apresentam maior controlabilidade dos modos a amortecer. Estas máquinas serão as mais apropriadas para a instalação dos controladores. Além disso, deve-se determinar os sinais suplementares que devem ser usados, verificando se as máquinas apresentam a maior observabilidade dos modos de interesse.

Em sistemas de potência de grande porte, o número de modos inter-área dominantes, é freqüentemente maior que o número de controladores disponíveis. Nos últimos anos, alguns trabalhos foram apresentados abordando este assunto, propondo novas

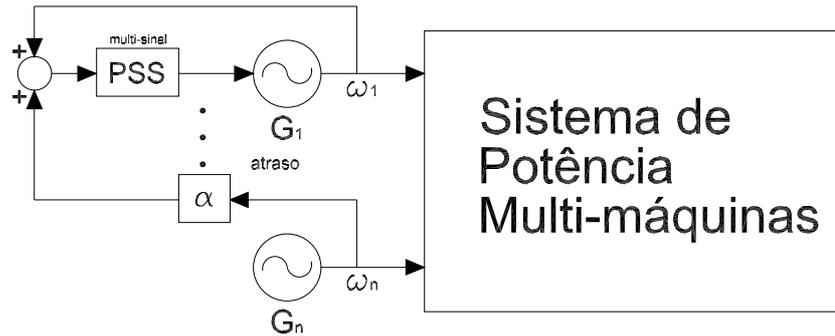


FIGURA 5.2: Estrutura de PSS multi-sinal

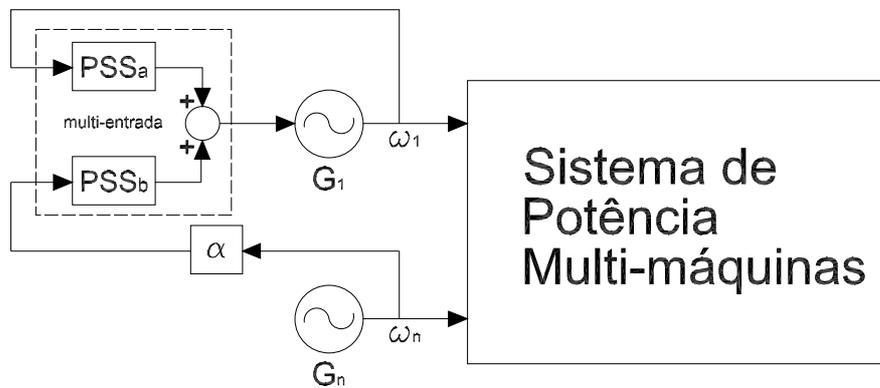


FIGURA 5.3: Estrutura de PSS multi-entrada

metodologias para o projeto de controladores que usam sinais de entrada múltiplos, possibilitando desta forma, a combinação de sinais locais e remotos com conteúdo modal diverso.

Existe uma máquina (Itaipu) com um único controlador com apenas uma entrada. Tal como mostra a figura 5.2, esta entrada é uma combinação de um sinal local com um sinal remoto, podem ser considerados atrasos de tempo associados ao sinal remoto (figura 5.4), assim como um fator de ponderação para este sinal. Além disso, pode-se simular a perda do sinal remoto, fazendo $\alpha = 0$. Uma vantagem desta abordagem, é a simplicidade do controlador, pois mesmo se tratando de mais de um sinal suplementar de entrada, é preciso projetar apenas um controlador.

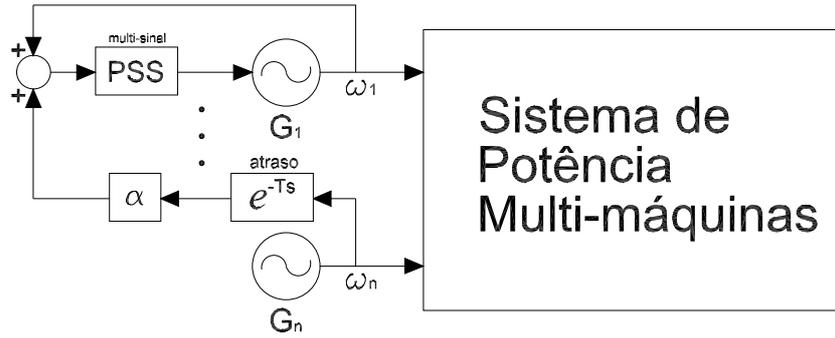


FIGURA 5.4: Estrutura de PSS multi-sinal considerando atraso

5.3 Projeto do PSS para o sistema Equivalente Brasileiro Sul-Sudeste (SEE)

Nesta seção, discute-se primeiramente o desenho do sistema e propõe-se então o projeto do controlador estabilizante usando o PSS adaptativo com dois sinais de entrada, uma delas sendo um sinal local (ω_{Itaipu}) e a outra como sendo um sinal remoto ($\omega_{Segredo}$). Nesta etapa, escolhe-se um fator de ponderação α usando uma análise a partir do diagrama de pólos e zeros (*pzmap*).

5.3.1 Descrição do Sistema Equivalente Brasileiro Sul-Sudeste

O sistema de potência utilizado para o projeto do PSS adaptativo (usando sinais locais e remotos) é um modelo equivalente do Sistema Equivalente Brasileiro Sul-Sudeste modificado de 5 máquinas e 7 barras primeiramente apresentado em (Martins & L.T.G. 1989) e representado pela figura 5.5.

A tabela 5.1, apresenta os dados dos zeros da função de transferência SISO do gerador de Itaipu (ω_4/V_{ref4}) e os pólos do sistema equivalente brasileiro Sul Sudeste modificado com suas respectivas frequências de oscilação (f), e relações de amortecimento (ζ). Este sistema apresenta um pólo na origem, que aparece devido à redundância nas variáveis de estado, tal como foi descrito na seção 2.5.2.2.

TABELA 5.1: Pólos e zeros do sistema Sul Sudeste Eq.(ftma gerador de Itaipu ω_4/V_{ref4})

N	zeros de ω_4/V_{ref4}	pólos de ω_4/V_{ref4}	f(Hz.)	$\zeta(\%)$
1	-29.1885	-29.1932	0	100.0
2	-27.8201	-27.8201	0	100.0
3	-27.6705	-27.6703	0	100.0
4	-24.6623	-24.6624	0	100.0
5	-22.3524	-22.6256	0	100.0
6	-18.5022	-22.3665	0	100.0
7	-17.1965	-18.4965	0	100.0
8	-18.0442	-18.0385	0	100.0
9	-2.0118 + j 9.1660	-17.1931	0	100.0
10	-2.0118 - j 9.1660	-12.8915	0	100.0
11	-1.8016 + j 9.1716	-2.0128 + j 9.1678	1.4591	21.4
12	-1.8016 - j 9.1716	-2.0128 - j 9.1678	-1.4591	21.4
13	0.0495 + j 5.9087	-1.8012 + j 9.1759	1.4604	19.3
14	0.0495 - j 5.9087	-1.8012 - j 9.1759	-1.4604	19.3
15	-12.8298	0.6465 + j 5.3919	0.8582	-11.9
16	-5.1329 + j 5.8673	0.6465 - j 5.3919	-0.8582	-11.9
17	-5.1329 + j 5.8673	-0.2256 + j 5.8770	0.9354	3.8
18	-7.2343	-0.2256 + j 5.8770	-0.9354	3.8
19	-6.2080 + j 2.4691	-5.1883 + j 6.2711	0.9981	0.637
20	-6.2080 - j 2.4691	-5.1883 - j 6.2711	-0.9981	0.637
21	-1.7758 + j 1.9575	-5.4722 + j 4.0265	0.6408	80.5
22	-1.7758 - j 1.9575	-5.4722 + j 4.0265	-0.6408	80.5
23	-0.7503	0.000	0	100.0
24	-1.3095 + j 0.1447	-0.8420	0	100.0
25	-1.3095 - j 0.1447	-1.4671	0	100.0
26		-5.9440 + j 2.3801	0.3788	92.8
27		-5.9440 - j 2.3801	-0.3788	92.8
28		-7.1641	0	100.0
29		-4.1236	0	100.0

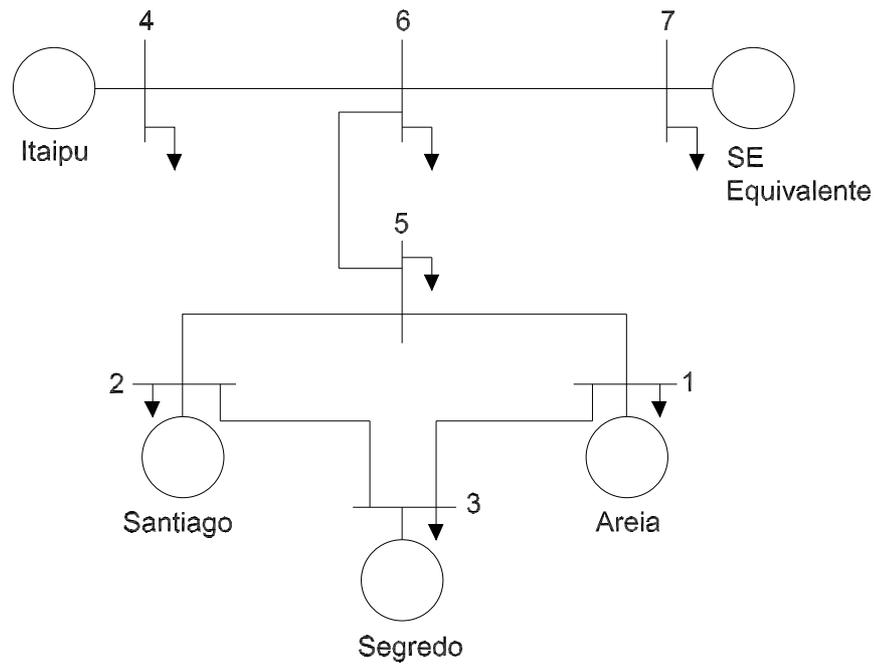


FIGURA 5.5: Sistema Equivalente Brasileiro Sul Sudeste Modificado

5.3.1.1 Dados do Sistema Equivalente Brasileiro Sul-Sudeste

As tabelas 5.2 e 5.3 mostram os dados das tensões, geração de potência ativa e reativa; e carregamento das diferentes barras do sistema. Além disso, a tabela 5.5 mostra os valores das impedâncias das linhas de transmissão do sistema, para a condição de operação considerada na simulação. Os valores base de frequência e potência são:

Frequência = 60 Hz; $S_{base} = 1000$ MVA.

Observação 6 As susceptâncias de linha deste sistema equivalente de 7 barras e 5 máquinas, foram combinadas com os reatores shunt de barra, de tal forma que os valores totais já estão especificados nos dados de barra.

Observação 7 As resistências de estator e os coeficientes de amortecimento D são iguais a zero para todas as máquinas. Todas as cinco máquinas têm o mesmo modelo de regulador de tensão de primeira ordem. Os parâmetros para o sistema de controle da excitação são:

$$AVR(s) = \frac{30}{a + 0,05s} \quad (5.1)$$

Não estão representados os efeitos da turbina e dos reguladores de velocidade.

TABELA 5.2: Dados de Barra do Sistema Equivalente Sul-Sudeste Brasileiro.

Barra		Tensão		Geração	
N°	Nome	Magnitude	Ângulo	MW	MVar
1	Foz de Areia	1,030	24,5°	1658,0	-412,0
2	Salto Santiago	1,030	27,2°	1332,0	-200,1
3	Salto Segredo	1,029	26,6°	1540,0	-446,5
4	Itaipu	1,039	48,5°	6500,0	1958,6
5	Barra Interm. A	0,998	21,2°		
6	Barra Interm. B	0,989	21,4°		
7	Equivalente S-SE	0,966	0,00	-3164,0	952,7

TABELA 5.3: Dados de Carregamento do Sistema Equivalente Sul-Sudeste Brasileiro.

Barra		Carregamento		Shunt
N°	Nome	MW	MVar	(p.u.)
1	Foz de Areia	2405,0	-467,0	0,1792
2	Salto Santiago	692,30	-184,0	0,1491
3	Salto Segredo	688,20	-235,0	0,1142
4	Itaipu	62,60	24,3	0,0368
5	Barra Interm. A	845,80	-9,2	0,0330
6	Barra Interm. B	-4,90	79,8	2,1420
7	Equivalente S-SE	2884,00	-196,0	0,0420

TABELA 5.4: Dados de Linha do Sistema Equivalente Sul-Sudeste Brasileiro.

De	Para	R(p.u.)	X(p.u.)
1	3	0,0030	0,0380
2	3	0,0050	0,0760
4	6	0,0029	0,0734
5	1	0,0190	0,2450
5	2	0,0150	0,2250
6	5	0,0000	0,0390
6	7	0,0040	0,0570

TABELA 5.5: Dados dos Geradores Síncronos do Sistema Equivalente Sul-Sudeste Brasileiro.

Gerador	1	2	3	4	7
MVA	1900	1400	1944	6633	6000
T'_{do}	5,0	5,0	5,0	7,6	8,0
T''_{do}	0,053	0,053	0,060	0,090	0,090
H	4,50	4,50	4,50	5,07	5,00
X_d	0,85	0,85	0,88	0,90	1,00
X_q	0,70	0,70	0,69	0,68	0,70
X'_d	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3
X''_d	0,20	0,20	0,20	0,24	0,25
X''_q	0,20	0,20	0,20	0,27	0,25

5.3.1.2 Análise modal do sistema Sul-Sudeste Equivalente Brasileiro

Nesta seção, apresenta-se a análise modal do sistema teste, cujos resultados são apresentados na tabela 5.6, a mesma que mostra que existem dois modos inter-área. O modo 15 com uma frequência de 0.85 Hz. e uma relação de amortecimento de -0.119 (instável) aparece devido à oscilação do sistema Sul-Este Equivalente (SEE) em contra do gerador de Itaipu. Por outro lado, o modo 17 com uma frequência de 0.88 Hz. e uma relação de amortecimento de 0.028 aparece devido à oscilação do sistema Sul (representado por Santiago, Segredo e Areia) em contra do sistema Sul Este juntamente com o gerador de Itaipu. Além disso, o sistema apresenta dois modos de oscilação locais dentro do sistema Sul: modo 13 aparece devido à oscilação dos geradores de Areia e Segredo em contra do gerador de Santiago, e o modo 11 aparece devido à oscilação do gerador de Areia em contra do gerador de Segredo.

TABELA 5.6: Mode-shapes do sistema Sul Sudeste Equivalente

Estados	modo 11	modo 13	modo 15	modo 17	modo 19	modo 21	modo 26
Areia(ω)	0.0123	0.0043	0.0002	0.0038	0.0004	0.0003	0.0001
Santiago(ω)	0.0010	0.0115	0.0002	0.0035	0.0004	0.0003	0.0001
Segredo(ω)	0.0118	0.0043	0.0001	0.0042	0.0004	0.0003	0.0001
Itaipu(ω)	0.0001	0.0001	0.0006	0.0013	0.0001	0.0002	0.0001
SEE(ω)	0.0002	0.0001	0.0011	0.0020	0.0001	0.0001	0.0002

TABELA 5.7: Fatores de Participação do sistema Sul Sudeste Equivalente

Estados	modo 11	modo 13	modo 15	modo 17	modo 19	modo 21	modo 26
Areia(ω)	0.3084	0.0784	0.0024	0.1301	0.0166	0.0045	0.0017
Santiago(ω)	0.0020	0.4357	0.0017	0.0840	0.0108	0.0031	0.0018
Segredo(ω)	0.2764	0.0703	0.0023	0.1643	0.0078	0.0014	0.0015
Itaipu(ω)	0.0003	0.0005	0.1794	0.1004	0.0316	0.0723	0.0030
SEE(ω)	0.0001	0.0000	0.2708	0.0840	0.0472	0.0286	0.0182

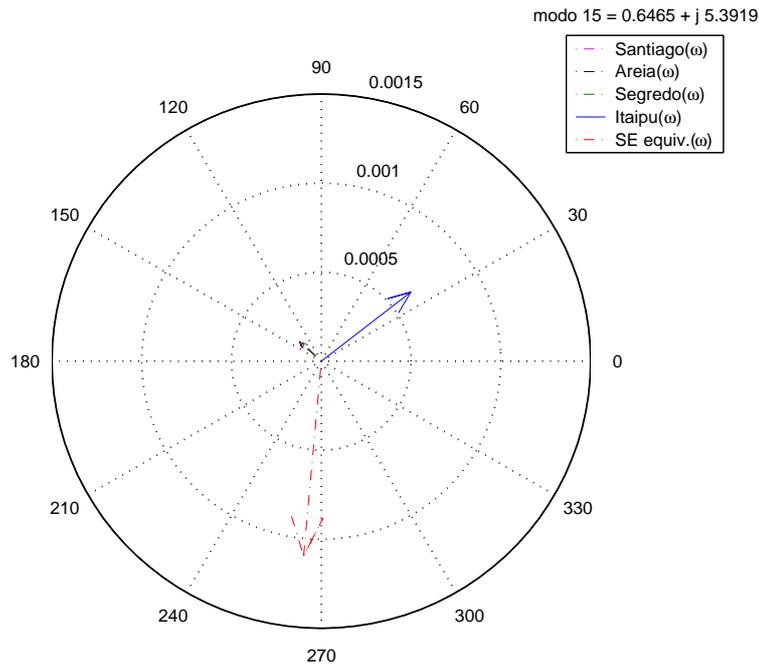


FIGURA 5.6: Sistema Sul-Este Equivalente oscila contra o gerador de Itaipu

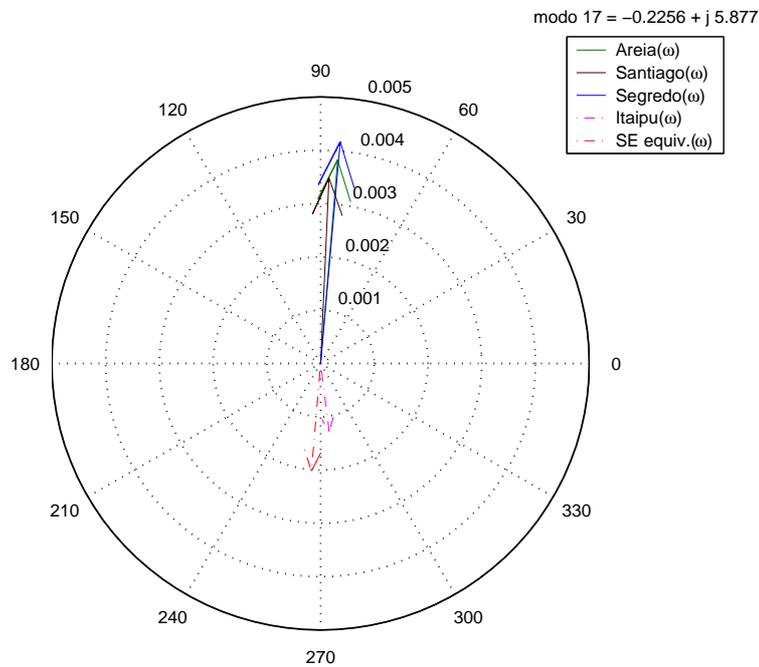


FIGURA 5.7: Geradores de Santiago, Segredo e Areia oscilam contra o sistema Sul-Este Equivalente e o gerador de Itaipu

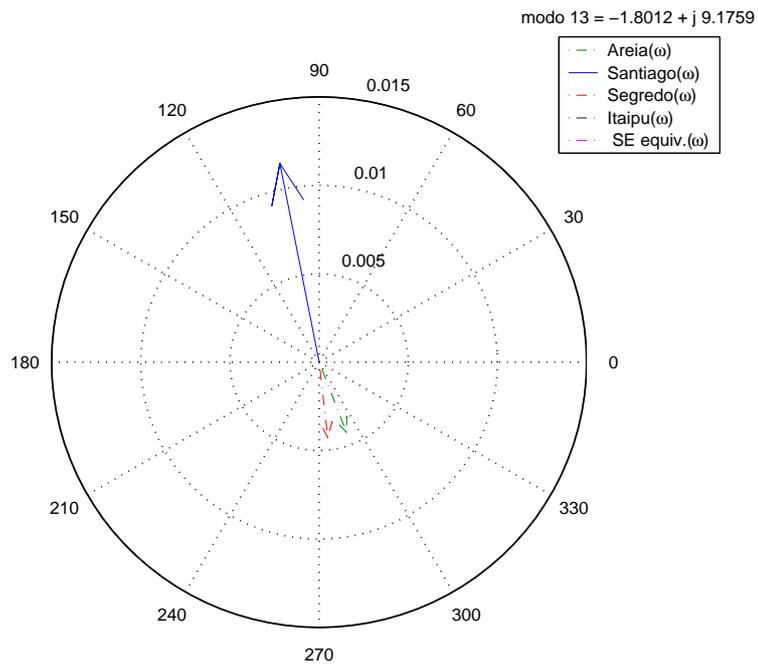


FIGURA 5.8: Geradores de Areia e Segredo oscilam contra o gerador de Santiago

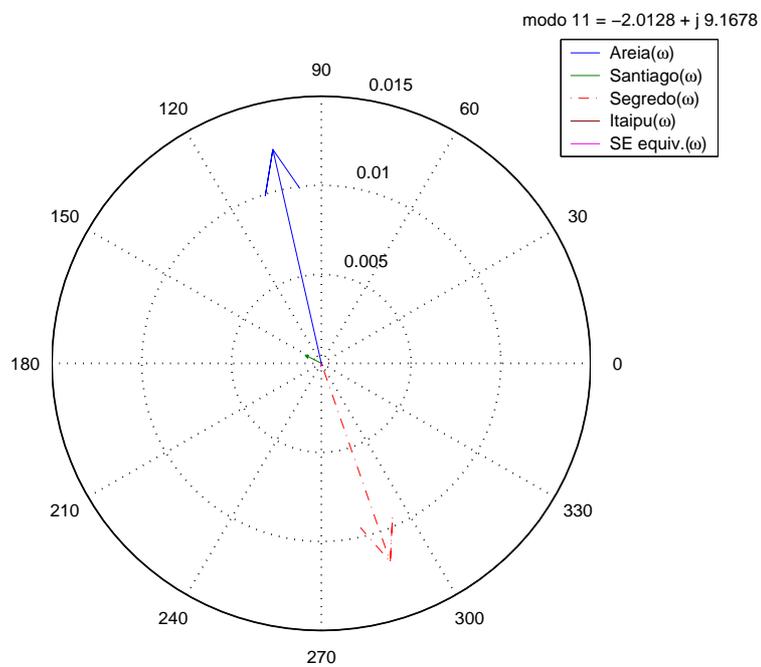


FIGURA 5.9: Gerador de Areia oscila contra o gerador de Segredo

Este sistema foi escolhido para a ilustração do projeto, pois não pode ser estabilizado com um PSS convencional simples (Martins & L.T.G. 1989) (Boukarim, Wang, Chow, G.N. & Martins 2000). Não obstante, este sistema pode ser estabilizado utilizando dois PSSs descentralizados, com um deles instalado no gerador de Itaipu e o outro no gerador de Santiago, Segredo ou Areia.

Para estabelecer o motivo pelo qual o sistema não pode ser estabilizado por um PSS convencional simples, projetou-se um PSS adaptativo para o gerador de Itaipu e escolheu-se as velocidades dos geradores de Itaipu (ω_{Itaipu}) e Segredo ($\omega_{Segredo}$) como as saídas medidas. A representação em espaço-estados deste sistema com uma entrada e duas saídas é:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx = [\omega_{Itaipu} \ \omega_{Segredo}]^T \\ C &= [C_1^T \ C_2^T]^T \end{aligned} \tag{5.2}$$

onde o sinal de controle u representa a entrada do *AVR* do gerador de Itaipu e as medições y representam as velocidades dos rotores dos geradores de Itaipu e Segredo.

Primeiramente, analisa-se a função de transferência da entrada u do *AVR* do gerador de Itaipu para a saída de velocidade do rotor do gerador de Itaipu ω_{Itaipu} . O diagrama de pólos e zeros deste sistema *SISO* é mostrado na figura 5.10. Neste ponto, deve-se notar que o sistema apresenta um zero complexo no semi-plano direito do plano complexo, o mesmo que esta alocado à direita de um pólo complexo instável. Conseqüentemente, uma análise do diagrama do lugar das raízes para implementar um PSS convencional, mostraria um braço do lugar das raízes se deslocando diretamente à direita a partir do pólo instável até o zero instável. Desta forma, o sistema não pode ser estabilizado. Mas se, além disso, a entrada do *AVR* do gerador de Segredo é incluída na representação em espaço-estados dada pela equação (5.2), o sistema resultante com duas entradas e duas saídas não apresenta nenhum zero instável, o que permite desenvolver a estabilização do sistema (Boukarim et al. 2000).

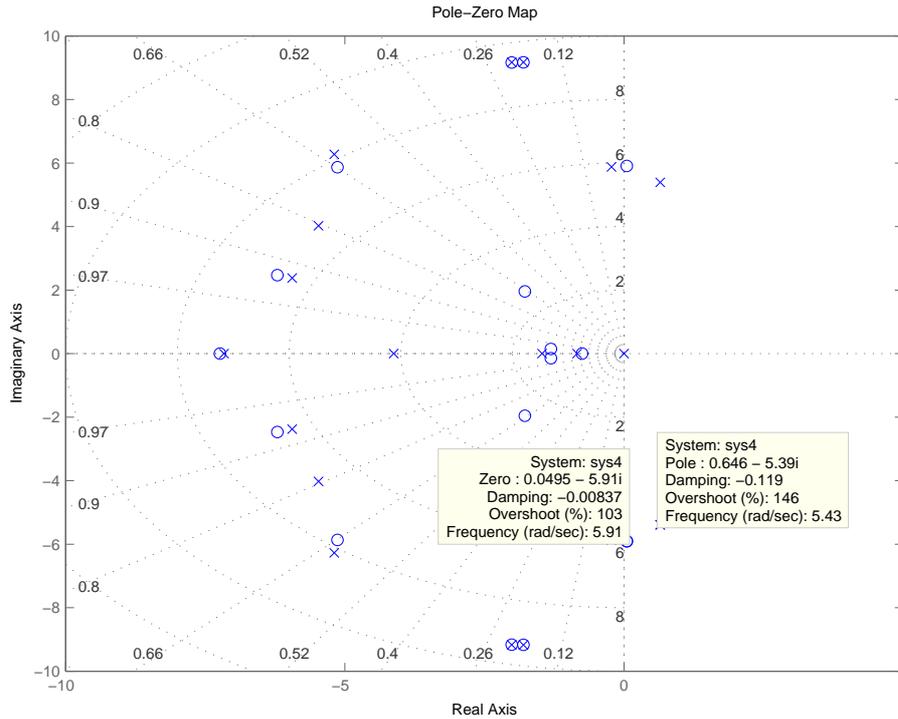


FIGURA 5.10: Diagrama de pólos e zeros da ftma do gerador de Itaipu ($\Delta\omega_{r4}/\Delta V_{ref4}$)

5.3.2 Estrutura do PSS com múltiplos sinais de entrada

Nesta seção, apresenta-se uma estrutura alternativa para o controlador que permite a estabilização do sistema com um PSS (adaptativo) simples. Nesta aproximação, modifica-se o sinal de entrada do controlador com a finalidade de re-alocar o zero instável numa região dentro do semiplano esquerdo do plano complexo. Isto pode ser executado somando ao sinal de entrada existente, novos sinais de entrada, ou usando sinais de entrada completamente diferentes.

Em (Larsen & Chow 1987) e (Larsen, J.J. & Chow 1995) foi pesquisado a escolha de sinais de entrada para compensadores estáticos de reativos (SVCs *Static Var Compensators*) e para Compensadores Seriais Controlados por Tiristor (TCSCs *Thyristor Controlled Serial Compensators*) respectivamente. Em (Chow et al. 2000) propõe-se uma estratégia de projeto similar, sintetizando um sinal cuja função de transferência possuirá mais zeros desejáveis. Neste trabalho utilizou-se esta ultima estratégia para escolher os sinais de entrada para o controlador adaptativo, possibilitando desta forma, a re-alocação dos zeros indesejáveis do sistema.

Com base nos fatores de participação mostrados na tabela 5.7, propõe-se somar

o sinal de saída de velocidade do rotor do gerador de Segredo ao sinal de saída de velocidade do rotor do gerador de Itaipu, com um fator de ponderação α , para desta forma, produzir um sinal que seja rico no modo instável (modo 1) e que ainda possua a sensibilidade desejável para incrementar o amortecimento ao modo 2.

O sistema resultante é

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ \bar{y} &= (C_1 + \alpha C_2)x = \omega_{Itaipu} + \alpha \omega_{Segredo}\end{aligned}\tag{5.3}$$

Para determinar um valor ótimo para α , utiliza-se um diagrama de zeros (zero loci) do sistema para valores de α que variam na faixa de zero a um, tal como mostra a figura 5.11. Desta forma, para este sistema SISO, a figura 5.11 mostra o deslocamento do zero instável (para $\alpha = 0$) em direção ao semiplano esquerdo do plano complexo (para $\alpha > 0$). Por outro lado, existe outro zero que é estável (para $\alpha = 0$) e que eventualmente desloca-se em direção ao semiplano direito do plano complexo, tornando-se desta forma, num zero instável. Para executar um projeto ótimo, é preciso que estes dois zeros estejam alocados no semiplano esquerdo do plano complexo, com aproximadamente as mesmas partes reais. Como resultado desta análise, escolheu-se um valor de $\alpha = 0.5$.

5.3.3 Atraso de tempo devido ao sinal remoto

Quando um sinal remoto é usado para o controle, um projeto apropriado deve considerar o atraso de tempo potencial na medição e envio do sinal remoto. Agora são apresentados dois esquemas para implementar o controlador quando o sinal remoto tem um atraso de tempo T .

No primeiro esquema (esquema utilizado no presente trabalho), o atraso de tempo T não é considerado, de modo que, o sinal remoto atrasado do gerador de Segredo $\omega_{Segredo}$ é somado diretamente ao sinal local do gerador de Itaipu ω_{Itaipu} para juntos formar o sinal sintetizado \bar{y} dado pela equação (5.3). Uma representação deste esquema é mostrado na figura 5.12. A maioria das aplicações que consideram o atraso de tempo na medição e/ou envio de sinais remotos, utilizam a aproximação Padé de primeira ordem (Franklin, Powell & Emami-Naeini 2002), dada pela equação (5.4), para representar o

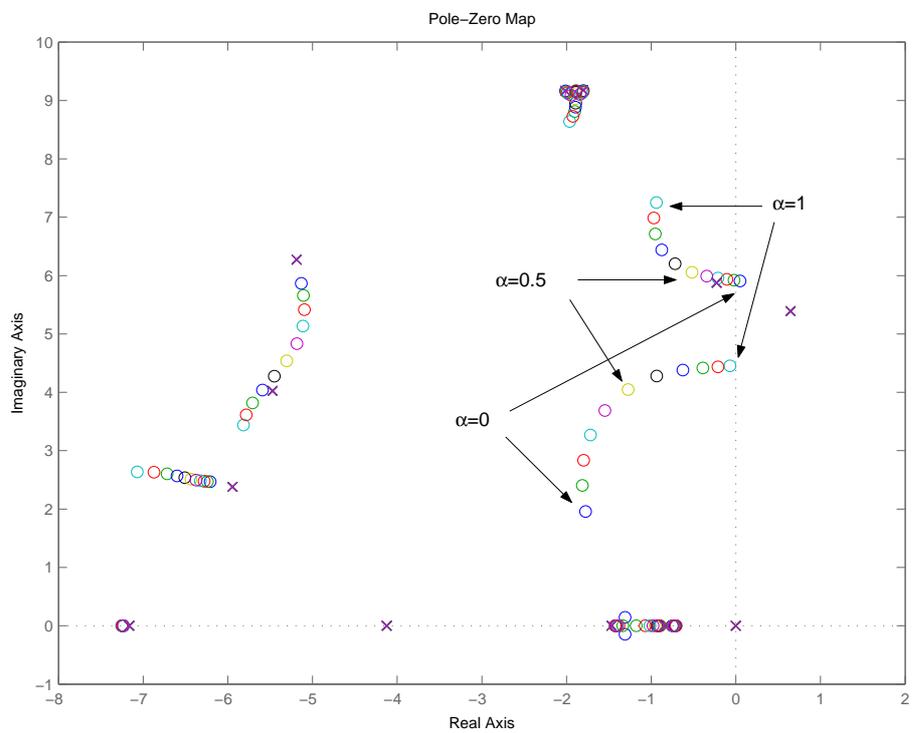


FIGURA 5.11: Diagrama de pólos e zeros da ftma do sistema $[(\omega_{Itaipu} + \alpha\omega_{Segredo})/\Delta V_{refItaipu}]$ para $0 \leq \alpha \leq 1$

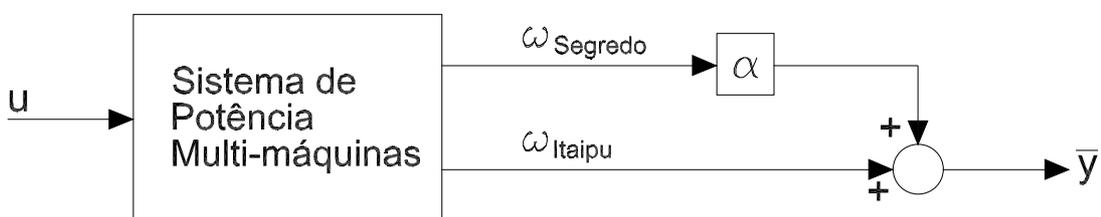


FIGURA 5.12: Sinal sintetizado com sinal remoto sem considerar atraso

atraso no modelo do sistema.

$$e^{-Ts} \approx \frac{1 - \frac{T}{2}s}{1 + \frac{T}{2}s} \quad (5.4)$$

A figura 5.13 mostra o diagrama de pólos e zeros do sistema, para diferentes valores de α e T . Daqui, pode-se observar que para $T = 0.1s$, o braço do diagrama de zeros que origina-se no zero instável não fica muito afastado do eixo imaginário ($j\omega$). Quando $T \geq 0.2s$, este braço do diagrama de zeros não se movimenta em direção a nenhuma posição no semiplano esquerdo do plano complexo, fazendo com que o sistema se torne não estabilizável por um PSS convencional.

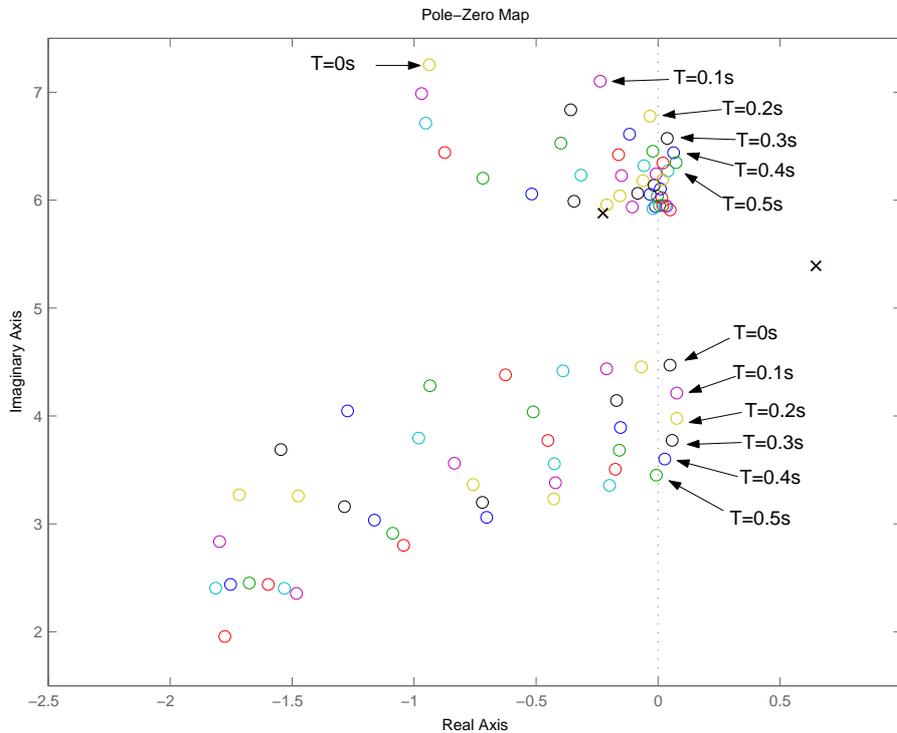


FIGURA 5.13: Diagrama de pólos e zeros do sistema equivalente brasileiro Sul Sudeste modificado para diferentes atrasos de tempo.

No segundo esquema, projeta-se uma compensação para o atraso de tempo somando ao sinal de ω_{Itaipu} o mesmo atraso de tempo T que ao sinal de $\omega_{Segredo}$. Desta forma, o sinal sintetizado pode ser modelado tal como mostra a figura 5.14, onde ambos sinais são afetados pelo mesmo atraso de tempo T , representado por uma aproximação Padé de primeira ordem (equação (5.4)). O diagrama de zeros (zero-locus) é idêntico ao mostrado na figura 5.11 e este é independente do atraso. As figuras 5.11 e 5.13 sugerem que o esquema do sinal sintetizado mostrado pela figura 5.14 resultaria num

problema de projeto mais simples, pois o zero instável pode ser deslocado para uma região mais afastada do eixo $j\omega$ no semiplano esquerdo do plano complexo.

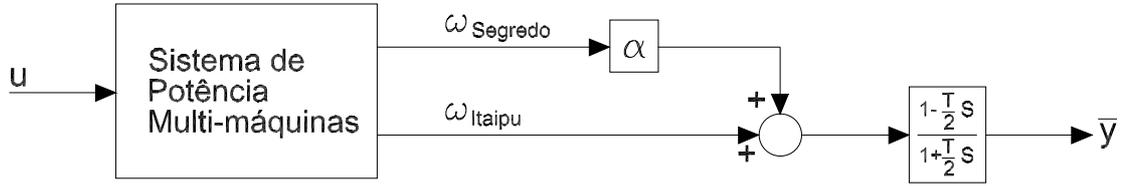


FIGURA 5.14: Sinal sintetizado com atraso comum para os sinais local e remoto

5.3.4 Projeto do PSS adaptativo para o sistema Equivalente Brasileiro Sul-Sudeste (SEE)

Para projetar o PSS adaptativo com sinais de entrada múltiplos utilizou-se o algoritmo adaptativo apresentado no capítulo 4, pois este algoritmo requer a satisfação de certas condições de positividade para garantir o rastreamento assintótico do modelo. Foi necessário projetar um compensador *feedforward* (tal como mostra a extensão do algoritmo no capítulo 4), de forma que a planta representada pela função de transferência $(\omega_{Itaipu} + \alpha\omega_{Segredo})/V_{refItaipu}$ seja ASPR (de fase mínima e grau relativo 1).

Considerando que, a saída controlada resultante é a combinação da saída da planta original e a saída do compensador *feedforward* aumentado, o compensador *feedforward* foi projetado minimizando o valor do parâmetro D , de forma que não apresente um efeito significativo no desempenho do sistema em malha fechada. Além disso, determinou-se os valores dos parâmetros D e τ (ganho e constante de tempo do compensador *feedforward* respectivamente) visando um bom desempenho (amortecimento) do sistema em malha fechada, para isso, foi feita uma análise de diagramas de pólos e zeros para diferentes valores de D e τ , tal como mostram as figuras 5.15-5.18.

TABELA 5.8: Parâmetros do projeto do controlador SAC para o sistema SEE

Planta (sistema Sul Este equiv. brasileiro modificado (SEE))	$y_p = \frac{B(s)}{A(s)}u_p$, $y_p = \omega_{Itaipu} + \alpha \omega_{Segredo}$, $u_p = V_{refItaipu}$ $R_p(s) \in \mathbb{R}^{29}$, $n^* = 4$ grau relativo
Entrada de referência	$u_m = 0$
Parâmetros do <i>feed-forward</i>	$D = 0.04$ (ganho) $\tau = 1$ (constante de tempo)
Parâmetros do controlador SAC	$T_p = 5000$ (ganho proporcional) $T_i = 50000$ (ganho de adaptação)
Lei de controle	$u_p(t) = K_e(t)e_y(t)$ $K_e(t) = T_p + \frac{T_i}{s}$ $e_y(t) = y_m(t) - y_p(t)$

A tabela 5.8 mostra os valores definidos para os parâmetros do compensador *feed-forward* (D e τ) e os ganhos do controlador adaptativo (T_p e T_i).

As figuras 5.15-5.18 mostram os mapas de pólos e zeros da planta aumentada com o compensador *feedforward*, para os diferentes valores dos parâmetros D e τ do compensador. Desta forma, os parâmetros do compensador *feedforward* são calculados, visando a melhor alocação dos zeros da planta aumentada com o compensador, e subsequentemente melhorando as condições para a estabilização do sistema.

As figuras 5.19-5.34 mostram um bom desempenho do controlador adaptativo projetado, considerando que para este caso, o sistema é estabilizado com apenas um controlador projetado para o gerador de Itaipu. A outra metodologia utiliza uma estrutura de controle descentralizado com dois PSS's projetados para os geradores de Itaipu e Segredo. Neste caso, as simulações foram executadas aplicando simultaneamente duas perturbações em degrau. Uma perturbação positiva ($1p.u$) na entrada de $\Delta V_{ref}(Itaipu)$ e a outra negativa ($-0.45p.u$) na entrada de ΔV_{ref} dos outros 3 geradores em forma alternada.

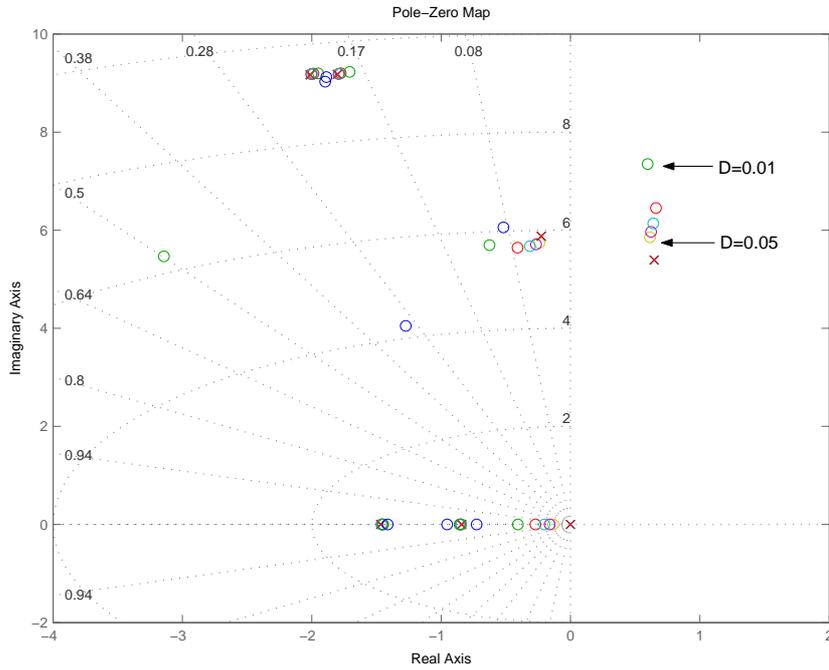


FIGURA 5.15: Mapa de pólos e zeros de $(\omega_{Itaipu} + \alpha\omega_{Segredo})/V_{refItaipu}$ aumentado com compensador *feedforward* ($\tau = 0.1$)

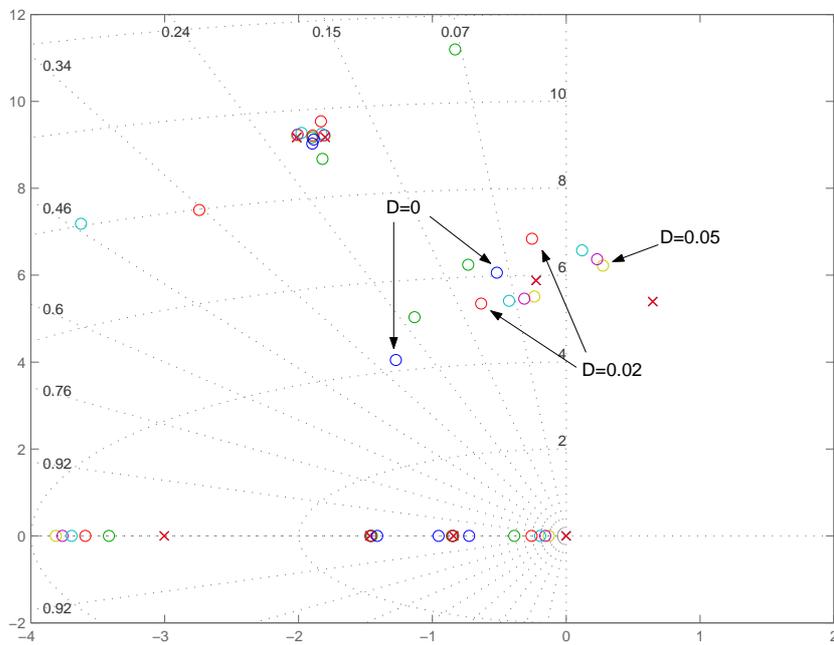


FIGURA 5.16: Mapa de pólos e zeros de $(\omega_{Itaipu} + \alpha\omega_{Segredo})/V_{refItaipu}$ aumentado com compensador *feedforward* ($\tau = 0.333$)

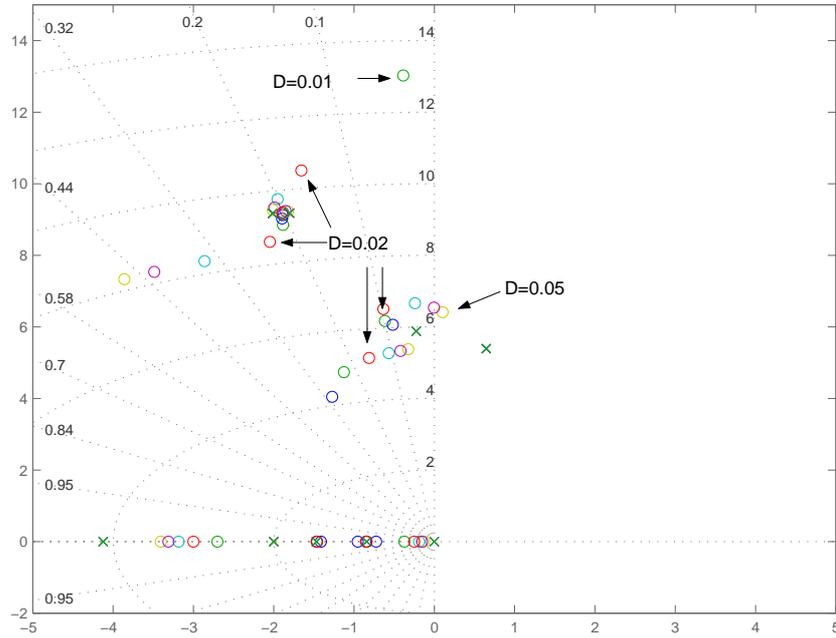


FIGURA 5.17: Mapa de pólos e zeros de $(\omega_{Itaipu} + \alpha\omega_{Segredo})/V_{refItaipu}$ aumentado com compensador *feedforward* ($\tau = 0.5$)

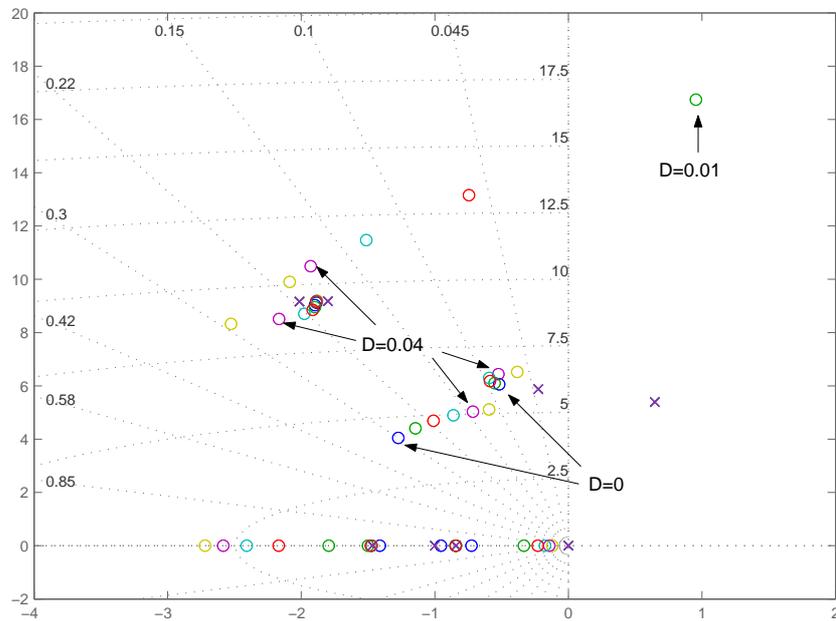


FIGURA 5.18: Mapa de pólos e zeros de $(\omega_{Itaipu} + \alpha\omega_{Segredo})/V_{refItaipu}$ aumentado com compensador *feedforward* ($\tau = 1$)

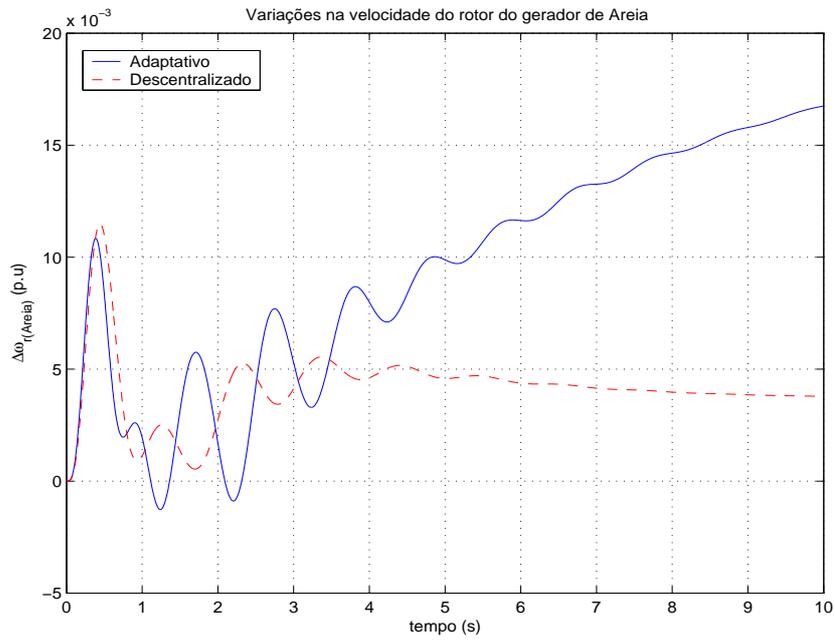


FIGURA 5.19: Variações de velocidade do rotor do gerador de Areia, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref}(Areia)$ e $\Delta V_{ref}(Itaipu)$. Resposta Transitória.

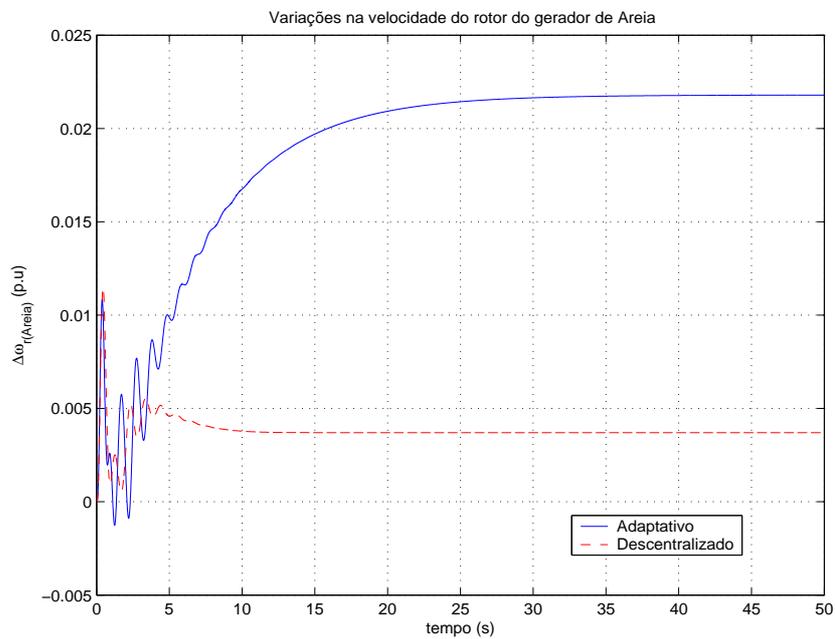


FIGURA 5.20: Variações de velocidade do rotor do gerador de Areia, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref}(Areia)$ e $\Delta V_{ref}(Itaipu)$. Estado Estacionário.

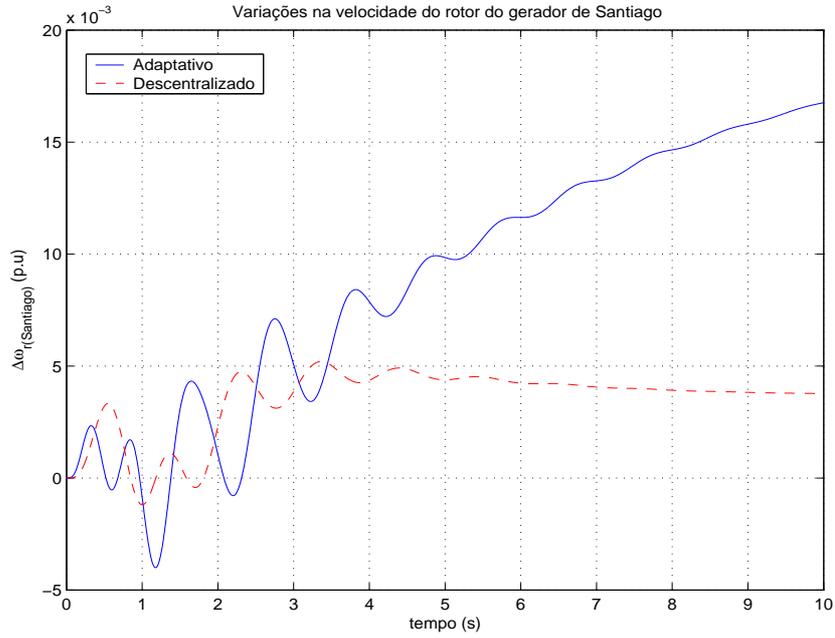


FIGURA 5.21: Variações de velocidade do rotor do gerador de Santiago, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref}(Areia)$ e $\Delta V_{ref}(Itaipu)$. Resposta Transitória.

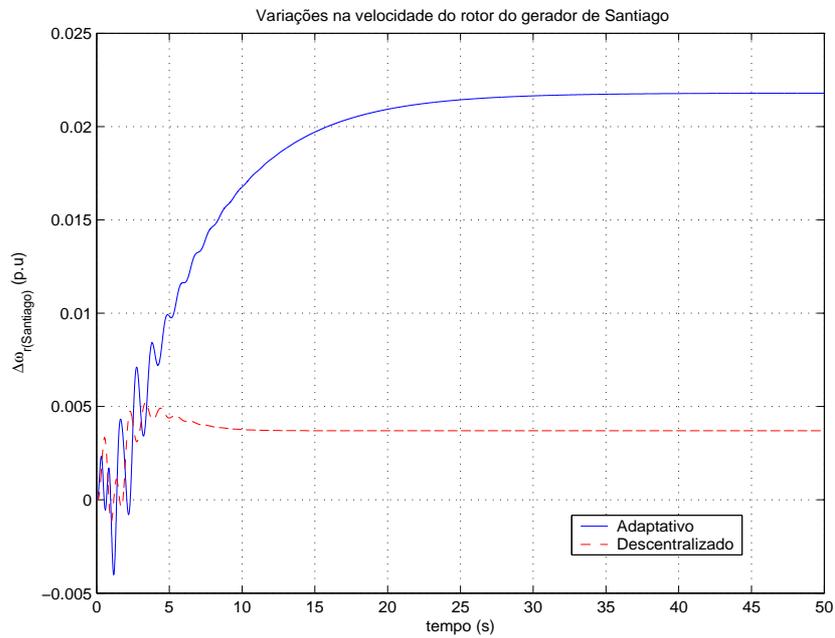


FIGURA 5.22: Variações de velocidade do rotor do gerador de Santiago, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref}(Areia)$ e $\Delta V_{ref}(Itaipu)$. Estado Estacionário.

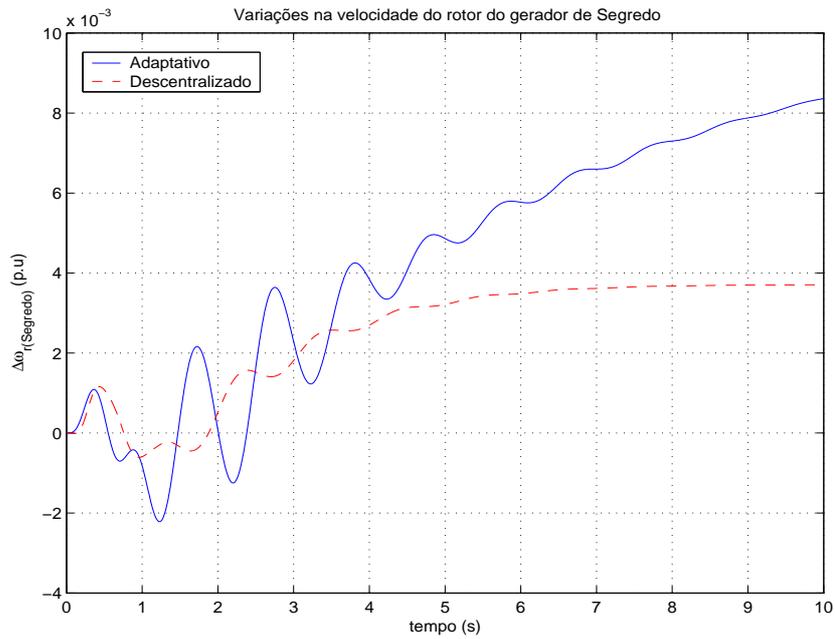


FIGURA 5.23: Variações de velocidade do rotor do gerador de Segredo, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref}(Areia)$ e $\Delta V_{ref}(Itaipu)$. Resposta Transitória.

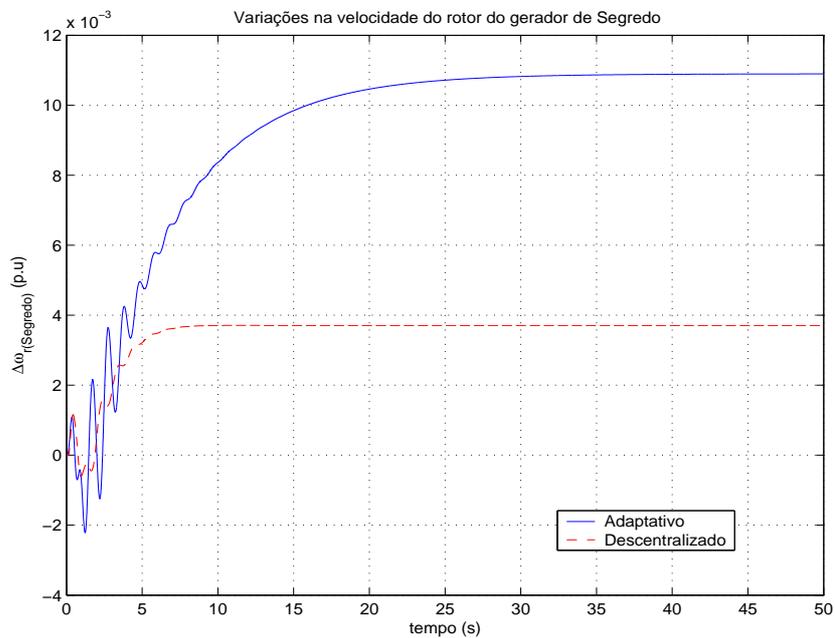


FIGURA 5.24: Variações de velocidade do rotor do gerador de Segredo, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref}(Areia)$ e $\Delta V_{ref}(Itaipu)$. Estado Estacionário.

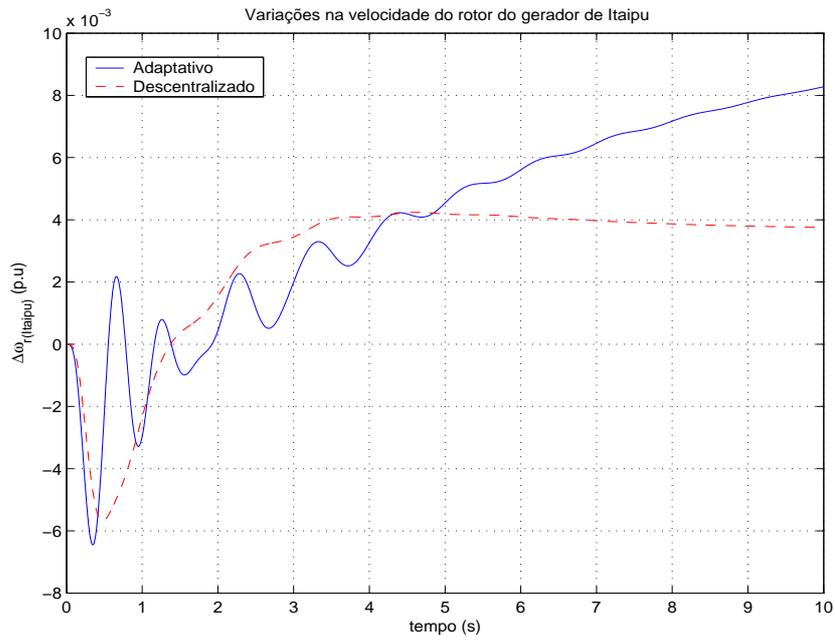


FIGURA 5.25: Variações de velocidade do rotor do gerador de Itaipu, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref}(Areia)$ e $\Delta V_{ref}(Itaipu)$. Resposta Transitória.

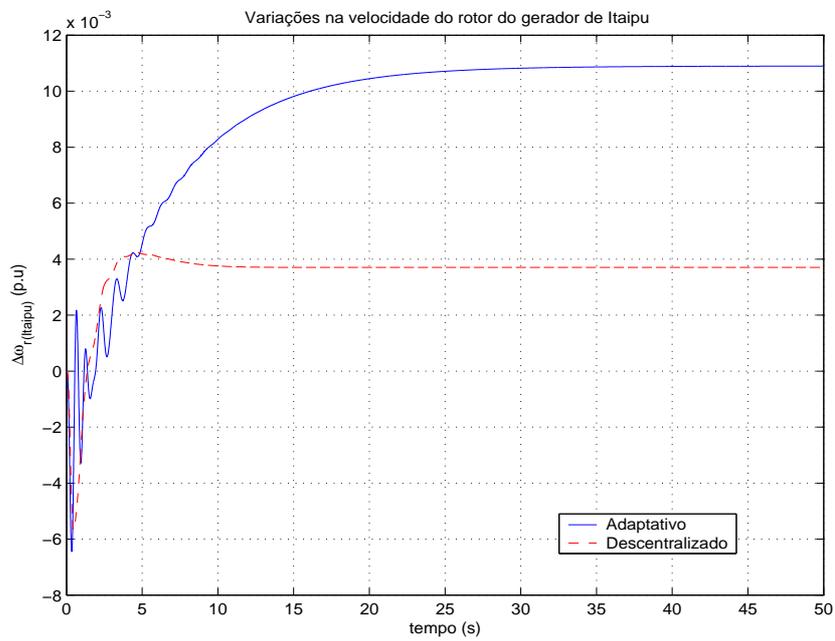


FIGURA 5.26: Variações de velocidade do rotor do gerador de Itaipu, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref}(Areia)$ e $\Delta V_{ref}(Itaipu)$. Estado Estacionário.

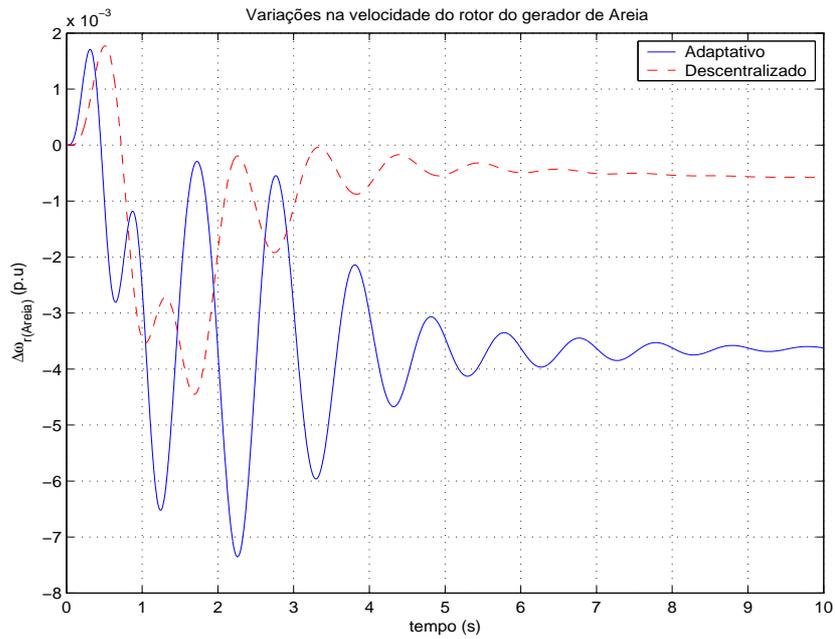


FIGURA 5.27: Variações de velocidade do rotor do gerador de Areia, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref}(Santiago)$ e $\Delta V_{ref}(Itaipu)$. Resposta Transitória.

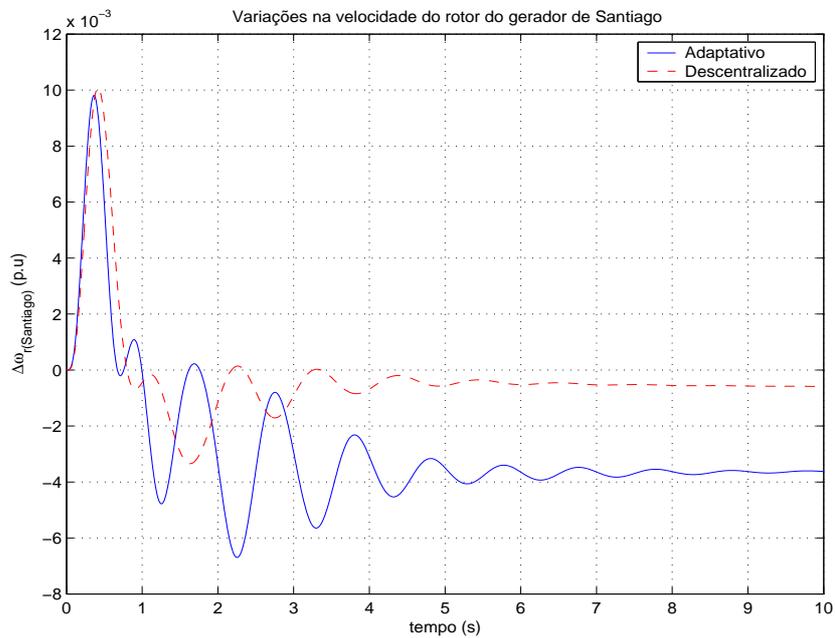


FIGURA 5.28: Variações de velocidade do rotor do gerador de Santiago, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref}(Santiago)$ e $\Delta V_{ref}(Itaipu)$. Resposta Transitória.

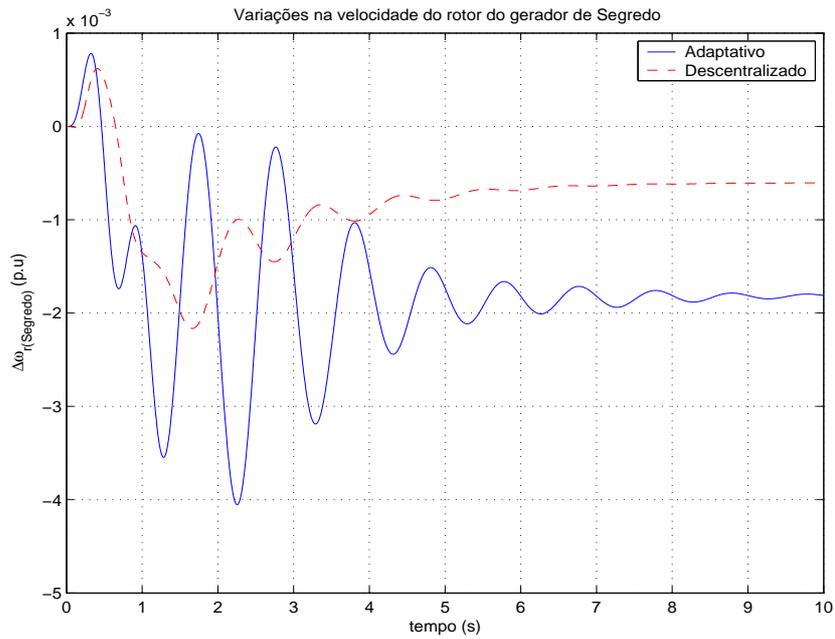


FIGURA 5.29: Variações de velocidade do rotor do gerador de Segredo, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref}(Santiago)$ e $\Delta V_{ref}(Itaipu)$. Resposta Transitória.

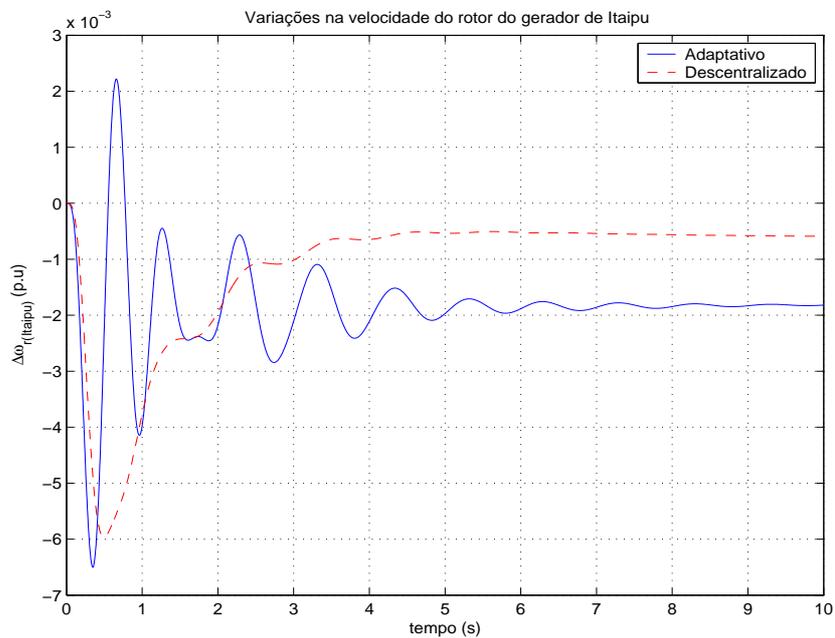


FIGURA 5.30: Variações de velocidade do rotor do gerador de Itaipu, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref}(Santiago)$ e $\Delta V_{ref}(Itaipu)$. Resposta Transitória.

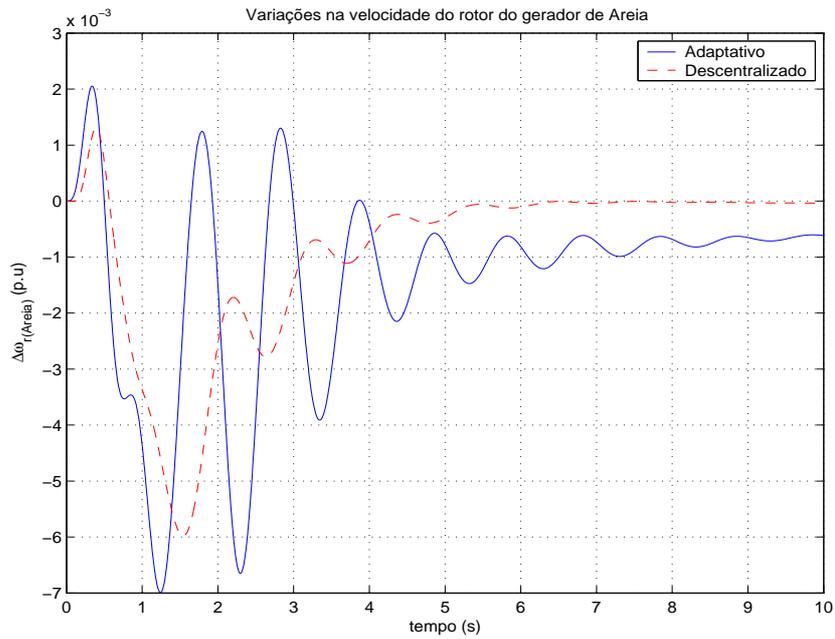


FIGURA 5.31: Variações de velocidade do rotor do gerador de Areia, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref}(Segredo)$ e $\Delta V_{ref}(Itaipu)$. Resposta Transitória.

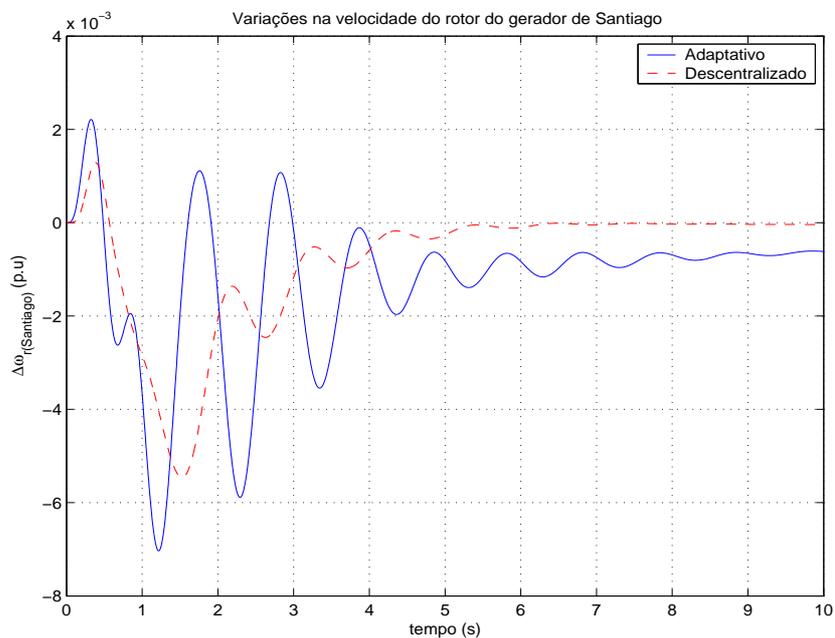


FIGURA 5.32: Variações de velocidade do rotor do gerador de Santiago, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref}(Segredo)$ e $\Delta V_{ref}(Itaipu)$. Resposta Transitória.

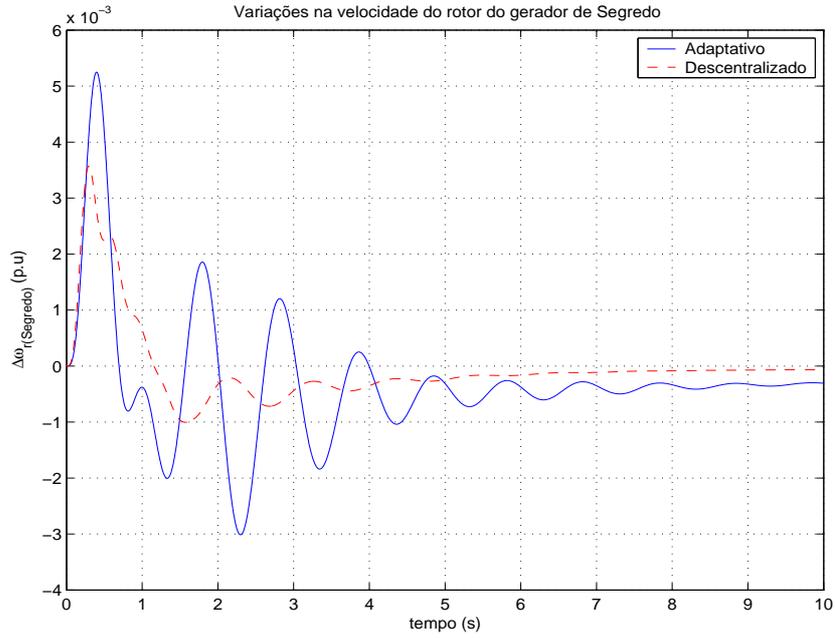


FIGURA 5.33: Variações de velocidade do rotor do gerador de Segredo, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref}(Segredo)$ e $\Delta V_{ref}(Itaipu)$. Resposta Transitória.

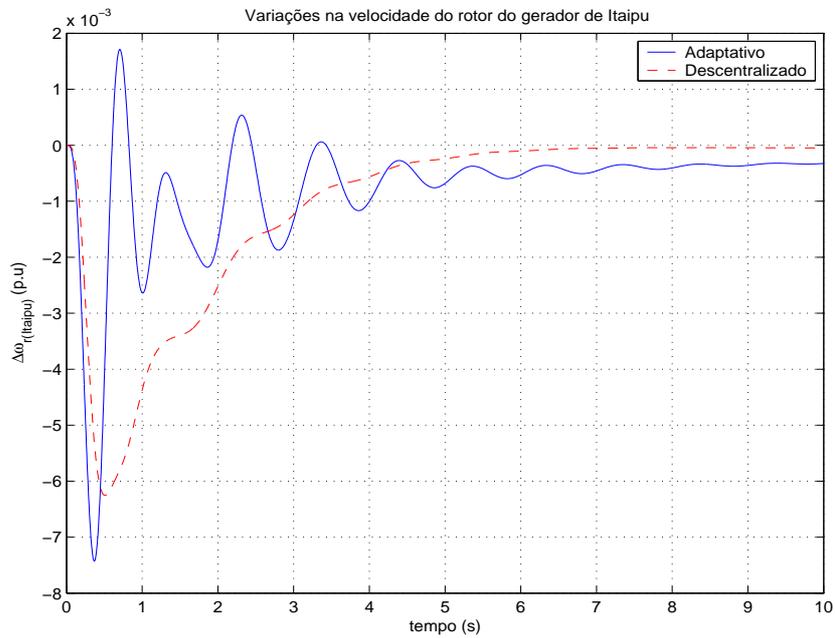


FIGURA 5.34: Variações de velocidade do rotor do gerador de Itaipu, com perturbações nas entradas $\Delta V_{ref}(Segredo)$ e $\Delta V_{ref}(Itaipu)$. Resposta Transitória.

As figuras 5.19-5.26 mostram as respostas transitória e em estado estacionário das saídas de velocidade do rotor dos 4 geradores do sistema Sul-Sudeste Equivalente Brasileiro modificado, para as duas perturbações em degrau aplicadas em forma simultânea nas entradas $\Delta V_{refAreia}$ e $\Delta V_{refItaipu}$. Nestes gráficos pode-se observar que, para o sistema em malha fechada com o controlador adaptativo, embora, existam variações entre as respostas transitórias nas saídas dos 4 geradores, a resposta em estado estacionário apresenta um comportamento semelhante para todas as máquinas. Desta forma, as oscilações das saídas de velocidade são amortecidas em aprox. 10 seg. em todos os casos. As figuras 5.20, 5.22, 5.24 e 5.26, mostram um erro em regime permanente nas saídas das 4 máquinas, sendo de aprox. 2,2% nas saídas $\Delta\omega_r(Areia)$ e $\Delta\omega_r(Santiago)$, e, de aprox. 1,1%, nas saídas $\Delta\omega_r(Segredo)$ e $\Delta\omega_r(Itaipu)$.

As figuras 5.27-5.34, mostram que, para o sistema em malha fechada com o controlador adaptativo, as duas perturbações em degrau aplicadas em forma simultânea nas entradas $\Delta V_{refSantiago}$ e $\Delta V_{refItaipu}$, e subseqüentemente nas entradas $\Delta V_{refSegredo}$ e $\Delta V_{refItaipu}$, originam uma degradação no comportamento transitório das saídas das 4 máquinas, porém, estas saídas são amortecidas em aprox. 10 seg., em todos os casos. No primeiro caso (perturbações em $\Delta V_{refSantiago}$ e $\Delta V_{refItaipu}$), o erro de regime permanente é de aprox. -0,36% nas saídas $\Delta\omega_r(Areia)$ e $\Delta\omega_r(Santiago)$, e, de aprox. -0,18%, nas saídas $\Delta\omega_r(Segredo)$ e $\Delta\omega_r(Itaipu)$. Entretanto, no segundo caso (perturbações em $\Delta V_{refSegredo}$ e $\Delta V_{refItaipu}$), o erro de regime permanente é de aprox. -0,06% nas saídas $\Delta\omega_r(Areia)$ e $\Delta\omega_r(Santiago)$, e, de aprox. -0,03%, nas saídas $\Delta\omega_r(Segredo)$ e $\Delta\omega_r(Itaipu)$.

No sistema em malha fechada com o controlador adaptativo, os modos de oscilação 15 e 17 (modos inter-área) apresentam uma relação de amortecimento de 17,3% e 9,37% respectivamente. Entretanto, o modo 13 (modo local) apresenta uma relação de amortecimento de 13,1%.

5.4 Conclusões

Neste capítulo, foi apresentada a aplicação do algoritmo de controle adaptativo simples apresentado no capítulo 4, no projeto de um controlador de amortecimento adaptativo, para a estabilização do sistema Equivalente Brasileiro Sul-Sudeste modificado (SEE). Este sistema apresenta na sua configuração um par de zeros complexos conjugados instáveis, o qual dificulta sua estabilização com somente um controlador.

A análise modal do sistema mostra os modos de oscilação eletromecânicos (pólos dominantes) do sistema multi-máquinas. Os modos eletromecânicos são detectados a partir da sua frequência de oscilação ($0.1 - 3Hz$). As características dos modos de oscilação do sistema são determinadas a partir do cálculo dos *mode-shapes*. Desta forma, foram detectados 4 modos de oscilação, 2 modos locais e 2 modos inter-área.

A teoria de medição de sinais com conteúdo modal múltiplo é explorada, considerando que, num sistema de potência real o número de modos de oscilação é maior que os dispositivos de controle disponíveis. Desta forma, para efeitos do projeto do controlador, é considerado um sinal de entrada sintetizado a partir da medição de um sinal local e um sinal remoto com um fator de ponderação α .

A principal vantagem da utilização do sinal sintetizado ($\Delta\omega_r(\text{Itaipu}) + \alpha\Delta\omega_r(\text{Segredo})$) para o controle, é que este permite a realocação dos zeros instáveis no semi-plano esquerdo do plano complexo, melhorando as condições para a estabilização do sistema. Desta forma, o sistema é estabilizado com um único controlador projetado para o gerador de Itaipú.

No presente trabalho, o projeto do controlador adaptativo considerou o projeto do compensador *feedforward*, cujos parâmetros foram calculados a partir de diagramas de pólos e zeros, visando a melhor alocação dos zeros da planta aumentada com o compensador, e subseqüentemente melhorando as condições para a estabilização do sistema.

Para efeitos da avaliação do desempenho do controlador adaptativo projetado, foram executadas simulações do sistema estabilizado com dois PSS's descentralizados, projetados para os geradores de Itaipu e Segredo. Neste caso, as simulações foram executadas aplicando simultaneamente duas perturbações em degrau, uma perturbação positiva ($1p.u$) na entrada de $\Delta V_{ref}(\text{Itaipu})$ e a outra negativa ($-0.45p.u$) na entrada de

ΔV_{ref} dos outros 3 geradores em forma alternada.

Capítulo 6

Conclusões Gerais e Trabalhos

Futuros

6.1 Conclusões

Neste trabalho foram aplicados os métodos de Controle Adaptativo por Alocação de Pólos indireto e Controle Adaptativo Simples para projetar controladores de amortecimento de oscilações eletromecânicas em sistemas de potência.

O Controle por Alocação de Pólos Adaptativo indireto utilizado é baseado no mapeamento entre os parâmetros do controlador e os parâmetros da planta estimados a partir de uma lei adaptativa em gradiente com erro de estimação normalizado.

O Controle Adaptativo Simples é baseado na metodologia de Controle Adaptativo por Modelo de Referência para plantas ASPR, porém, como o objetivo de controle no presente trabalho é de estabilização adaptativa, para efeitos da aplicação, não foi considerado o projeto do modelo de referência. Esta abordagem é aplicável a plantas de fase mínima e de grau relativo 1. Neste caso, a fim de satisfazer estas restrições foi projetado um compensador *feedforward* de primeira ordem em paralelo com a planta.

O compensador *feedforward* é projetado verificando que seu efeito na saída da planta aumentada seja praticamente desprezível de forma que o erro de rastreamento entre as saídas do modelo e da planta original se aproxime de zero.

Finalmente são analisados os efeitos da utilização de sinais remotos na estabilização do sistema Sul Sul-Este Equivalente Brasileiro Modificado de 7 barras e 5 máquinas,

que é estabilizado com um controlador de amortecimento adaptativo projetado para o gerador de Itaipu. Este controlador utiliza como entrada a soma de dois sinais de velocidade, sendo um deles local ($\Delta\omega_{Itaipu}$) e outro remoto ($\Delta\omega_{Segredo}$).

Resultados de simulação considerando duas condições de operação para o sistema máquina simples-barramento infinito, mostram a maior efetividade dos controladores de amortecimento adaptativos projetados, frente à variação nas condições de operação do sistema, em relação a um PSS convencional.

6.2 Trabalhos Futuros

Com o objetivo de incentivar a continuidade da pesquisa apresentada neste trabalho, são feitas algumas propostas de trabalhos futuros:

- Extensão da aplicação do controle adaptativo na estabilização de sistemas de potência considerando atrasos de tempo no envio e medição de sinais remotos.
- Combinar os métodos de controle adaptativo com outras estratégias de controle para formar uma estrutura de controle hierárquico de sistemas de potência.
- Controle adaptativo por modelo de referência para o monitoramento remoto de oscilações eletromecânicas em tempo real, em sistemas de potência de grande porte.

Referências Bibliográficas

- Abdelazim, T. & Malik, O. (2005), ‘Power system stabilizer based on model reference adaptive fuzzy control’, *Electric Power Components and Systems* **33**, 985–998.
- Anderson, B. & Vongpanitlerd, S. (1973), *Network Analysis and Synthesis: A Modern Systems Theory Approach*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
- Andrade Ramos, R. (2002), Procedimento de projeto de controladores robustos para o amortecimento de oscilações eletromecânicas em sistemas de potência, PhD thesis, Escola de Engenharia de San Carlos da Universidade de São Paulo, São Carlos.
- Barkana, I. (1987), ‘Parallel feedforward and simplified adaptive control’, *Int. J. Adaptive Contr. Signal Process.* **1**(2), 95–109.
- Barkana, I. & Kaufman, H. (1985), ‘Global stability and performance of a simplified adaptive algorithm’, *Int. J. Contr.* **42**(6), 1491–1505.
- Bergen, A. (1986), *Power Systems Analysis*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.
- Boukarim, G., Wang, S., Chow, J., G.N., T. & Martins, N. (2000), A comparison of classical, robust, and decentralized control designs for multiple power systems stabilizers, *in* ‘IEEE Trans. Power. Syst.’, pp. 1287–1292.
- Chapellat, H., Dahleh, M. & Bhattacharyya, S. (1991), ‘On robust nonlinear stability of interval control systems’, *IEEE Trans. Aut. Contr.* **36**, 59–67.
- Chaudhuri, B., Majumder, R. & Pal, B. (2004), ‘Wide-area measurement-based stabilizing control of power system considering signal transmission delay’, *IEEE Trans. Power. Syst.* **19**(4), 1971–1979.
- Chow, J. H., Sanchez-Gasca, J. J., Haoxing, R. & Shaopeng, W. (2000), ‘Power system damping controller design using multiple input signals’.
- Doraraju, P. & R.K., N. (2000), ‘A decentralized adaptive controller for multimachine power systems’, *Int. Journal of Energy Research* **24**, 571–585.
- Elliot, H., Cristi, R. & Das, M. (1985), Global stability of adaptive pole placement algorithms, *in* ‘IEEE Trans. Aut. Contr.’, Vol. 30, pp. 348–356.
- Franklin, G. F., Powell, J. D. & Emami-Naeini, A. (2002), *Feedback Control of Dynamic Systems*, 4th edn, Addison-Wesley.
- Goodwin, G. & Sin, K. (1984), *Adaptive Filtering Prediction and Control*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall.

- Heffron, W. & Phillips, R. (1952), ‘Effect of a modern amplidyne voltage regulator on underexcited operation of large turbine generators’, *AIEE transactions* .
- Hitz, L. & Anderson, B. (1969), Discrete positive real functions and their application to system stability, *in* ‘Proc. IEE Control Theory Appl.’, pp. 153–155.
- Ioannou, P. (1986), ‘Decentralized adaptive control of interconnected systems’, *IEEE Trans. Aut. Contr.* (4), 291–298.
- Ioannou, P. & Sun, J. (1996), *Robust Adaptive Control*, Prentice-Hall, Upper Saddle River, N.J.
- Kamwa, I., Gerin-Lajoie, L. & Trudel, G. (1998), Multi-loop power system stabilizers using wide-area synchronous phasor measurements, *in* ‘Proc. American Contr. Conf.’, pp. 2963–2967.
- Kamwa, I., Grondin, R. & Hébert, Y. (2001), ‘Wide-area measurements based stabilizing control of large power systems - a decentralized/hierarchical approach’, *IEEE Trans. Power. Syst.* **16**(1).
- Kaufman, H., Bar-Kana, I. & Sobel, K. (1994), *Direct Adaptive Control Algorithms: Theory and Applications*, 1st edn, Springer-Verlag.
- Kreisselmeier, G. (1989), An indirect adaptive controller with a self-excitation capability, *in* ‘IEEE Trans. Aut. Contr.’, Vol. 34, pp. 524–528.
- Kundur, P. (1994), *Control and Stability of Power Systems*, 4th edn, Prentice-Hall.
- Kundur, P., Klein, M., Rogers, G. & M.S., Z. (1989), ‘Application of power system stabilizer for enhancement of overall system stability’, *IEEE Trans. Power. Syst.* **4**(2), 614–626.
- Landau, Y. D. (1979), *Adaptive Control*, Marcel Dekker, Inc., New York.
- Larsen, E. & Chow, J. (1987), Svc control design concepts for system dynamic performance, *in* ‘IEEE Special Publication on Application of Static Var Systems for System Dynamic Performance’, pp. 36–53.
- Larsen, E., J.J., S.-G. & Chow, J. (1995), Concepts for design of facts controllers to damp power swings, *in* ‘IEEE Trans. Power. Syst.’.
- Larsen, E. & Swan, D. (1981), ‘Applying power system stabilizers. parts i, ii and iii’, *IEEE Trans. Power. Apparatus and Syst.* .
- Lee, D. & Kundur, P. (1986), ‘Advanced excitation control for power system stability enhancement’, *CICRE* **38**(1).
- Mabius, L. (1976), An Implicit Adaptive Model Reference Control Design for Linear Multi-Input Multi-Output Systems, PhD thesis, Rensselaer Polytechnic Institute, Troy, NY.
- manual IEEE Standard 421.5 (1992), *IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies*.

- Martins, N. & L.T.G., L. (1989), ‘Eigenvalue and frequency domain analysis of small signal electromechanical stability problem’, pp. 17–33.
- Menniti, D., Picardi, C. & Sorrentino, N. (2000), ‘A decentralized adaptive power system stabilizer’, *Proceedings of the IEEE*.
- Monopoli, R. (1974), Model reference adaptive control with an augmented error signal, in ‘IEEE Trans. Aut. Contr.’, number 5, pp. 474–484.
- Narendra, K. & Annaswamy, A. (1989), *Stable Adaptive Systems*, 3rd edn, Prentice-Hall.
- Narendra, K. & L.E.McBride, J. (1964), ‘Multivariable self-optimizing systems using correlation techniques’, *IEEE Trans. Aut. Contr.* **9**(1), 31–38.
- Popov, V. M. (1973), *Hyperstability of Control Systems*, Springer-Verlag.
- Ritonja, J., Dolinar, D. & Grčar, B. (2000), ‘Simple adaptive control for a power system stabilizer’, *Proc. IEE Control Theory Appl.* **147**, 4.
- Siljak, D. (1970), New algebraic criteria for positive realness, in ‘Proc. Annu. Princeton Conference on Information Science Systems’, pp. 329–335.
- Simões Costa, A. & Silva, A. (2000), *Apostila de Curso - Controle e Estabilidade de Sistemas Elétricos de Potência*.
- Slotine, J. E. & Li, W. (1991), *Applied Nonlinear Control*, Prentice Hall.
- Sobel, K., Kaufman, H. & Mabiús, L. (1979), Model reference output adaptive control systems without parameter identification, in ‘Proc. IEEE Conf. on Decision and Control’, pp. 349–351.
- Valim Marini, R. L. (2005), Uso de medição fasorial sincronizada visando a melhoria da estabilidade de sistemas elétricos de potência, Master’s thesis, Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica Universidade Federal de Santa Catarina.
- Vicino, A. & Tesi, A. (1991), Robust strict positive realness: New results for interval plant plus controller families, in ‘Proc. IEEE Conf. on Decision and Control’, pp. 421–426.
- Wen, J. (1988), ‘Time domain and frequency domain conditions for strict positive realness’, *IEEE Trans. Aut. Contr.* **33**, 988–992.
- Yousef, H. & Simaan, M. (1991), ‘Model reference adaptive control for large scale systems with application to power systems’, *Proc. IEE Control Theory Appl.* **138**.