



UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARÁ
INSTITUTO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

TESE DE DOUTORADO

**INVESTIGAÇÃO EXPERIMENTAL DE ESTRATÉGIAS DE
IDENTIFICAÇÃO E CONTROLE LPV APLICADAS AO
AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES ELETROMECAÑICAS EM
SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA**

FABRÍCIO GONZALEZ NOGUEIRA

TD – 11 / 2012

BELÉM

2012

FABRÍCIO GONZALEZ NOGUEIRA

**INVESTIGAÇÃO EXPERIMENTAL DE ESTRATÉGIAS DE
IDENTIFICAÇÃO E CONTROLE LPV APLICADAS AO
AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES ELETROMECHANICAS EM
SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA**

TD – 11 / 2012

Tese de Doutorado apresentada no Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará, como parte dos requisitos para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Walter Barra Junior

Co-orientador: Prof. Dr. José Augusto Lima Barreiros

BELÉM

2012

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)
Biblioteca Central da UFPA- Belém- PA

NOGUEIRA, FABRÍCIO GONZALEZ

INVESTIGAÇÃO EXPERIMENTAL DE ESTRATÉGIAS DE
IDENTIFICAÇÃO E CONTROLE LPV APLICADAS AO AMORTECIMENTO
DE OSCILAÇÕES ELETROMECÂNICAS EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE
POTÊNCIA / FABRÍCIO GONZALEZ NOGUEIRA . – 2012.

orientador: Walter Barra Junior

co- orientador: Walter Barra Junior

Tese (Doutorado) – Universidade Federal do Pará, Instituto de
Tecnologia, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, 2012.

1. Sistema de energia elétrica - estabilidade. 2. Controle Robusto. I.
. Título.

CDD 22. ed.: 621.3191

FABRÍCIO GONZALEZ NOGUEIRA

INVESTIGAÇÃO EXPERIMENTAL DE ESTRATÉGIAS DE IDENTIFICAÇÃO E
CONTROLE LPV APLICADAS AO AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES
ELETROMECCÂNICAS EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

Tese de Doutorado apresentada no Programa
de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal do Pará, como parte dos
requisitos para obtenção do grau de Doutor em
Engenharia Elétrica. Área de concentração:
Sistemas de Energia Elétrica

Aprovada em _____ de _____.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Walter Barra Junior (ITEC / UFPA) – **Orientador**

Prof. Dr. José Augusto Lima Barreiros (ITEC / UFPA) - **Co-orientador**

Prof. Dr. Francisco Damasceno Freitas (UNB) - **Membro da Banca Examinadora**

Prof. Dr. João Viana Fonseca Neto (UFMA) - **Membro da Banca Examinadora**

Prof. Dr. Jorge Roberto Brito de Souza (UFPA) - **Membro da Banca Examinadora**

Prof. Dr. Marcus Vinicius Alves Nunes (UFPA) - **Membro da Banca Examinadora**

Visto: _____

Prof. Dr. Marcus Vinicius Alves Nunes - **Coordenador do PPGEE / ITEC / UFPA**

AGRADECIMENTOS

Inicialmente agradeço a Deus por sempre estar ao meu lado me protegendo, orientando e ajudando a realizar os meus sonhos.

Ao Prof. Walter Barra Junior, orientador desta tese, por me direcionar a este rico tema de pesquisa, e pelos preciosos ensinamentos e conselhos, que foram fundamentais para o desenvolvimento deste trabalho. Também agradeço ao Prof. Barra pelas diversas horas extras nas quais ele esteve no laboratório me ajudando a desenvolver este trabalho.

Aos Professores Carlos Tavares da Costa Junior, Walter Barra Junior e José Augusto Lima Barreiros, pelas oportunidades de participação em projetos de P&D, os quais foram essenciais para o meu amadurecimento técnico científico. Também agradeço a esses professores toda a ajuda que recebi na elaboração de artigos científicos e também o apoio que possibilitou a apresentação de diversos trabalhos em conferências nacionais e internacionais.

Aos professores Francisco Damasceno Freitas (UNB), João Viana Fonseca Neto (UFMA), Jorge Roberto Brito de Souza (UFPA) e Marcus Vinicius Alves Nunes (UFPA), pelas valiosas recomendações apresentadas para a melhoria do trabalho.

Ao amigo Janio José de Lana, por todo o apoio em diversos trabalhos, e pela iniciativa e confiança que possibilitaram a realização dos testes de campo na UHE de Tucuruí, apresentados nesta tese. Também agradeço aos amigos Ricardo Araújo Campos e Jefferson Ferreira Barbosa, por todo apoio e confiança na realização de diversos trabalhos de campo na UHE de Tucuruí e UHE de Curuá-Una.

Aos pesquisadores do LACSPOT, pela troca de conhecimentos e amigável trabalho em equipe.

À Universidade Federal do Pará e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), pela oportunidade de estudar no curso de doutorado, onde pude realizar este trabalho. Ao CNPQ pelo apoio recebido através de bolsa de doutorado.

Ao apoio recebido da Eletronorte, através dos projetos “Implementação de um Estabilizador de Sistema de Potência Piloto, com capacidade de Adaptação, em Gerador da Etapa 1 da UHE de Tucuruí” e “Implementação de um Regulador de Velocidade Digital Piloto, com Capacidade de Adaptação e Integrado ao Sistema de Supervisão e Controle Digital do Centro de Operações da UHE Tucuruí”.

Um agradecimento especial à minha família e minha noiva Elisângela Carminatti, pelo apoio, pela motivação para que este trabalho fosse concluído, e pelas privações suportadas.

RESUMO

Nesta tese é realizada a investigação experimental de uma estratégia de controle LPV (do inglês, *linear parameter varying*) aplicada ao amortecimento de oscilações eletromecânicas em sistemas elétricos de potência. O estudo foi realizado em um modelo de sistema de potência em escala reduzida de 10kVA, cuja configuração é do tipo máquina interligada a uma barra infinita, além de testes em campo em uma unidade geradora de 350 MVA da Usina Hidrelétrica de Tucuruí. Primeiramente, foi desenvolvido e testado computacionalmente um conjunto de rotinas para análise e síntese de controlador amortecedor do tipo LPV, bem como para identificação de modelos LPV da planta. Os coeficientes do controlador amortecedor LPV, no caso um Estabilizador de Sistemas de Potência (ESP), dependem do valor de uma variável de operação selecionada que, neste estudo, foram as potências ativa (P) e reativa (Q) nos terminais da unidade geradora.

Para fins de projeto, a dinâmica da planta foi representada através de um modelo ARX LPV, o qual foi estimado a partir de dados coletados experimentalmente na planta, para uma ampla faixa de condições operacionais. A partir do modelo LPV da planta, os valores dos parâmetros do ESP LPV foram determinados via um problema de otimização convexa, na forma de uma LMI parametrizada (PLMI). A solução da PLMI é obtida a partir de uma relaxação via decomposição em soma de quadrados. O ESP LPV foi projetado de modo a garantir a estabilidade e o desempenho do sistema para uma ampla faixa de condições operacionais da planta, o que geralmente não é possível de obter com controladores convencionais a parâmetros fixos.

A lei de controle amortecedor do ESP LPV foi implementada em um sistema embarcado baseado em um controlador digital de sinais. Os resultados experimentais mostraram um excelente desempenho do ESP LPV no amortecimento de oscilações eletromecânicas, tanto no sistema de potência em escala reduzida, quanto em uma unidade geradora da UHE de Tucuruí.

Palavras-chave: Estabilizador de sistemas elétricos de potência, controle robusto paramétrico, controle LPV, identificação de sistemas LPV, LMI, relaxações de LMI robusta, decomposição em soma de quadrados, sistemas embarcados, UHE de Tucuruí.

ABSTRACT

In this thesis is performed an experimental investigation of the performance of a LPV (linear parameter varying) control strategy applied to damp electromechanical oscillations in electric power systems. The study was performed in a 10kVA electric power system, which is configured as a single machine connected to an infinite bus. Furthermore, were also performed field tests on a generating unit of Tucuruí Hydroelectric Power Plant. Firstly, a set of routines for the analysis and synthesis of LPV damping controllers were developed and tested computationally, along with routines for the identification of LPV models of the plant. The coefficients of the LPV damping controller, in this case a power system stabilizer (PSS), depends on the value of a variable representative of the system operating condition (scheduling parameter), which in this study, were the terminal active power (P) and reactive power (Q) of the generating unit.

For control ends, the dynamics of the plant was represented by an ARX LPV model, which was estimated from experimental data collected in the plant for a wide range of operating conditions. From the LPV model of the plant, the values of the parameters of the LPV controller were determined via an optimization problem, in the form of a parameterized LMI (PLMI). The solution of PLMI is obtained from a relaxation via sum-of-squares decomposition. The LPV PSS was designed to ensure stability and performance for a wide range of operating conditions of the plant, which is generally not possible to obtain with conventional fixed parameter controllers.

The LPV PSS control law was implemented in an embedded system based on a digital signal controller. The experimental results showed an excellent performance of the LPV PSS on the damping of the electromechanical oscillations both in the 10kVA electric micro-generator system, and in the Tucuruí generating unit.

Keywords: Power system stabilizer, parametric robust control, LPV control, LPV system identification, linear matrix inequalities, robust LMI relaxations, sums of squares decomposition, embedded systems.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1: Diagrama de Venn com uma classificação para sistemas dinâmicos (adaptado de (Briat, 2008)).	26
Figura 2.2 – Espaço de coeficientes dos polinômios $p(s, q_1, q_2)$ e $[p(s)]$ (intervalar).	32
Figura 2.3 – Representação entrada-saída de um sistema LPV.	36
Figura 3.1 - Diagrama em blocos de um ESP clássico.	43
Figura 4.1 – Registrador de deslocamento para geração de sinal de teste SBPA, exemplo mostrado para um registrador com $N=6$ células.	55
Figura 4.2 – Comparação entre os algoritmos LMS e P-LMS.	57
Figura 5.1 – Exemplos de conjuntos semi-algêbricos com 1 (a) e 2 parâmetros (b).	65
Figura 5.2 – Sistema de controle LPV.	66
Figura 6.1 - Diagrama em blocos simplificado do <i>hardware</i> do módulo digital.	86
Figura 6.2 - Módulo digital para aquisição, identificação e controle.	87
Figura 6.3 – Diagrama em blocos representativo do circuito condicionador (P , Q e V_T).	88
Figura 6.4 - Esquemático do circuito condicionador (P , Q e V_T).	88
Figura 6.5 - Filtro passa-baixas ativo de primeira ordem.	89
Figura 6.6 - Amplificador de diferenças.	91
Figura 6.7 - Circuito limitador de precisão (Nascimento Filho, 2011).	92
Figura 6.8 - Diagrama em blocos representativo do circuito condicionador de ΔP .	94
Figura 6.9 - Esquemático do circuito condicionador de ΔP .	95
Figura 6.10 – Diagrama em blocos do circuito de condicionamento do sinal de saída analógico.	95
Figura 6.11 – Esquemático do circuito condicionador do sinal analógico de saída.	96
Figura 6.12 - Pinos de entrada e saída do ADS8345.	97
Figura 6.13 - Pinos do conversor D/A MCP4921.	97
Figura 6.14 - Pinos de entrada e saída do DSPIC30F5011.	98
Figura 6.15 – Periféricos internos do DSPIC utilizados no ESP digital.	99
Figura 6.16 - PCI do ESP digital desenvolvida no Eagle 5.0.	101
Figura 6.17 - Processo de prototipagem de PCI.	102
Figura 6.18 - Protótipos da placa de circuito impresso do ESP digital.	102
Figura 6.19 - Versão industrial da placa de circuito impresso do ESP digital.	103
Figura 6.20 - Programador e depurador ICD2.	104
Figura 6.21 – Fluxograma da rotina de inicialização.	105

Figura 6.22 - Fluxograma com a sequência de execução do algoritmo do ESP digital.	107
Figura 6.23 - Fluxograma representativo do algoritmo do controlador digital.	108
Figura 6.24 - Estrutura da mensagem do protocolo de comunicação serial.	109
Figura 6.25 - Rotina de interrupção de recepção da porta serial.	109
Figura 6.26 - Tela de ensaios com o ESP digital desativado.	110
Figura 6.27 - Tela de ensaios com o ESP digital fixo ativado.	111
Figura 6.28 - Tela de ensaios com o ESP LPV ativado.	111
Figura 7.1 – Sistema de geração em escala reduzida da UFPA.	114
Figura 7.2 - Conjunto motor CC – máquina síncrona.	114
Figura 7.3 - Diagrama esquemático do sistema de geração em escala reduzida.	115
Figura 7.4: Painel dos circuitos indutivos que simulam a linha de transmissão.	116
Figura 7.5: Regulador de velocidade, regulador de tensão e ESP LPV.	117
Figura 7.6 – IHM do regulador de velocidade digital.	118
Figura 7.7: IHM do regulador de tensão digital.	118
Figura 7.8: Conjunto de instrumentos para sincronismo do gerador com a rede.	119
Figura 7.9: Esquema de ligação do transdutor de potencia ETP30 (Moraes, 2011).	120
Figura 8.1 – Diagrama em blocos do sistema de geração em escala reduzida.	123
Figura 8.2 – Resposta ao pulso do sistema em diferentes condições operacionais.	125
Figura 8.3 – Sinais de tensão terminal e tensão de campo durante a aplicação do pulso.	126
Figura 8.4 – Sinais de tensão terminal e tensão de campo durante a aplicação da SBPA.	128
Figura 8.5 - Dados de entrada e saída adquiridos para a identificação de um modelo local (P=0,7).	128
Figura 8.6 – Espectro dos sinais de entrada e saída adquiridos em $P = 0,7$ pu.	129
Figura 8.7 – Curvas com estimativa de erro percentual dos modelos ARX.	132
Figura 8.8 - Validação do modelo ARX de 6ª ordem identificado no ponto de operação P=0,7.	133
Figura 8.9 – Pólos dos modelos locais ARX identificados.	135
Figura 8.10 – Dados adquiridos durante a aplicação da senóide na referência do RV.	137
Figura 8.11 – Algoritmo de processamento dos dados de entrada e saída.	138
Figura 8.12 – Dados processados pelo algoritmo de reordenação de dados.	138
Figura 8.13 – Convergência dos parâmetros do modelo LPV-LMS-1.	139
Figura 8.14 – Comparação entre os polos dos modelos LPV-LMS e modelos locais.	140
Figura 8.15 – Comparação entre os pólos dominantes dos modelos LPV-LMS e os modelos locais.	141

Figura 8.16 – Amortecimento dos pólos dominantes dos modelos LPV e locais identificados.	141
Figura 8.17 – Frequência dos polos dominantes dos modelos LPV e locais identificados....	142
Figura 8.18 - Convergência dos parâmetros do modelo LPV.	143
Figura 8.19 – Comparação entre a saída medida e a saída do modelo LPV-PLMS-2.	144
Figura 8.20 – Validação do modelo LPV-PLMS-2.	144
Figura 8.21 – Pólos dos modelos locais e modelos LPV identificados pelo método P-LMS.	145
Figura 8.22 – Detalhe dos polos dos modelos locais e modelos LPV identificados com o método P-LMS.	145
Figura 8.23 - Amortecimento relativo dos polos dominantes dos modelos locais e LPV.....	146
Figura 8.24 – Frequência dos polos dominantes dos modelos locais e LPV (método P-LMS).	146
Figura 8.25 – Diagrama em blocos do ESP digital a parâmetros fixos.	148
Figura 8.26 – Pólos do polinômio característico de malha-fechada (modelos ARX + controladores fixos).	151
Figura 8.27 – Pólos do polinômio característico de malha-fechada (modelo LPV + controladores fixos).	151
Figura 8.28 – Detalhe dos pólos do polinômio característico de malha-fechada (controladores fixos com modelo LPV de 6ª ordem).	152
Figura 8.29 – Diagrama em blocos do ESP LPV desenvolvido.	153
Figura 8.30 – Comparação entre os pólos dos polinômios A e A_{cl}	157
Figura 8.31 - Pólos do sistema sem ESP e com o ESP LPV ($N_r=N_s=4$ e $N=1$).	161
Figura 8.32 - Pólos do sistema sem ESP e com o ESP LPV ($N_r=N_s=4$ e $N=3$).	162
Figura 8.33 - Pólos do sistema sem ESP e com o ESP LPV ($N_r=N_s=5$ e $N=1$).	163
Figura 8.34 - Pólos do sistema sem ESP e com o ESP LPV ($N_r=N_s=5$ e $N=3$).	163
Figura 8.35 – Detalhe dos pólos dominantes do sistema sem ESP e com o ESP LPV ($N_r=N_s=5$ e $N=3$).	164
Figura 8.36 – Comparação entre os pólos de malha-fechada do sistema com o ESP LPV e os ESPs a parâmetros fixos.	165
Figura 8.37 – Detalhe dos pólos do sistema em malha-fechada com o ESP LPV e os ESPs fixos.	166
Figura 8.38 - Resposta ao pulso com o sistema operando em $P = 0,1$ pu	167
Figura 8.39 - Resposta ao pulso com o sistema operando em $P = 0,4$ pu.	168
Figura 8.40 – Resposta ao pulso com o sistema operando em $P = 0,7$ pu.	169

Figura 8.41 – Espectro do sinal de desvio de potência ativa ($P = 0,1$ pu).	170
Figura 8.42 - Espectro do sinal de desvio de potência ativa ($P = 0,4$ pu).	170
Figura 8.43 – Espectro do sinal de desvio de potência ativa ($P = 0,7$ pu).	171
Figura 9.1 – Esquema simplificado dos testes de campo na UGH08.....	173
Figura 9.2 – Equipamentos instalados ao lado do RAT da UGH08.....	173
Figura 9.3 – Desvio de potência ativa da UGH08 para diferentes condições operacionais de potência reativa.....	174
Figura 9.4 – Sinais de entrada e saída coletados durante o ensaio de identificação na UGH 08.	176
Figura 9.5 – Estimativa do espectro dos sinais de entrada e saída coletados na UGH 08.....	176
Figura 9.6 - Variação do amortecimento do modo de oscilação pouco amortecido de acordo com a mudança de P e Q	177
Figura 9.7 - Variação da frequência do modo de oscilação pouco amortecido de acordo com a mudança de P e Q	177
Figura 9.8 – Agrupamento dos dados coletados nos 9 pontos de operação de P e Q	178
Figura 9.9 – Validação do modelo LPV estimado através da simulação no tempo.	179
Figura 9.10 – Pólos do sistema em malha fechada com os ESPs fixos e o ESP LPV.....	181
Figura 9.11 – Detalhe nos pólos dominantes da Figura 9.10.	182
Figura 9.12 – Resposta do sistema à um pulso aplicado na referência do RAT da UGH08. .	183

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Resumo do algoritmo LMS para identificação de modelos LPV.	54
Tabela 4.2 - Resumo do algoritmo P-LMS para identificação de modelos LPV.	60
Tabela 6.1 - Configuração dos pinos de entrada e saída de uso geral.	100
Tabela 6.2 – Configuração dos módulos UART.	105
Tabela 7.1: Dados de placa do motor e do gerador.	115
Tabela 8.1 – Ponto de operação de potência mínima.	124
Tabela 8.2 – Ponto de operação de potência média.	124
Tabela 8.3 – Ponto de operação de potência máxima.	124
Tabela 8.4 - Desempenho dos modelos lineares ARX identificados em $P = 0,1$	130
Tabela 8.5 - Desempenho dos modelos lineares ARX identificados em $P = 0,4$	131
Tabela 8.6 – Desempenho dos modelos lineares ARX identificados em $P = 0,7$	131
Tabela 8.7 – Parâmetros dos modelos locais identificados	132
Tabela 8.8 – Pólos do modelo local de 6ª ordem estimado em $P=0,1$ pu.	134
Tabela 8.9 - Pólos do modelo local de 6ª ordem estimado em $P=0,4$ pu.	134
Tabela 8.10 - Pólos do modelo local de 6ª ordem estimado em $P=0,7$ pu.	134
Tabela 8.11 - Valores dos parâmetros do ESP fixo projetado para $P=0,1$ pu ($T_s = 0,05$ s)...	149
Tabela 8.12 - Valores dos parâmetros do ESP fixo projetado para $P=0,4$ pu ($T_s = 0,05$ s)...	150
Tabela 8.13 - Valores dos parâmetros do ESP fixo projetado para $P=0,7$ pu ($T_s = 0,05$ s)...	150
Tabela 8.14 – Especificações dos controladores LPV projetados.	154
Tabela 8.15 – Pólos dos polinômios A e A_{cl}	158
Tabela 8.16 - Pólos do polinômio A_{cl} modificado.	158
Tabela 8.17 – Grau da PLMI $L(k, P)$ para diversos controladores LPV.	160
Tabela 9.1 – Condições Operacionais dos Modelos Locais.	175

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D	Conversor analógico-digital
ARX	Do ingles, autoregressive with exogenous inputs
D/A	Conversor digital- analógico
ESP	Estabilizador de Sistemas de Potência
IHM	Interface homem-máquina
LACSPOT	Laboratório de Automação e Controle de Sistemas Elétricos de Potência
LMI	Do ingles, <i>linear matrix inequalities</i>
LMS	Do ingles, <i>least mean squares</i>
LPV	Do ingles, <i>linear parameter varying</i>
LTI	Do inglês, <i>linear time-invariant system</i>
LTV	Do ingles, <i>linear time varying</i>
P-LMS	Do ingles, <i>parallel least mean squares</i>
qLPV	Do ingles, <i>quasi-LPV</i>
RAT	Regulador automático de tensão
RV	Regulador de velocidade
SOS	Do ingles, <i>sum-of-squares</i>
UFPA	Universidade Federal do Pará

SUMÁRIO

Capítulo 1 – Introdução	18
1.1 Introdução	18
1.2 Pesquisas sobre Estratégias de Controle aplicadas no Projeto de Estabilizadores de Sistemas de Potência	19
1.3 Principais Contribuições da Tese.....	23
1.4 Organização do Trabalho.....	23
Capítulo 2 – Sistemas Dinâmicos com Incertezas Paramétricas	25
2.1 Introdução	25
2.2 Representações para Sistemas Dinâmicos	25
2.3 Sistemas dinâmicos Sujeitos A Incertezas.....	28
2.3.1 Incerteza Intervalar	29
2.3.2 Dependência Afim	33
2.3.3 Dependência multi-afim	34
2.3.4 Dependência Polinomial.....	35
2.4 Sistemas LPV.....	35
2.5 Projeto de controladores LPV via LMI	37
2.6 Conclusões	39
Capítulo 3 - Oscilações eletromecânicas em Sistemas Elétricos de Potência	40
3.1 Introdução	40
3.2 Estabilidade de Sistemas Elétricos de Potência.....	40
3.3 Oscilações Eletromecânicas.....	41
3.4 Estabilizador de Sistemas de Potência.....	43
3.5 Incertezas Paramétricas em Problemas de Estabilidade Eletromecânica de Sistemas Elétricos de Potência	44
3.6 Conclusões	45
Capítulo 4 Identificação de Modelos LPV	46

4.1	Introdução	46
4.2	Estrutura do Modelo Discreto LPV	47
4.3	Algoritmos de Identificação	50
4.4	Persistência de Excitação.....	54
4.4.1	Sequencia Binária Pseudo-aleatória.....	55
4.5	Algoritmo P-LMS	56
4.6	Conclusões	61
Capítulo 5 - Projeto de Controladores LPV		62
5.1	Introdução	62
5.2	Definição do Problema	64
5.3	Condições de Estabilidade para sistemas discretos	67
5.4	Desempenho H_∞	69
5.5	Sistemas LPV.....	70
5.6	Relaxação Baseada em Discretização.....	71
5.7	Relaxação Baseada em Positividade e Soma-dos-Quadrados	72
5.7.1	Decomposição SOS de matrizes polinomiais	73
5.7.2	Decomposição SOS de PLMIs Descritas em Conjuntos Semi-algébicos ..	78
5.8	Algoritmo de Projeto do ESP LPV	80
5.9	Conclusões	84
Capítulo 6 – Desenvolvimento do SISTEMA EMBARCADO do ESP LPV		85
6.1	Introdução	85
6.2	Desenvolvimento do subsistema de <i>Hardware</i> do ESP LPV	86
6.2.1	Condicionamento dos Sinais de Entrada Analógicos P , Q e V_T	87
6.2.2	Condicionamento do Sinal de Desvio de Potência Ativa ΔP	93
6.2.3	Circuito Condicionador do Sinal de Saída Analógico	95
6.2.4	Conversor analógico-digital.....	96
6.2.5	Conversor digital-analógico.....	97

6.2.6 Controlador Digital de Sinais – DSPIC 30F5011	97
6.2.7 Desenvolvimento da Placa de Circuito Impresso	101
6.3 Programa Embarcado no DSPIC	103
6.3.1 Rotina de Inicialização	104
6.3.2 Rotina de Interrupção Principal	106
6.3.3 Rotina de Controle LPV	107
6.3.4 Protocolo de Comunicação Serial.....	108
6.4 IHM do ESP Digital.....	109
6.5 Conclusões.....	112
Capítulo 7 - Configuração do Sistema de Geração em Escala Reduzida	113
7.1 Introdução	113
7.2 Descrição do Sistema de Geração em Escala Reduzida	113
7.3 Circuito Indutivo para Simulação de Linha de Transmissão.....	116
7.4 Sistemas de Controle (RV, RAT e ESP LPV).....	116
7.5 Sistema de Sincronismo com a Rede Elétrica	119
7.6 Transdutor de Potência	119
7.7 Conclusões.....	120
Capítulo 8 - Resultados Experimentais no sistema de geração em escal reduzida.....	121
8.1 Introdução	121
8.2 Pontos de Aplicação e Medição de Sinais	122
8.3 Resposta a um Pulso	123
8.4 Identificação de Modelos ARX	126
8.5 Identificação de ModeloS LPV via o método LMS	135
8.6 Identificação Modelos LPV via o método P-LMS	142
8.7 Projeto de ESPs a parâmetros fixos	147
8.8 Projeto do ESP LPV	152
8.9 Resposta do Sistema Sujeito a Perturbações	166

8.10 Conclusões	171
Capítulo 9 - Resultados Experimentais na UHE de Tucuruí	172
9.1 Introdução	172
9.2 Resposta ao Pulso	174
9.3 Identificação de Modelos Locais	175
9.4 Identificação de Modelos LPV	178
9.5 Projeto do ESP LPV	180
9.6 Ensaio de Controle do ESP LPV na UGH 08	182
9.7 Conclusões	183
Capítulo 10 - Conclusões	185
10.1 Conclusões	185
10.2 Pesquisas Futuras	186
10.2.1 Melhorias nos algoritmos de identificação de modelos LPV	187
10.2.2 Melhorias na técnica de projeto do ESP LPV	187
10.2.3 Futuras Aplicações em Sistemas Elétricos de Potência	188
Capítulo 11 Referências	189
APÊNDICE A - Parâmetros dos modelos LPV identificados pelo método LMS	197
APÊNDICE B - Parâmetros dos modelos LPV identificados pelo método P-LMS	199
APÊNDICE C - Parâmetros do ESP LPV	201
APÊNDICE D – Ensaio na UHE de Tucuruí	202

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO

1.1 INTRODUÇÃO

A perda de sintonia de controladores em sistemas elétricos de potência quando sujeitos a variações dinâmicas no sistema é um tema bastante estudado ao longo dos últimos anos. A análise da estabilidade eletromecânica, por exemplo, é uma área na qual este problema vem sendo tratado a partir da aplicação de técnicas de controle robusto (Ferreira, et al., 2007) e adaptativo (Barra Jr., 2001) (Barreiros, 1995).

Geralmente as variações na dinâmica dos sistemas de potência podem ser associadas a alterações em valores de grandeza e topologia da rede elétrica. Este é o caso da variação da potência ativa suprida por unidades geradoras, e por contingências que levam ao desligamento de linhas de transmissão. Este tipo de desvio sobre o sistema pode ser representado na forma de incertezas estruturadas nos parâmetros do modelo do sistema.

Neste contexto, sistemas lineares com parâmetros variantes (LPV, do inglês, *Linear Parameter-Varying*) é uma abordagem moderna que permite o projeto de controladores de alto desempenho para sistemas com variações paramétricas (Mohammadpour & Scherer, 2012). Até onde o autor desta tese investigou, pesquisas sobre técnicas de identificação e controle LPV aplicadas ao problema de estabilidade eletromecânica em sistemas elétricos de potência, foram apresentadas apenas em trabalhos com resultados de simulação computacional.

O teste experimental é um passo essencial na validação de uma estratégia de controle avançado, pois permite diagnosticar fragilidades do controlador que dificilmente se evidenciariam em testes de simulação, já que nos modelos de simulação normalmente uma série de fenômenos naturais são desprezados com o objetivo de simplificar ou tornar o modelo de simulação tratável computacionalmente. Dessa forma, o teste em um sistema real permitirá avaliar o desempenho do sistema de controle sob condições não ideais, envolvendo não linearidades em sensores, atuadores e na própria planta, além de incertezas de diversas naturezas.

Partindo deste princípio, o objetivo desta tese de doutorado é realizar uma investigação experimental sistemática e aprofundada de técnicas de controle LPV aplicadas ao amortecimento de oscilações eletromecânicas em sistemas de geração reais. Estes testes são propostos em um sistema de geração em escala reduzida do Laboratório de Automação e

Controle de Sistemas Elétricos de Potência (LACSPOT) da Universidade Federal do Pará (UFPA), além de testes em campo em uma unidade geradora da UHE de Tucuruí, pertencente ao sistema Eletrobrás Eletronorte.

1.2 PESQUISAS SOBRE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE APLICADAS NO PROJETO DE ESTABILIZADORES DE SISTEMAS DE POTÊNCIA

A operação interligada de sistemas elétricos de potência apresenta diversas vantagens dos pontos de vista operacional e econômico, visto que permite reduções de custos e um aumento da disponibilidade do sistema. Entretanto, esta forma de operação está sujeita a fenômenos que podem reduzir as margens de estabilidade do sistema interligado. As oscilações eletromecânicas são fenômenos naturais, decorrentes da interligação de geradores síncronos, que podem conduzir o sistema a condições de instabilidade, caso não sejam devidamente amortecidas. O amortecimento adequado dessas oscilações é de vital importância para a operação segura do sistema elétrico. O problema de estabilidade eletromecânica em sistemas elétricos de potência vem sendo investigado há várias décadas, desde o período em que começaram a operar os primeiros sistemas de geração em paralelo (de Mello & Concordia, 1969).

O aumento do amortecimento das oscilações eletromecânicas é geralmente realizado através de controladores amortecedores do tipo estabilizadores de sistemas de potência (ESP), dispositivos que atuam via o sistema de excitação dos geradores a fim de aumentar o componente de torque elétrico de amortecimento da unidade geradora (Kundur, et al., 1994). Os ESPs convencionais são projetados por técnicas de controle clássico, a partir de modelos lineares que representam o sistema em um determinado ponto de operação (Larsen & Swann, 1981). As características de amortecimento de um sistema elétrico interligado dependem de fatores como a estrutura do sistema e a condição operacional. A fim de lidar com este problema, diversos trabalhos apresentam propostas de projeto de ESPs por meio de técnicas de controle robusto, controle adaptativo, controle inteligente, controle ótimo, etc.

Na linha de pesquisa de controle robusto, assume-se que o modelo da planta é afetado por incertezas, as quais podem representar dinâmicas não modeladas, parâmetros incertos ou incertezas devido à variações nas condições operacionais do sistema elétrico (Pal & Chaudhuri, 2005). Um controlador robusto geralmente é um controlador linear invariante no tempo (LTI, do inglês, *linear time-invariant system*), que garante os requisitos de estabilidade

e de desempenho para toda a faixa de incerteza modelada. Dentre as abordagens de controle robusto aplicadas ao projeto de ESPs, pode-se citar: controle robusto paramétrico (Pai, et al., 1997) (Castellanos, et al., 2005) (Robak, 2009), técnicas heurísticas e LQG/LTR (Ferreira, et al., 2007).

Com o advento da desregulamentação dos sistemas elétricos, houve uma crescente reestruturação destes sistemas. Os níveis de transferência de potência entre regiões têm aumentado significativamente, além do que diversas interconexões operam próximas dos limites operacionais. Este fato resulta em uma grande diversidade de cenários de operação, os quais são de difícil representação por casos nominais. Dessa forma, é difícil o projeto de um controlador LTI que atenda aos requisitos de estabilidade e de desempenho para todas as condições operacionais admissíveis. Além disso, visto que os sistemas elétricos são representados por modelos caracterizados por equações não lineares.

As estratégias de controle adaptativo constituem-se em uma forma apropriada para se lidar com esse problema (Astrom & Wittenmark, 1994). Um dos trabalhos pioneiros da aplicação desta técnica no projeto de ESPs é o de Cheng *et al* (1986). A partir daí, foram desenvolvidos diversos trabalhos que apresentam o projeto de ESPs com diversas filosofias de controle adaptativo, tal como, ganhos programados com supervisão fuzzy (Hassan, et al., 1991) (Barra Jr., et al., 2005) (Nogueira, et al., 2011.c), ganhos programados com supervisão neural (Hsu & Chen, 1991) (Barreiros, et al., 2006), adaptativo auto-ajustável (Barreiros, 1995) (Ramakrishnaa & Malik, 2010) e esquemas neuro-fuzzy (Barra Jr., 2001) (You, et al., 2003). A estratégia de controle a ganhos programados, por exemplo, consiste em projetar um controlador não-linear para uma planta não-linear, a partir de um conjunto de controladores lineares, os quais são interpolados ou chaveados em tempo real de acordo com medições do sistema (Astrom & Wittenmark, 1994).

Como a metodologia de ganhos programados clássica é baseada na discretização do domínio de operação do sistema, existe o risco de regiões críticas serem desprezadas. Além disso, durante a etapa de projeto, estas estratégias assumem, implicitamente, que os parâmetros são constantes ao longo do tempo, ignorando a não estacionariedade natural das variações de parâmetros. Dessa forma, ainda é uma tarefa desafiadora garantir a estabilidade e desempenho de sistemas dinâmicos frente a chaveamentos ou interpolações de uma família de controladores projetados separadamente (Mohammadpour & Scherer, 2012) (De Caigny, et al., 2012).

Há quase 20 anos atrás (Shamma, 1988), as técnicas de controle linear com parâmetros variantes (LPV) surgiram como um meio de lidar com estes problemas. Sistemas LPV

consistem de sistemas lineares cuja dinâmica é dependente de um conjunto de parâmetros externos não estacionários. Essencialmente, esta técnica é uma extensão da metodologia de ganhos programados clássico, porém com a diferença que, neste caso, oferece recursos para lidar com todo o domínio operacional sem recorrer a discretização, oferecendo estabilidade e desempenho frente a variações de parâmetros da planta (Mohammadpour & Scherer, 2012). Conseqüentemente, a literatura técnica da área adotou uma distinção entre técnicas de controle a ganhos programados clássicas e modernas (Leith & Leithead, 2000) (Rugh & Shamma, 2000) (Apkarian & Adams, 1998).

Na abordagem LPV (moderna) de ganhos programados, a síntese de controladores pode ser formulada como um problema de otimização convexa (programação semidefinida), com restrições na forma de inequações matriciais lineares (LMI, do inglês, *linear matrix inequalities*) (Boyd, et al., 1994) (Scherer & Weiland, 2005). Com o recente desenvolvimento de novas técnicas e ferramentas para a solução de problemas de programação semidefinida, tem havido crescente interesse na aplicação de técnicas LPV em problemas de sistemas de potência.

No contexto de sistemas elétricos de potência, existem diversos trabalhos que apresentam a aplicação de técnicas LPV na síntese de controladores para unidades geradoras, tanto em nível de simulação (He & Yang, 2006) (Bianchi & Battista, 2007), quanto em investigação prática (Ginter & Pieper, 2001). Alguns trabalhos apresentam especificamente a aplicação destas técnicas no amortecimento de oscilações eletromecânicas em sistemas elétricos de potência (Nogueira, et al., 2012) (Liu, et al., 2006) (Qiu, et al., 2004).

A partir da pesquisa bibliográfica realizada pelo autor desta tese, pôde-se verificar que em décadas de publicações relacionadas ao tema de estabilidade eletromecânica de sistemas de potência, a grande maioria dos trabalhos apresenta apenas resultados de simulações computacionais. Além disso, ainda existem poucos resultados da aplicação de estratégias de controle LPV na síntese de ESPs, mesmo em nível de simulação. Dessa forma, estudos experimentais detalhados, para a avaliação de desempenho de técnicas de controle LPV em sistemas elétricos de potencia, é uma lacuna que ainda carece de preenchimento.

Uma possível justificativa para o reduzido número de trabalhos com contribuições práticas de estratégias de controle avançadas, em sistemas elétricos de potência de grande porte, seja a indisponibilidade de sistemas de grande porte para testes de pesquisa devido aos riscos operacionais envolvidos. Dependendo do tipo de teste, uma falha pode ocasionar defeitos mecânicos, elétricos ou eletrônicos na respectiva unidade geradora. No caso do teste de estabilizadores de sistemas de potência, um sinal com amplitude inapropriada aplicado na

referência do regulador automático de tensão (RAT) pode excitar uma proteção e ocasionar a desconexão da unidade geradora do sistema elétrico.

Um meio existente para lidar com as barreiras impostas para a execução de testes em unidades geradoras de grande porte, são os projetos de pesquisa e desenvolvimento (P&D), através dos quais é possível a troca de conhecimentos entre a academia e as empresas. Dessa forma, ao longo dos últimos anos está sendo possível a realização de testes de estratégias de controle avançadas em sistemas de potência reais (Martins, et al., 1999) (Risuenho, 2005) (Nogueira, et al., 2010) (Bossa, et al., 2011) (Nogueira, et al., 2011.c) (Nogueira, et al., 2011.a) (Nogueira, et al., 2011.b).

A fim de minimizar os riscos envolvidos na realização de testes de campo em sistemas de geração de grande porte, geralmente a intervenção em uma unidade geradora real deve ser precedida de exaustivos testes de validação do sistema investigado, os quais podem ser tanto testes de simulação computacional, quanto testes experimentais em sistemas de simulação via *hardware* de tempo real (*hardware in-the-loop*) (Ramakrishnaa & Malik, 2010) (Goldemberg, et al., 2006) (Chen, et al., 1994), ou, até mesmo, testes experimentais em sistemas de geração em escala reduzida representativos de sistemas de grande porte (Hassan & Malik, 1993) (Collins, 2009) (Moraes, 2011).

A Universidade Federal do Pará dispõe de um sistema elétrico de potência real em escala de laboratório, especialmente desenvolvido para testes de estabilidade. O sistema consiste de um gerador síncrono de 10 kVA interligado a rede elétrica (sistema de grande porte). Tal sistema em escala reduzida é representativo de sistemas de grande porte e pode ser configurado de modo a ter seus parâmetros físicos variados de um ensaio para o outro. O referido sistema tem possibilitado o desenvolvimento de diversos trabalhos, desde o desenvolvimento de sistemas de automação (Moraes & Silva, 2008), reguladores de tensão (Campos, et al., 2004) (Moraes, 2011), reguladores de velocidade (Araújo, 2001) (Nascimento Filho, 2011) e estabilizadores de sistemas de potência digital a parâmetros fixos (Risuenho, 2005) e adaptativos (Moutinho, et al., 2009).

Este trabalho propõe a investigação experimental sistemática e aprofundada do desempenho de estratégias controle LPV para o amortecimento de oscilações eletromecânicas, com testes no sistema de geração em escala reduzida da UFPA e também em uma unidade geradora da UHE de Tucuruí. Dessa forma, esta tese tem como objetivo preencher a lacuna que existe em relação a estudos experimentais detalhados sobre a avaliação de desempenho de técnicas de controle LPV em sistemas elétricos de potência.

1.3 PRINCIPAIS CONTRIBUIÇÕES DA TESE

As principais contribuições desta tese, são:

1. Implementação de algoritmos para a identificação de modelos LPV a partir de dados de entrada e saída coletados experimentalmente. Nesta tese, é proposto, implementado e testado, um novo algoritmo para identificação de modelos LPV. Este algoritmo processa paralelamente sequências de dados coletados para um conjunto de condições operacionais fixas (Capítulo 4);
2. Implementação de algoritmos para o projeto de controladores LPV via a solução de problemas de otimização na forma de LMI robusta (Capítulo 5). Normalmente, boa parte da literatura científica e artigos no tema LMI apresentam somente formulações matemáticas simbólicas dos algoritmos, omitindo detalhes importantes acerca da implementação real destes. Nesta tese foram desenvolvidos aplicativos que integram, de uma forma harmônica, diversas ferramentas para otimização convexa atualmente disponíveis. Isso permitiu obter um aplicativo integrado, em ambiente MATLAB, para a análise e projeto de sistemas de controle LPV;
3. Desenvolvimento, implementação e testes, de um sistema digital embarcando as leis de controle amortecedor do ESP LPV e funcionalidades para a realização sistemática de testes de identificação em campo (Capítulo 7);
4. Desenvolvimento de uma metodologia de ensaios experimentais para a identificação de modelos LPV e projeto de um ESP LPV (Capítulo 8);
5. Resultados inéditos de testes experimentais da metodologia LPV desenvolvida em um sistema de geração real em escala reduzida (Capítulo 8);
6. Resultados inéditos de testes experimentais da metodologia LPV desenvolvida em uma unidade geradora da UHE de Tucuruí (Capítulo 9);

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho está organizado da seguinte forma: neste primeiro capítulo é realizada uma breve apresentação sobre o tema desenvolvido nesta tese, destacando-se a importância do assunto no cenário de pesquisa atual. Neste capítulo também é realizada uma revisão bibliográfica, na qual são referenciados relevantes trabalhos da área.

O Capítulo 2 tem como objetivo apresentar algumas noções básicas sobre modelagem e controle de sistemas com incerteza paramétrica, com enfoque nos sistemas LPV.

Conceitos básicos sobre a estabilidade eletromecânica de sistemas elétricos de potência são apresentados no Capítulo 3.

Em seguida, o Capítulo 4 apresenta métodos de identificação de modelos LPV a partir de dados coletados experimentalmente na planta. É realizada uma descrição detalhada de dois algoritmos de identificação LPV, os quais foram utilizados para a determinação de modelos para fins do projeto do estabilizador de sistemas de potência LPV proposto neste trabalho.

No Capítulo 5 são descritos os métodos para projeto de controladores LPV que foram empregados no projeto do ESP LPV.

No Capítulo 6 é apresentado o desenvolvimento de um sistema embarcado no qual foram embutidas as funcionalidades de identificação e de lei de controle do ESP LPV, necessárias para os testes experimentais.

No Capítulo 7 é realizada uma descrição sobre o sistema de geração em escala reduzida da Universidade Federal do Pará, sistema onde foram realizados os testes experimentais apresentados no Capítulo 8 dessa tese.

Os ensaios para a identificação de modelos LPV, projeto e testes experimentais do ESP LPV, no sistema de geração em escala reduzida e em uma unidade geradora da UHE de Tucuruí, são respectivamente apresentados nos Capítulos 8 e 9.

Por fim, no Capítulo 10 são apresentadas as conclusões obtidas com a investigação experimental das técnicas de identificação e controle LPV realizadas nesta tese, bem como possíveis sugestões para futuros trabalhos nesta linha de pesquisa.

CAPÍTULO 2 – SISTEMAS DINÂMICOS COM INCERTEZAS PARAMÉTRICAS

2.1 INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é apresentar, de forma breve, alguns fundamentos teóricos sobre a modelagem e análise de estabilidade de sistemas dinâmicos afetados por incertezas paramétricas. Inicialmente são apresentadas algumas representações para sistemas dinâmicos que são tipicamente utilizadas para análise e síntese de sistemas de controle. Dentre as abordagens apresentadas, destaque será considerado a sistemas lineares com parâmetros variantes (LPV), os quais são o objeto de estudo desta tese. Neste tipo de sistema, a relação dinâmica entre a entrada e a saída é dependente de um parâmetro externo que pode ser medido e que geralmente está associado à condição operacional do sistema.

Conforme será apresentado ao fim do capítulo, geralmente a síntese de controladores para sistemas LPV é baseada na solução de um problema de otimização na forma de uma LMI. Esta abordagem permite a declaração de restrições para assegurar tanto a estabilidade quanto o desempenho do sistema em malha-fechada.

2.2 REPRESENTAÇÕES PARA SISTEMAS DINÂMICOS

Existe grande interesse em encontrar representações para sistemas dinâmicos que levem em conta as não-linearidades essenciais e, ao mesmo tempo, sejam de reduzida complexidade. Dentre estas abordagens, destacam-se as seguintes categorias, conforme a classificação de sistemas dinâmicos apresentada no Diagrama de Venn da Figura 2.1 (Briat, 2008):

- Sistemas lineares invariantes no tempo (LTI, do inglês, *Linear Time-Invariant*);
- Sistemas lineares variantes no tempo (LTV, do inglês, *Linear Time-Varying*);
- Sistemas lineares com parâmetros variantes (LPV, do inglês, *Linear Parameter-Varying*);
- Sistemas quase-LPV (qLPV, do inglês, *quasi Linear Parameter-Varying*);
- Sistemas fuzzy Takagi-sugeno;
- Sistemas não-lineares;

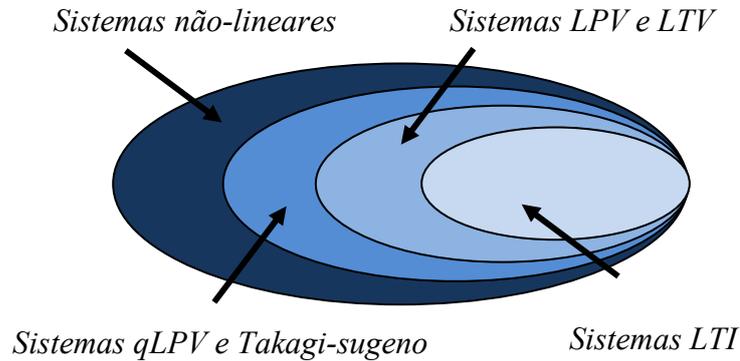


Figura 2.1: Diagrama de Venn com uma classificação para sistemas dinâmicos (adaptado de (Briat, 2008)).

A classe mais abrangente é a dos sistemas não lineares. Quando o sistema não-linear é linearizado em torno de um ponto de operação fixo (ponto de equilíbrio), é obtido um sistema LTI, que representa a dinâmica do sistema não-linear apenas em torno do respectivo ponto de operação. Considere, por exemplo, a representação em espaço de estados de um sistema LTI:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \quad (2.1)$$

sendo A , B , C e D matrizes de dados com dimensões apropriadas; $x \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de estados; $u \in \mathbb{R}^m$ é a entrada; e $y \in \mathbb{R}^q$ é a saída. No caso dos sistemas LTV, as matrizes de dados A , B , C e D do modelo em espaço de estados possuem dependência com o tempo. Exemplos de tais sistemas típicos de problemas envolvendo aerodinâmica de aeronaves, circuitos eletrônicos e máquinas industriais (Levine, 2010). Condições de estabilidade e técnicas para projeto de controladores robustos para sistemas LTV podem ser encontrados em Amato (2006), dentre outros. A representação em espaços de estados de sistemas LTV é realizada por (2.2).

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(t)x + B(t)u \\ y &= C(t)x + D(t)u \end{aligned} \quad (2.2)$$

Quando um sistema não-linear é linearizado em torno de uma trajetória são obtidos sistemas lineares variantes no tempo (LTV). Em sistemas LTV, as variações dos parâmetros

ao longo do tempo são conhecidas antecipadamente, tal como em sistemas periódicos (Amato, 2006). Por outro lado, em sistemas LPV só é possível estabelecer limites na magnitude e na taxa de variação dos parâmetros. Os sistemas LPV são uma generalização dos sistemas LTV. Nos sistemas LPV, as matrizes de dados dependem explicitamente de um conjunto de parâmetros θ , que podem ser medidos em tempo real. Já em sistemas LTV, por sua vez, sabe-se apenas que os parâmetros são não estacionários. Os sistemas LPV podem ser representados na forma:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A(\theta(t))x + B(\theta(t))u \\ y &= C(\theta(t))x + D(\theta(t))u\end{aligned}\tag{2.3}$$

Note que um sistema LPV representa uma família de sistemas LTV parametrizada em $\theta(t)$. Um sistema LPV pode ser reduzido a um sistema LTV para uma dada trajetória $\theta = \theta(t)$, resultando em um sistema LTI para $\theta = \theta_0$, onde θ_0 é constante para todo $t \geq 0$. Ou seja, sistemas LPV com parâmetros constantes podem ser analisados como sistemas LTI.

Em uma classe mais geral encontram-se os sistemas quase-LPV e do tipo takagi-sugeno. Sistemas qLPV são um caso mais geral de sistemas LPV, onde os parâmetros $\theta(t)$ podem depender de estados do sistema, tal como um sistema discreto no qual os parâmetros incertos $\theta(k)$ são uma função da saída do sistema, como $\theta(k) = 0,5\cos(y(k-1))$ (Ali, et al., 2010).

Os sistemas fuzzy takagi-sugeno se encontram na mesma categoria dos sistemas qLPV. Este tipo de sistema é descrito por regras fuzzy do tipo SE-ENTÃO, as quais representam relações dinâmicas locais entre a entrada e a saída de um sistema não linear. As características dinâmicas locais associadas a cada implicação (regra) fuzzy são modelos lineares do sistema. O modelo fuzzy Takagi-sugeno global é alcançado via a interpolação dos modelos lineares (Barra Jr., 2001).

Nesta tese, serão investigadas experimentalmente metodologias de identificação e de projeto de controladores para sistemas do tipo LPV, aplicadas ao problema de amortecimento de oscilações eletromecânicas em sistemas de potência. O desempenho das estratégias LPV será comparado com o desempenho de sistemas LTI, conforme é apresentado no capítulo de resultados.

2.3 SISTEMAS DINÂMICOS SUJEITOS A INCERTEZAS

Modelos matemáticos são aproximações do comportamento dinâmico de sistemas reais e, naturalmente, possuem erros de modelagem. Estes erros são denominados de incertezas e podem ser causadas devido a simplificações no processo de modelagem, incertezas em parâmetros físicos do sistema real e, também, devido às condições de trabalho do sistema.

A área de sistemas de controle na qual são consideradas as incertezas do sistema é conhecida como controle robusto. Atualmente existe um grande número de métodos para análise e síntese de controladores robustos, os quais podem ser classificados em estratégias baseadas em incertezas estruturadas (incerteza paramétrica)(Bhattacharyya, 1995) e estratégias baseadas em incertezas não estruturadas(Grimble, 2006).

No caso de incertezas não estruturadas, a estrutura da incerteza é suposta desconhecida, mas seus limites podem ser especificados pelo projetista. São úteis para descrever dinâmicas desconsiderados na modelagem do sistema. Este tipo de incerteza ocorre geralmente nas faixas de frequências mais altas (Grimble, 2006).

Por outro lado, as incertezas estruturadas representam incertezas nos parâmetros da representação do sistema (coeficientes da função de transferência ou elementos das suas matrizes de estado). Incertezas estruturadas podem ser causadas, por exemplo, por descrição inadequada das características do sistema, efeitos de desgaste por tempo de uso, alterações devido à temperatura, ou mudanças no ponto de operação. Considerando-se um circuito elétrico, por exemplo, o valor de um resistor é conhecido aproximadamente, com um valor nominal e uma faixa de variação possível (tolerância de 10 %, 5% ou 1%). As incertezas paramétricas afetam a faixa de frequências mais baixas (Bhattacharyya, 1995) (Ackermann, 2002).

Um dos pontos-chaves deste capítulo é apresentar a concepção de robustez paramétrica e a posterior extensão para o caso de sistemas LPV. Serão apresentados os sistemas intervalares e o Teorema de Kharitonov(Bhattacharyya, 1995)(Ackermann, 2002), o qual define que um polinômio intervalar tem todas as suas raízes no semiplano esquerdo do plano- s , se e somente se quatro polinômios especialmente construídos têm todas as raízes no semiplano esquerdo do plano- s . Em seguida, a análise de estabilidade de sistemas com dependência afim entre os coeficientes e os parâmetros incertos, é apresentada a partir do Teorema das Arestas (*Edge Theorem*)(Bhattacharyya, 1995)(Ackermann, 2002). Além destas

duas abordagens, também serão apresentados casos mais gerais, a dependência multi-afim e a dependência polinomial.

Os sistemas LPV são caracterizados por apresentar uma estrutura com incerteza estruturada. Porém, algumas técnicas de projeto de controladores LPV permitem uma abordagem mista, entre incerteza estruturada e não estruturada, conforme é apresentado em (Gilbert, et al., 2010) e também no Capítulo 5 desta tese.

2.3.1 INCERTEZA INTERVALAR

Dentre as formulações de incertezas paramétricas, a modelagem intervalar talvez seja a mais simples, mas também a mais conservadora. A estratégia consiste de polinômios com coeficientes que variam em um certo intervalo. Um polinômio $[\cdot]$ é por definição denominado de polinômio intervalar.

Considere a função de transferência intervalar $[G(s)]$ na forma:

$$[G(s)] = \frac{[b(s)]}{[a(s)]} \quad (2.4)$$

na qual, $[b(s)]$ e $[a(s)]$ são, respectivamente, polinômios intervalares de ordem n_a e n_b , os quais podem ser representados por:

$$\begin{aligned} [b(s)] &= [b_1]s^{n_b} + [b_2]s^{n_b-1} + \dots + [b_{n_b+1}] \\ [a(s)] &= [a_1]s^{n_a} + [a_2]s^{n_a-1} + \dots + [a_{n_a+1}] \end{aligned} \quad (2.5)$$

Os coeficientes intervalares (incerteza paramétrica) da planta, $[a_i]$ e $[b_i]$, estão confinados em intervalos reais fechados, conforme:

$$\begin{aligned} [a_i] &= [a_i^-; a_i^+] = \{x : a_i^- \leq x \leq a_i^+\}, \text{ para } i = 1, 2, \dots, n_a+1 \\ [b_i] &= [b_i^-; b_i^+] = \{x : b_i^- \leq x \leq b_i^+\}, \text{ para } i = 1, 2, \dots, n_b+1 \end{aligned} \quad (2.6)$$

onde $a_i^- (b_i^-)$ e $a_i^+ (b_i^+)$ são, respectivamente, os limites inferior e superior do intervalo $[a_i^-; a_i^+]$ ($[b_i^-; b_i^+]$). Note que os polinômios intervalares são compostos por coeficientes que são independentes entre si. O polinômio intervalar $[a(s)] = p(s, a)$ gera uma família infinita de polinômios $P(s, A)$:

$$P(s, A) = \{p(s, a) \mid a \in A\} \quad (2.7)$$

onde os coeficientes intervalares a_i estão contidos em um espaço convexo de parâmetros A .

A solução numérica de problemas intervalares pode ser realizada em ambiente MATLAB com o auxílio da ferramenta INTLAB (Rump, 2009), que é um pacote que possui vários algoritmos para análise intervalar. Dentre as funções úteis disponíveis no pacote, existe a função “verifylss” para a solução de sistemas lineares intervalares, na forma $[A]x = [b]$.

A análise de estabilidade de polinômios intervalares pode ser efetuada através do Teorema de Kharitonov, o qual é uma condição necessária e suficiente de estabilidade para polinômios intervalares (Bhattacharyya, 1995) (Ackermann, 2002):

Teorema 2.1 (Teorema de Kharitonov): A família de polinômios $P(s, A)$ contém somente polinômios estáveis se e somente se os quatro seguintes polinômios são estáveis.

$$\begin{aligned} p^{+-}(s) &= a_0^+ + a_1^- s + a_2^- s^2 + a_3^+ s^3 + \dots \\ p^{++}(s) &= a_0^+ + a_1^+ s + a_2^- s^2 + a_3^- s^3 + \dots \\ p^{-+}(s) &= a_0^- + a_1^+ s + a_2^+ s^2 + a_3^- s^3 + \dots \\ p^{--}(s) &= a_0^- + a_1^- s + a_2^+ s^2 + a_3^+ s^3 + \dots \end{aligned} \quad (2.8)$$

Os polinômios (2.8) são denominados de polinômios de Kharitonov.

O Teorema de Kharitonov determina que a estabilidade da família de polinômios intervalares pode ser garantida pela análise da estabilidade de apenas quatro polinômios dentre os pertencentes à família $P(s, A)$. Este resultado é significativo pois reduz o teste de estabilidade de infinitos polinômios ao teste de estabilidade de apenas quatro polinômios.

O teste baseado no Teorema de Kharitonov é uma condição necessária e suficiente somente se os coeficientes do polinômio intervalar forem realmente independentes. Porém, geralmente os parâmetros incertos afetam mais de um coeficiente do polinômio, o que torna

então o teste no Teorema de Kharitonov apenas suficiente e com resultados bastantes conservadores (Ackermann, 2002), conforme será ilustrado no Exemplo 2.1.

Exemplo 2.1: Considere o seguinte polinômio de 3ª ordem com 2 parâmetros incertos (Ackermann, 2002):

$$p(s, q_1, q_2) = (1 + 2q_1 + q_2) + (1 + q_1 + 2q_2)s + 2s^2 + s^3 \quad (2.9)$$

, em que $q_1 \in [0; 1]$, $q_2 \in [0; 1]$. Uma modelagem intervalar deste polinômio resultaria em:

$$[p(s)] = [a_0] + [a_1]s + [a_2]s^2 + [a_3]s^3 \quad (2.10)$$

sendo:

$$\begin{aligned} a_0^- &= (1 + 2q_1^- + q_2^-) = 1 + 0 + 0 = 1, & a_0^+ &= (1 + 2q_1^+ + q_2^+) = 1 + 2 + 1 = 4, \\ a_1^- &= (1 + q_1^- + 2q_2^-) = 1 + 0 + 0 = 1, & a_1^+ &= (1 + q_1^+ + 2q_2^+) = 1 + 1 + 2 = 4, \\ & & a_2^- &= a_2^+ = 2, \\ & & a_3^- &= a_3^+ = 1. \end{aligned}$$

Para polinômios de 3ª ordem, é suficiente o teste do polinômio de Kharitonov $p^{+-}(s)$, conforme é definido no Teorema de Anderson, Jury e Mansour (Ackermann, 2002). Dessa forma, verifica-se que o polinômio:

$$\begin{aligned} p^{+-}(s) &= a_0^+ + a_1^-s + a_2^-s^2 + a_3^+s^3 \\ &= 4 + s + 2s^2 + s^3 \end{aligned}$$

possui raízes no semiplano direito do plano s (estabilidade de Hurwitz), logo é instável. Dessa forma, de acordo com o Teorema de Kharitonov conclui-se que a família de polinômios $P(s, A)$, em (2.10), não é robustamente estável na faixa de incertezas modeladas.

Porém, de acordo com o polinômio (2.9), nota-se que os coeficientes a_0 e a_1 não variam independentemente, pois dependem de q_1 e q_2 . Dessa forma, os coeficientes estão confinados em uma região delimitada pelos vértices:

1. $a_0(q_1^-, q_2^-) = 1$, $a_1(q_1^-, q_2^-) = 1$;
2. $a_0(q_1^-, q_2^+) = 2$, $a_1(q_1^-, q_2^+) = 3$;
3. $a_0(q_1^+, q_2^+) = 4$, $a_1(q_1^+, q_2^+) = 4$;
4. $a_0(q_1^+, q_2^-) = 3$, $a_1(q_1^+, q_2^-) = 2$.

conforme é ilustrado na Figura 2.2. A margem de estabilidade é definida pela condição $2a_1 > a_0$. Ao contrário do polinômio intervalar $[p(s)]$, nota-se que a família de polinômios que depende explicitamente dos parâmetros q_1 e q_2 é robustamente estável.

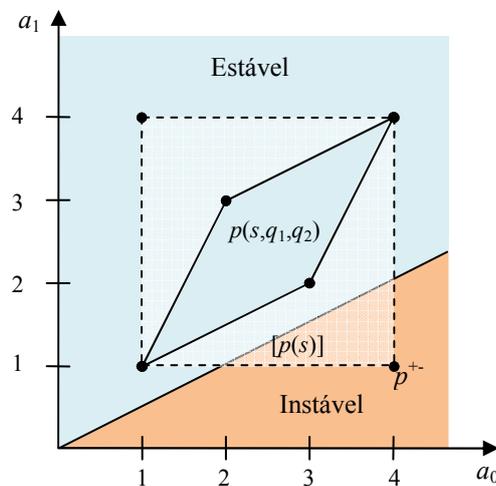


Figura 2.2 – Espaço de coeficientes dos polinômios $p(s, q_1, q_2)$ e $[p(s)]$ (intervalar).

A partir do exemplo apresentado, nota-se que a abordagem por polinômios intervalares podem ser bastantes conservadores, podendo gerar resultados pouco úteis em aplicações práticas. Contudo, para determinadas aplicações, este tipo de formulação tem se mostrado adequada, conforme é apresentado em diversos trabalhos científicos na área de sistemas de controle. Em (Patre & Deore, 2007), é apresentado o projeto de um controlador robusto com dois graus de liberdade para plantas intervalares, que garante tanto estabilidade quanto desempenho robusto. Tal metodologia consiste do projeto de um controlador que garanta a estabilidade do sistema para uma planta com parâmetros incertos, delimitados por bordas, e o projeto de um filtro para ajustar a resposta do sistema para o desempenho desejado pelo projetista.

Em (Lordelo & Ferreira, 2002), é abordado o problema de projeto de controladores robustos para sistemas intervalares através de um método de alocação regional de pólos. O

problema é solucionado por uma formulação de programação linear, cujo objetivo é minimizar o desvio total do desempenho desejado para o sistema em malha-fechada.

Uma abordagem adotada em diversos trabalhos é o projeto de controladores robustos para sistemas intervalares através da solução do método de posicionamento de pólos intervalares, via otimização linear e não linear. Nesse enfoque, é possível incorporar restrições para melhorar a robustez do sistema em malha-fechada (Keel & Bhattacharyya, 1999).

A aplicação da teoria de estabilidade de sistemas intervalares no projeto de estabilizadores de sistemas potência robustos é apresentada em (Robak, 2009) e (Pai, et al., 1997). No primeiro trabalho, o ESP robusto é otimizado através de três índices de desempenho para a seleção dos parâmetros ótimos do controlador; (i) um índice que avalia o valor de amortecimento do modo de oscilação eletromecânica alvo, (ii) um segundo índice que avalia o esforço de controle do controlador amortecedor proposto, e (iii) um terceiro índice que é a soma dos dois primeiros. Em (Pai, et al., 1997), os parâmetros do ESP são considerados como incertezas na matriz representativa do sistema elétrico. A faixa destes parâmetros para que o sistema se mantenha estável é determinada pelo uso de teoria de matrizes intervalares.

2.3.2 DEPENDÊNCIA AFIM

Com o objetivo de reduzir o conservadorismo e buscar estender o teste do Teorema de Kharitonov para sistemas com dependência entre os coeficientes do polinômio, em 1988 foi formulado o Teorema da Borda (em inglês, *Edge Theorem*) (Bartlett, et al., 1988), apresentado a seguir.

Considere uma família de polinômios $P(s, Q)$ de ordem n , com coeficientes $a_i(q)$ que são funções contínuas de um vetor $q = [q_1, q_2, \dots, q_\ell]$ com ℓ parâmetros incertos:

$$p(s, q) = a_0(q) + a_1(q)s + a_2(q)s^2 + \dots + a_n(q)s^n \quad (2.11)$$

os quais variam em um hipercubo Q de dimensão ℓ :

$$Q = \{q : q_i^- \leq q_i \leq q_i^+, i = 1, 2, \dots, \ell\} \quad (2.12)$$

onde os elementos de q podem ter significado físico no sistema modelado.

Caso q varie em um hipercubo, é gerada uma família politópica de polinômios. Os coeficientes $a_i(q)$ são funções lineares (afim) do vetor de parâmetros q , na forma:

$$a_i(q) = a_{i0} + a_{i1}q_1 + a_{i2}q_2 + \dots + a_{i\ell}q_\ell, \quad i = 0, 1, \dots, n \quad (2.13)$$

Teorema 2.2 Teorema das Arestas, (Ackermann, 2002): a família de polinômios $P(s, Q)$ com coeficientes que dependem de forma afim do vetor de parâmetros q é estável se e somente se as bordas de Q são estáveis.

O Teorema das Arestas define que a estabilidade de um politopo de polinômios pode ser garantida pela estabilidade dos polinômios expostos nas bordas da família de polinômios em um espaço de coeficientes com dimensão unitária (um parâmetro incerto de cada vez). Dessa forma, este teorema efetivamente reduz o problema de determinar o espaço de raízes com múltiplos parâmetros incertos para a determinação de um conjunto de espaço de raízes de dimensão unitária (Ackermann, 2002) (Bhattacharyya, 1995). O Teorema das Arestas é aplicado a polinômios com dependência linear (afim) entre os coeficientes e permite regiões de estabilidade que são subconjuntos do semiplano esquerdo do plano s , tal como o semiplano esquerdo deslocado, círculos, regiões hiperbólicas, dentre outras (Ackermann, 2002) (Bhattacharyya, 1995).

2.3.3 DEPENDÊNCIA MULTI-AFIM

Considere um determinado polinômio $P(s, Q)$, com coeficientes $a_i(q)$ que são funções contínuas de 2ª ordem de um vetor $q = [q_1, q_2]$ com 2 parâmetros incertos:

$$a_i(q) = a_{i0} + a_{i1}q_1 + a_{i2}q_2 + a_{i3}q_2q_3 \quad (2.14)$$

Observe que o coeficiente a_{i_3} possui um produto entre os dois parâmetros incertos. Neste caso, os coeficientes do polinômio são funções multi-afim. Para este tipo de polinômio, a análise de estabilidade robusta pode ser realizada através do Teorema do Mapeamento (*Mapping Theorem*) (Ackermann, 2002).

2.3.4 DEPENDÊNCIA POLINOMIAL

A dependência polinomial é uma generalização de sistemas com dependência afim e multi-afim. Um polinômio $P(s, Q)$ possui uma estrutura de incerteza polinomial se cada coeficiente $a_l(q)$ for uma função polinomial de ordem N , conforme (2.15).

$$a_l(q) = q^{l-1}, l = 1, \dots, N \quad (2.15)$$

Diversas metodologias para a análise de estabilidade e projeto de controladores para sistemas com incerteza polinomial podem ser encontrados nos trabalhos de Fadali (2002), Bozorg (2006) e Husek (2008).

Um detalhe importante, que deve ser considerado sobre as estruturas de incerteza paramétrica apresentadas até esta subseção da tese, é que foram consideradas apenas incertezas que são invariantes no tempo. É conhecido que variações de parâmetros, ou no pior caso, chaveamentos, podem provocar instabilidades no sistema. Existem, de fato, exemplos de sistemas simples que são estáveis para qualquer valor fixo dos parâmetros, mas pode ser desestabilizados por variações de parâmetros (Mohammadpour & Scherer, 2012) (Levine, 2010).

2.4 SISTEMAS LPV

Uma representação estendida para sistemas com incerteza paramétrica é oferecida pelos sistemas lineares com parâmetros variantes (LPV, do inglês *linear parameter varying*), também denominado na literatura nacional como “sistemas lineares com dependência

paramétrica”(Oliveira & Trofino, 2002). A terminologia LPV foi introduzida na tese de Shamma (1988), a fim de distinguir os sistemas LPV de sistemas LTI e LTV.

Estes sistemas possuem uma descrição compacta e formalmente linear de sistemas complexos, para os quais a relação dinâmica linear entre os sinais de entrada u e saída y é influenciada por variáveis externas θ_i , normalmente denominada na literatura técnica pelo termo em inglês *scheduling parameter*. Estas variáveis geralmente caracterizam os pontos de operação do sistema. Portanto, podem ser utilizadas para o projeto de controladores a ganhos programados quando se busca elevado desempenho dinâmico.

De acordo com recentes trabalhos sobre sistemas de controle a ganhos programados (Mohammadpour & Scherer, 2012), a abordagem LPV de ganhos programados é denominada de “ganhos programados modernos”.

A Figura 2.3 ilustra uma representação entrada-saída de um sistema LPV.

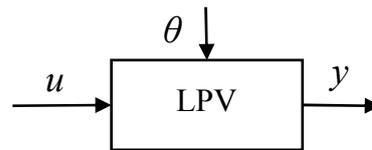


Figura 2.3 – Representação entrada-saída de um sistema LPV.

A relação de entrada e saída de um sistema LPV representado no domínio de tempo discreto pode ser formalizada como uma convolução no tempo discreto em termos de u , y e θ , conforme a equação (2.16).

$$y = \sum_{i=0}^{\infty} [b_i(\theta)q^{-i}u - a_i(\theta)q^{-(i-1)}y] \quad (2.16)$$

sendo q^{-1} o operador atraso discreto. Os coeficientes b_i e a_i são funções da variável externa θ que definem a relação dinâmica linear entre a entrada u e a saída y . Uma propriedade importante dos sistemas LPV é que para um valor constante de θ , os coeficientes b_i e a_i são constantes e o sistema é equivalente a um sistema LTI.

2.5 PROJETO DE CONTROLADORES LPV VIA LMI

Ao longo dos últimos anos, a pesquisa em controle robusto sofreu uma mudança de paradigma. Ao invés de buscar uma solução analítica fechada, os problemas têm sido reformulados para a determinação de uma solução através de métodos de otimização numérica (Oliveira, 2006). Nesta última abordagem, o problema de otimização é composto basicamente por variáveis de decisão e restrições. Os parâmetros do controlador são considerados as variáveis de decisão, enquanto que as especificações do sistema em malha-fechada são implementadas na forma de restrições do problema. Dessa forma, é possível a composição de diversas condições de estabilidade e desempenho em um único problema.

Dentre os métodos baseados em otimização numérica, as desigualdades matriciais lineares (LMIs, do inglês *linear matrix inequalities*) emergiram como ferramentas eficientes para a formulação de problemas de controle robusto, difíceis de resolver analiticamente (Boyd, et al., 1994) (Scherer & Weiland, 2005). Uma das grandes vantagens da aplicação de LMIs, na solução de sistemas de controle, é a possibilidade de tratar simultaneamente vários requisitos de estabilidade e de desempenho.

De um ponto de vista computacional, as LMIs são atrativas, pois consistem de restrições convexas e dessa forma podem ser solucionadas por métodos eficientes de otimização convexa (Apkarian & Tuan, 2000). A solução de uma LMI pode ser caracterizada de duas formas: problemas de factibilidade e problemas de otimização. No primeiro caso, é realizada a busca de uma solução qualquer que satisfaça o conjunto de restrições na forma LMI. Por outro lado, em problemas de otimização, é determinada a solução ótima de uma função custo linear, sujeita a um conjunto de restrições na forma de LMIs.

A pesquisa em teoria de sistemas de controle linear, em termos de LMIs, tem sido intensiva nos últimos anos. Diversos problemas de controle podem ser descritos em termos de LMIs, conforme é apresentado em diversos livros (Boyd, et al., 1994) (Scherer & Weiland, 2005) e trabalhos científicos publicados nos últimos anos, em periódicos e em anais de conferências qualificadas.

Uma LMI pode ser definida como (Boyd, et al., 1994):

$$F(x) \triangleq F_0 + \sum_{i=1}^m x_i F_i > 0 \quad (2.17)$$

sendo $x = (x_1, x_2, \dots, x_m)$ um vetor com m variáveis de decisão; $F_i \in R^{n \times n}$ para $i = 0, \dots, m$ são matrizes simétricas dadas. O símbolo \succ significa que $F(x)$ é definida positiva, ou seja, quando a desigualdade (2.17) é satisfeita, para um determinado x , diz-se que $F(x)$ é definida positiva (todos os autovalores de $F(x)$ são positivos).

Na maioria das aplicações em sistemas de controle, as LMIs são formadas por funções de variáveis matriciais, ao contrário das variáveis de decisão x_m . Os métodos de Lyapunov baseados no conceito de estabilidade quadrática são os precursores da abordagem LMI no contexto de análise e projeto de controladores de sistemas lineares. Considere, por exemplo, a inequação de Lyapunov $A'P + PA < 0$ escrita na forma da LMI (2.18) (Boyd, et al., 1994):

$$F(P) = A'P + PA = F_0 + \sum_{i=1}^m x_i F_i \succ 0 \quad (2.18)$$

A transposição da forma (2.17) para (2.18) é apenas uma questão de notação. Neste caso, os componentes da matriz P são as variáveis de decisão, e F_i são matrizes dadas, tal que $x_i = \{P_{kj}, \dots, P_{nn}\}$.

O uso de LMIs foi impulsionado pela considerável disponibilidade de programas computacionais especializados na solução problemas na forma LMI (*solvers*), tal como o SeDuMi (Sturm, 1999). Além disso, também existem interfaces de programação (*parsers*), as quais realizam a conversão dos problemas na forma padrão (2.18) em problemas na forma (2.17), como, por exemplo, o YALMIP (Löfberg, 2004).

A aplicação de LMIs na solução de sistemas de controle robusto, tal como LPV, implica no uso de LMIs que apresentam matrizes de dados F_i com coeficientes que são funções de parâmetros incertos θ_ℓ . Este tipo de LMI é denominada de PLMI (P-LMI, do inglês *parameterized-LMI*) ou, ainda, LMI robusta. As condições de estabilidade e de projeto de controladores podem ser descritas em termos de PLMIs com dependência em θ_ℓ , conforme a PLMI (2.19) (Apkarian & Tuan, 2000).

$$F(x(\theta)) \triangleq F_0(\theta) + \sum_{i=1}^m x_i F_i(\theta) \succ 0 \quad , \quad \forall \theta \in \Theta \quad (2.19)$$

sendo que os parâmetros θ_ℓ estão confinados em um conjunto compacto $\Theta \in \mathbb{R}^\ell$. As condições da PLMI (2.19) devem ser satisfeitas para todo o espaço de parâmetros Θ , o que

gera um conjunto infinito de LMIs (problema de dimensão infinita), tornando o problema numericamente intratável. Diversos métodos foram desenvolvidos com o objetivo de alcançar um conjunto finito de LMIs a partir da PLMI (Apkarian & Tuan, 2000) (Scherer, 2006) (Oliveira, 2006). Quando as matrizes dependem de forma afim de um vetor de parâmetros incertos $\theta \in \Theta$, onde Θ é um politopo, a solução pode ser encontrada através da solução simultânea das LMIs representativas dos pontos extremos do politopo Θ . Ou seja, a LMI robusta é reduzida a um problema LMI convencional. Esta mesma consideração não é válida quando os coeficientes das matrizes dependem de forma polinomial de um vetor de parâmetros incertos (Scherer, 2006).

No Capítulo 5 desta tese serão apresentadas duas dessas estratégias: a discretização do espaço de parâmetros (Apkarian & Tuan, 2000) (Briat, 2008) e a relaxação baseada em positividade e decomposição em soma-de-quadrados (Gilbert, et al., 2010) (Scherer, 2006) (Chesi, 2011).

2.6 CONCLUSÕES

O objetivo deste capítulo é apresentar conceitos fundamentais relativos a sistemas com incerteza paramétrica, com um enfoque em sistemas LPV. Outro conceito importante apresentado neste capítulo é a abordagem de projeto de controladores a partir de problemas de otimização na forma de LMIs.

Esse capítulo é uma leitura inicial acerca do tema, contendo apenas as informações fundamentais para o prosseguimento da leitura da tese. Aos leitores que desejem mais informações sobre sistemas com incerteza paramétrica, recomendam-se os livros de Bhattacharyya (1995) e Ackermann (Ackermann, 2002). O livro recentemente editado por Mohammadpour (2012), é uma coletânea de trabalhos sobre sistemas LPV, com autoria de diversos pesquisadores importantes da área.

CAPÍTULO 3 - OSCILAÇÕES ELETROMECCÂNICAS EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

3.1 INTRODUÇÃO

A operação segura e eficiente de um sistema elétrico de potência depende do emprego de controladores automáticos em diferentes níveis hierárquicos, para garantir estabilidade e desempenho de operação. Nesta tese será abordado, especificamente, o problema de estabilidade eletromecânica a pequenos sinais, a qual está associada à estabilidade dos modos de oscilação eletromecânica que ocorrem naturalmente durante a operação do sistema.

Portanto, neste capítulo, serão apresentados alguns conceitos fundamentais sobre o problema de estabilidade eletromecânica de sistemas elétricos de potência, com uma descrição acerca dos diferentes modos de oscilação eletromecânica existentes nestes sistemas. São apresentados também os estabilizadores de sistemas de potência, os quais são controladores que atuam via o sistema de excitação com o objetivo de aumentar o amortecimento dos modos de oscilação eletromecânica.

3.2 ESTABILIDADE DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

De acordo com Kundur, *et al* (1994): ...“A estabilidade de um sistema de potência pode ser definida, de uma maneira ampla, como sendo a capacidade do sistema em permanecer em um estado de equilíbrio, sob condições normais de operação, e de passar a um ponto de equilíbrio aceitável, após ser submetido a uma perturbação.”. De forma geral, um sistema elétrico de potência deve operar com frequência e tensão praticamente constantes, sendo admitidas variações apenas dentro de uma faixa estreita de tolerância.

No caso de perturbações que resultem em oscilações de grandes amplitudes, como curto-circuitos e abertura de linhas de transmissão, as não-linearidades do sistema devem ser consideradas. Neste caso, a estabilidade é classificada como estabilidade transitória. Por outro lado, a estabilidade a pequenos sinais pode ser definida como a capacidade de um sistema elétrico de potência se manter sincronizado após uma perturbação de pequena amplitude. Um distúrbio é considerado pequeno, caso a resposta transitória gerada por ele, oscile apenas em uma pequena faixa de amplitude, permitindo assim que as equações não-lineares que regem o

comportamento do sistema possam ser linearizadas para um ponto de operação específico. Estas pequenas perturbações ocorrem constantemente no sistema, pois a todo momento ocorrem pequenas variações entre a carga e a geração. A análise de estabilidade a pequenos sinais é muito útil na investigação de problemas da instabilidade angular.

Atualmente, grande parte dos sistemas de excitação é baseada em eletrônica de potência (tiristores), os quais possuem uma resposta dinâmica rápida e ganhos elevados. Estes sistemas permitem obter um maior torque sincronizante, colaborando para a manutenção da estabilidade transitória do sistema. Porém, há uma considerável redução do torque de amortecimento, prejudicando assim o amortecimento das oscilações eletromecânicas (Kundur, et al., 1994).

3.3 OSCILAÇÕES ELETROMECÂNICAS

Oscilações eletromecânicas são fenômenos que ocorrem entre geradores interligados em um sistema elétrico de potência. Estas oscilações são prejudiciais, pois diminuem as margens de estabilidade do sistema de potência, podendo limitar sensivelmente a quantidade máxima de potência transmitida. Os efeitos também podem causar prejuízos à estrutura física da planta de geração, visto que as oscilações eletromecânicas se refletem em esforços nos eixos das máquinas, e por consequência a redução da vida útil das mesmas (Kundur, et al., 1994) (Rogers, 2000).

A presença destas oscilações aumenta os riscos de paradas não programadas, diminuindo assim a disponibilidade do sistema. Como estes fenômenos estão relacionados à natureza física dos sistemas elétricos de potência, eles não podem ser evitados. Portanto, as oscilações eletromecânicas devem ser devidamente amortecidas através de sistemas de controle automático, minimizando assim seus efeitos prejudiciais.

A frequência das oscilações e o número de geradores que participam de um determinado modo de oscilação eletromecânica dependem da estrutura da rede do sistema. Os modos de oscilação eletromecânica de um sistema de potência podem ser classificados em cinco categorias principais: modos locais, modos inter-área, modos intra-planta, modos torcionais e modos de controle (Pal & Chaudhuri, 2005):

- **Modos locais:** são os modos de oscilação associados a um gerador ou a um grupo de geradores de uma usina, contra o resto do sistema de potência. A frequência típica do modo de oscilação local está entre 1,0 Hz e 2,0 Hz. O amortecimento e a frequência do

modo variam de acordo com a potência ativa fornecida pela unidade geradora e pela impedância entre a máquina e a barra do sistema de grande porte (barramento infinito).

- **Modos inter-área:** são os modos associados a um grupo de geradores (ou usinas) contra outro grupo situado em outra área. A característica de amortecimento deste tipo de oscilação é definida pela reatância e fluxo de potência nas linhas de transmissão que conectam as áreas afetadas. Quanto maior a reatância da linha de transmissão (“linhas fracas”), menor o amortecimento dos modos inter-área. A frequência deste modo de oscilação está em valores entre 0,1 Hz a 1,0 Hz.
- **Modos intra-planta:** representam os modos de oscilação entre geradores localizados na mesma usina. A faixa de frequência típica está entre 2,0 e 3,0 Hz.
- **Modos torcionais:** estão associados com os elementos rotacionais dos eixos de sistemas turbina-gerador, em usinas térmicas. A instabilidade desses modos pode ser ocasionada pela interação com os controles dos sistemas de excitação, com os reguladores de velocidade, com os controles de elos de corrente contínua, e com linhas compensadas com capacitores série. A faixa de frequência típica está entre 10 Hz e 40 Hz.
- **Modo de controle:** estão associados a sistemas de excitação, reguladores de velocidade, conversores estáticos, dentre outros componentes dinâmicos, com ajustes inadequados.

As faixas de frequências dos modos de oscilações eletromecânicas apresentadas são apenas indicativas e não possuem limites bem definidos. Na prática as frequências de alguns modos se sobrepõem. Dessa forma, a frequência do modo de oscilação é apenas um ponto de partida para a classificação em uma categoria. Dentre as estratégias adotadas para a investigação da natureza dos modos eletromecânicos de um sistema elétrico, destacam-se a utilização de métodos de análise modal (Kundur, et al., 1994) (Rommes, 2010) e a realização de ensaios experimentais (Bossa, et al., 2011) (Nogueira, et al., 2011.a) (Nogueira, et al., 2011.b) (Rogers, 2000).

3.4 ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTÊNCIA

O dispositivo de controle mais utilizado para o amortecimento de oscilações eletromecânicas é o estabilizador de sistemas de potência (ESP), que normalmente atua modulando a referência de um regulador automático de tensão (RAT). Como sinal de realimentação para o ESP, diversos sinais podem ser considerados, sendo que os mais utilizados são a velocidade angular do rotor, a potência ativa, ou a potência acelerante (Kamwa, et al., 2005), a qual é obtida por estimação a partir de medidas da velocidade angular e da potência ativa (Kundur, et al., 1994).

Atualmente, apesar do grande avanço tecnológico na área de sistemas de controle, geralmente os sistemas de controle comerciais ainda são sintonizados através de métodos clássicos. Muitos dos parâmetros são ajustados em campo através de procedimentos heurísticos, muitas vezes baseados na experiência do técnico que realiza o ajuste via métodos clássicos ou mesmo por tentativa e erro. Desta forma, os sistemas convencionais de controle são incapazes de obter boa resposta dinâmica em uma larga faixa de condições operacionais e cenários de carga.

A estrutura de controle de um ESP clássico é ilustrada no diagrama em blocos da Figura 3.1.

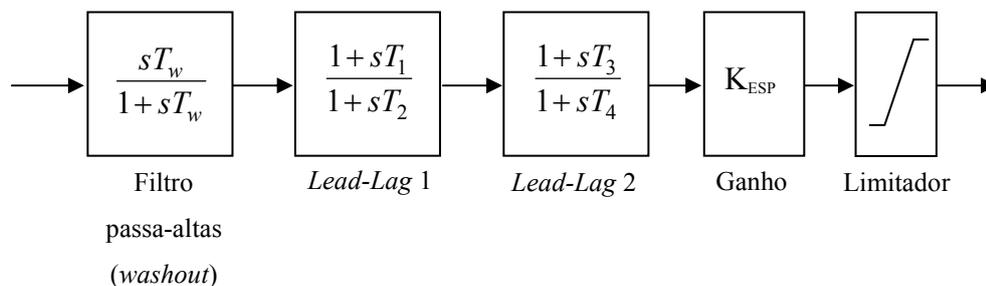


Figura 3.1 - Diagrama em blocos de um ESP clássico.

Na Figura 3.1, o primeiro bloco é um filtro passa-altas (*washout*), que tem a função de eliminar as componentes DC do sinal de entrada. A constante de tempo (T_w) do filtro *washout* deve ser selecionada de forma que não interfira na faixa de frequências dos modos de oscilação que o ESP deve amortecer. Valores típicos para a constante de tempo T_w estão entre 1 a 20 segundos (Kundur, et al., 1994).

Para amortecer as oscilações eletromecânicas, o ESP deve gerar uma componente de torque elétrico em fase com os desvios de velocidade do rotor da máquina síncrona. Para realizar esta operação, são utilizados blocos de avanço e de atraso (*lead-lag*), que realizam a compensação de fase. O número de blocos *lead-lag* necessários depende do sistema particular e do método de sintonia escolhido para o ajuste do ESP.

O ganho do ESP (K_{ESP}) determina o valor de amortecimento provido pelo ESP. Em sistemas de potência, um amortecimento na faixa de 0,1 a 0,3 é considerado adequado, visto que o aumento exagerado do amortecimento dos modos de oscilação eletromecânica pode comprometer a estabilidade de outros modos do sistema.

O último bloco do ESP é um limitador, o qual limita o valor do sinal de saída em níveis mínimo e máximo (u_{min} e u_{max}), a fim de evitar a desnecessária atuação do ESP durante grandes distúrbios, como curto-circuitos e abertura de linha de transmissão. Valores típicos para estes limites estão na faixa de $\pm 0,1$ pu. Além disso, excursões excessivas na tensão terminal da unidade geradora são controladas pelo limitador de tensão terminal, em valores tipicamente entre 1,10 e 1,15 pu para excursões positivas e -0,05 e -0,1 pu para excursões negativas.

3.5 INCERTEZAS PARAMÉTRICAS EM PROBLEMAS DE ESTABILIDADE ELETROMECÂNICA DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

Em sistemas elétricos de potência, existem diversas fontes de incertezas paramétricas que influenciam as características dinâmicas dos modos de oscilação eletromecânica, tal como a ocorrência de variações das condições operacionais, variações na estrutura do sistema e incertezas em parâmetros físicos (Robak, 2009).

Em decorrência deste fato, estas incertezas podem afetar negativamente o desempenho de estabilizadores de sistemas de potência, visto que um ESP projetado para um ponto de operação fixo da planta não garante a estabilidade e o desempenho do sistema em malha-fechada após a mudança do cenário no qual o controlador foi ajustado. Uma estratégia adotada é considerar a condição operacional do sistema como uma incerteza paramétrica no modelo do sistema. A partir deste modelo, o ESP desenvolvido deve atender aos requisitos de estabilidade e desempenho para todos os valores de incerteza paramétrica modelada.

Outra fonte de incertezas paramétricas em sistemas de potência são as variações na estrutura do sistema de potência, causadas, por exemplo, por mudanças na configuração da rede e o no número de unidades geradoras conectadas.

Também existe incerteza nos valores de parâmetros físicos de elementos do sistema de potência, a qual é geralmente causada por variações nos parâmetros devido a mudanças climáticas, variações no modo de operação do sistema de potência, ou simplesmente erro na estimativa do parâmetro.

3.6 CONCLUSÕES

O objetivo deste capítulo foi apresentar os princípios fundamentais sobre oscilações eletromecânicas em sistemas de potência e como lidar com este problema com a utilização dos estabilizadores de sistemas de potência.

Um detalhe importante que deve ser notado é que o ESP convencional é um controlador a parâmetros fixos, ajustado para uma determinada condição operacional. Nesta tese será investigado experimentalmente como um ESP digital a parâmetros fixos se comporta quando sujeito a grandes variações paramétricas no sistema.

Esse capítulo é uma leitura inicial acerca do tema, contendo apenas as informações fundamentais para o prosseguimento da leitura da tese. Os leitores que desejem informações mais detalhadas devem consultar os trabalhos referenciados no capítulo, com destaque para os livros de Kundur *et al* (1994) e Rogers(2000).

CAPÍTULO 4 IDENTIFICAÇÃO DE MODELOS LPV

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os métodos de identificação de sistemas utilizados para a estimação de modelos LPV durante os ensaios experimentais no sistema de geração em escala reduzida e em uma UGH da UHE de Tucuruí. São mostrados tanto aspectos teóricos dos algoritmos de estimação de parâmetros, quanto aspectos práticos sobre o processo de aquisição de dados.

O conhecimento de um modelo dinâmico para representar a planta no ponto de operação considerado, é necessário para o projeto de um sistema de controle bem ajustado. Existem diversas metodologias para a obtenção de tais modelos. Uma delas é a modelagem baseada na física do sistema (modelo fenomenológico), mas tal abordagem requer elevado nível de informação a priori sobre a planta. Na prática, observa-se que tal nível de informação sobre a planta nem sempre estará acessível ao projetista, principalmente quando se trata de sistemas reais de complexidade elevada, como é o caso de sistemas elétricos de geração de energia. Em tais situações, é muito mais indicado o emprego de metodologias experimentais de identificação paramétrica, o que permite obter modelos dinâmicos da planta através do processamento de dados coletados em campo, exigindo pouco conhecimento a priori sobre valores de grandezas físicas do sistema real em estudo.

Na abordagem clássica de identificação de sistemas, são escolhidos n pontos de operação do sistema e para cada um destes é identificado um modelo linear que caracterize bem a dinâmica do sistema em uma faixa estreita em torno da respectiva condição operacional. Estes modelos locais podem ser utilizados para a determinação de modelos com incerteza paramétrica do tipo intervalar (Bhattacharyya, 1995), para fins de análise de estabilidade e projeto de controladores robustos. No ramo de controle adaptativo, para cada modelo local é projetado um respectivo controlador local, os quais são interpolados por um sistema supervisor (fuzzy, por exemplo) de acordo com variáveis medidas em tempo real (Barra Jr., 2001) (Nogueira, et al., 2011.c). Esta estratégia é comumente denominada ganhos programados.

Neste capítulo será apresentada uma estratégia para a identificação de modelos discretos com estrutura do tipo LPV, com base no trabalho de (Bamieh & Giarré, 2002). O modelo é estimado a partir de medições da entrada e saída do sistema, assim como um

parâmetro externo que caracterize a condição operacional do sistema. A relação entre entrada e saída do sistema é afetada diretamente pelo parâmetro externo. Esta abordagem pode ser aplicada a uma grande gama de processos reais, visto que muitos apresentam variáveis mensuráveis que caracterizam a condição operacional do sistema. Uma grande vantagem da técnica é que esta permite tratar tanto de sistemas com variação lenta quanto variação rápida do parâmetro externo.

Trabalhos científicos recentes apresentam a aplicação da técnica em diferentes sistemas, como por exemplo, em (Giarré, et al., 2006), onde foi realizada a identificação de modelos LPV para sistemas compressores industriais. Em (Qin & Wang, 2007), foi investigado o controle de tráfego em servidores de internet, onde a relação dinâmica entre a taxa de rejeição de requisições e o tempo de resposta para requisições aceitas, foi aproximada por um modelo LPV identificado experimentalmente. A intensidade de carga de trabalho foi escolhida como a variável incerta, a qual caracteriza a condição operacional do sistema.

4.2 ESTRUTURA DO MODELO DISCRETO LPV

A técnica de identificação apresentada neste trabalho é aplicada a modelos discretos LPV com uma entrada u e uma saída y , parametrizados de acordo com a Equação (4.1).

$$A(q^{-1}, \theta)y(k) = B(q^{-1}, \theta)u(k) \quad (4.1)$$

ou na forma de uma função de transferência (4.2):

$$M(q^{-1}, \theta) = \frac{B(q^{-1}, \theta)}{A(q^{-1}, \theta)} \quad (4.2)$$

onde q^{-1} é o operador atraso discreto e θ é um parâmetro que caracteriza a condição operacional do sistema. Os polinômios $B(q^{-1}, \theta)$ e $A(q^{-1}, \theta)$ da função de transferência (4.2) são expressos na forma:

$$\begin{aligned} B(q^{-1}, \theta) &= b_0(\theta) + b_1(\theta)q^{-1} + \dots + b_{n_b}(\theta)q^{-n_b} \\ A(q^{-1}, \theta) &= a_0(\theta) + a_1(\theta)q^{-1} + \dots + a_{n_a}(\theta)q^{-n_a} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Os termos $\{b_i(\theta)\}$ e $\{a_j(\theta)\}$ são funções fixas do parâmetro variável θ .

Considerando-se n_b e n_a com sendo respectivamente a ordem dos polinômios $B(q^{-1}, \theta)$ e $A(q^{-1}, \theta)$, devem ser definidas $n = n_a + n_b + 1$ funções paramétricas. Além disso, o parâmetro variante θ é uma função do tempo discreto $\theta = \theta(k)$.

As funções $\{b_i\}$ e $\{a_j\}$ são combinações lineares de um conjunto de funções bases fixas $\{f_1, \dots, f_N\}$, como por exemplo, para a função paramétrica $a_1(\theta)$:

$$a_1(\theta) = a_{11}f_1(\theta) + \dots + a_{1N}f_N(\theta), \quad (4.4)$$

sendo as constantes a_{1N} números reais. Logo, qualquer modelo nessa forma é caracterizado pelos números reais $\{a_{ik}\}$ e $\{b_{jl}\}$. O objetivo da estratégia de identificação é estimar os valores dessas constantes a partir de dados reais medidos no sistema.

Dentre as possíveis escolhas para as funções bases, um caso particular é a utilização de funções polinomiais, ou seja, uma dependência polinomial entre o parâmetro variável θ e os coeficientes das funções bases. Neste caso, as funções $f_l(\theta)$ são potências de θ :

$$f_l(\theta) = \theta^{l-1}, l = 1, \dots, N, \quad (4.5)$$

resultando em funções na forma:

$$\begin{aligned} a_i(\theta) &= a_{i1} + a_{i2}\theta + \dots + a_{iN}\theta^{N-1} \\ b_i(\theta) &= b_{i1} + b_{i2}\theta + \dots + b_{iN}\theta^{N-1} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Note que quando $N=2$, a função resultante possui uma dependência afim com o parâmetro variável θ . Para o caso de $N=1$, o modelo é equivalente a um modelo linear de estrutura convencional ARX (do inglês, *auto-regressive with exogenous input*).

O modelo LPV descrito na equação (4.1), juntamente com (4.3) e (4.4), podem ser expressos na forma de uma regressão linear. Dessa forma, considere uma matriz Θ de dimensão $n \times N$ que contém todos os coeficientes a serem identificados:

$$\Theta := \begin{bmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1N} \\ a_{21} & \cdots & a_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{n_a 1} & \cdots & a_{n_a N} \\ b_{01} & \cdots & b_{0N} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ b_{n_b 1} & \cdots & b_{n_b N} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

e também uma matriz de regressores Ψ , a qual contém os dados de entrada u e saída y medidos, assim como os valores do parâmetro externo θ .

$$\Psi(k) := \phi(k)\pi(k) := \begin{bmatrix} -y(k-1) \\ \vdots \\ -y(k-n_a) \\ u(k) \\ \vdots \\ u(k-n_b) \end{bmatrix} [f_1(\theta(k)) \quad f_2(\theta(k)) \quad \cdots \quad f_N(\theta(k))] \quad (4.8)$$

A partir das definições (4.7) e (4.8), a saída estimada $\hat{y}(k)$ do modelo, no instante k , é calculada através do produto interno:

$$\hat{y}(k) := \langle \hat{\Theta}(k), \Psi(k) \rangle \quad (4.9)$$

onde $\hat{\Theta}$ é a matriz de parâmetros estimados e o produto $\langle A, B \rangle$ é o produto interno das matrizes A e B , conforme a Definição 4.1.

Definição 4.1 - Dadas duas matrizes A e B com as mesmas dimensões, o produto interno é definido como:

$$\langle A, B \rangle := \text{traço} \langle A^* B \rangle = \text{traço} \langle B A^* \rangle$$

onde A^* é o complexo conjugado transposto da matriz A .

A partir da representação na forma de uma regressão linear, percebe-se que quando $N=1$, o vetor $f_i(\theta) = 1$ e por consequência $\pi = 1$. Dessa forma, a matriz Θ é de dimensão $n \times$

1 ($\Theta \in \mathfrak{R}^{n \times 1}$) e o produto $\langle \Theta, \Psi \rangle = \langle \theta_c, \phi \rangle = \text{traço}(\phi^* \theta_c) = \phi' \theta_c$. Portanto, resume-se ao produto padrão entre um vetor de parâmetros θ_c e o vetor de regressores ϕ do esquema clássico de identificação de modelos lineares do tipo ARX (Coelho & Coelho, 2004) (Aguirre, 2007).

A representação matricial do modelo LPV permite a aplicação de métodos de estimação de parâmetros clássicos, tal como o algoritmo do mínimo erro quadrático (LMS, do inglês *Least Means Squares*), conforme é apresentado na próxima seção da tese.

4.3 ALGORITMOS DE IDENTIFICAÇÃO

Um ponto importante para a concepção de um algoritmo de estimação de parâmetros é a definição se os parâmetros serão estimados em tempo real (*on-line*) ou em batelada (*off-line*). Neste trabalho será apresentada uma técnica para o caso de identificação em *off-line*. Um algoritmo para a estimação de parâmetros de um modelo LPV em tempo real é apresentada em (Bamieh & Giarré, 2002)

Considere o erro de estimação ε no instante k definido como:

$$\varepsilon(k, \hat{\Theta}) = y(k) - \hat{y}(k) = y(k) - \langle \hat{\Theta}, \Psi_k \rangle \quad (4.10)$$

onde $\hat{\Theta}$ é a matriz com os parâmetros estimados no instante k .

É necessário definir um critério em termos do erro de estimação, o qual deve ser minimizado por uma apropriada evolução dos parâmetros do modelo. Como o objetivo é minimizar a magnitude do erro de estimação independentemente do sinal do mesmo, é natural a escolha de um critério quadrático. Dessa forma, considere o critério do erro médio quadrático (MSE, do inglês, *mean square error*):

$$J = J(\Theta) = \frac{1}{T} \sum_{k=0}^T E\{\varepsilon(k, \Theta)^2\} \quad (4.11)$$

Considerando-se que a função a ser minimizada é convexa, o problema tem um único mínimo, ou seja, é garantido que o algoritmo de busca convergirá para o valor ótimo.

O método do gradiente descendente é um algoritmo que realiza a atualização dos parâmetros Θ enquanto minimiza $J(\hat{\Theta})$ através de uma busca iterativa, na forma (Landau & Zito, 2006):

$$\delta\hat{\Theta} = \hat{\Theta}(k) - \hat{\Theta}(k-1) = -\frac{1}{2}\alpha g(\hat{\Theta}(k-1)) \quad (4.12)$$

sendo α o comprimento do passo e $g(\hat{\Theta}(k-1))$ é o gradiente do erro médio quadrático:

$$g(\Theta) = \frac{dJ(\Theta)}{d\Theta} \quad (4.13)$$

Uma aproximação instantânea do algoritmo MSE é o algoritmo do mínimo erro médio quadrático (LMS, do inglês, *least mean square*), no qual a função custo (4.11) da equação (4.13) é substituída por (Madisetti, 1997):

$$J(\Theta) = \varepsilon(k, \Theta)^2 \quad (4.14)$$

Dessa forma, a atualização dos parâmetros é realizada pela seguinte recursão:

$$\hat{\Theta}(k+1) = \hat{\Theta}(k) - \frac{1}{2}\alpha \left(\frac{d}{d\Theta} (\varepsilon(k, \Theta)^2) \right) \Bigg|_{\Theta=\hat{\Theta}_k} \quad (4.15)$$

Como $\varepsilon(k, \Theta)$ é dado por $y(k) - \langle \hat{\Theta}, \Psi_k \rangle = y(k) - \text{traço}(\Theta^T \Psi_k)$ e utilizando a propriedade da derivada $(d/dX)\text{traço}(X^T B) = B$, tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}\alpha \frac{d}{d\Theta} (\varepsilon^2) &= \alpha \left(\varepsilon \frac{d}{d\Theta} (y(k) - \text{traço}(\Theta^T \Psi_k)) \right) \\ &= -\alpha (\varepsilon \Psi_k) \end{aligned} \quad (4.16)$$

Em (Bamieh & Giarré, 2002), é utilizado um passo α fixo. Este valor é escolhido arbitrariamente pelo usuário, de tal forma que tenha uma boa relação de custo benefício entre a taxa de convergência e o erro de regime (erro quadrático médio ao final da estimação).

Quanto maior o passo, menor é o tempo transitório da estimação e maior é o erro de regime da estimação. Por outro lado, para alcançar erros de regime menores, é necessário um passo menor, o que causa uma taxa de convergência mais lenta.

Neste trabalho, o tamanho do passo no instante k é uma função linear do tempo discreto, conforme:

$$\alpha(k) = \alpha_{inicial} - \left(\left(\frac{k}{T} \right) (\alpha_{inicial} - \alpha_{final}) \right) \quad (4.17)$$

sendo $\alpha_{inicial}$ e α_{final} são constantes especificadas pelo usuário e T é o tempo relativo ao número total de amostras. Quando $\alpha_{inicial} > \alpha_{final}$, o valor de α decai linearmente de $\alpha_{inicial}$ até α_{final} a cada instante k . Por outro lado, quando $\alpha_{inicial} < \alpha_{final}$, o passo α aumenta linearmente do valor $\alpha_{inicial}$ até α_{final} a cada instante k . Para $\alpha_{inicial} = \alpha_{final}$, o valor de α se mantém constante ao longo de todos os passos k do algoritmo de estimação.

Na prática, utiliza-se $\alpha_{inicial} \geq \alpha_{final}$, escolha que é justificada intuitivamente pelo fato que o erro de predição inicial é maior do que o final, necessitando-se então de um passo inicial maior do que o passo final ($k=T$). Porém, valores elevados de $\alpha_{inicial}$ podem causar instabilidades no algoritmo de estimação. Nas proximidades do valor ótimo, caso o passo não seja pequeno, o algoritmo irá oscilar em torno do mínimo (Landau & Zito, 2006).

Considerando que $\Theta = \hat{\Theta}_k$, o seguinte algoritmo LMS é derivado:

Algoritmo 4.1 – Método LMS para a identificação de modelos LPV

Passo 1: Dados de entrada

Deve-se escolher as ordens n_b e n_a dos polinômios $B(q^{-1}, \theta)$ e $A(q^{-1}, \theta)$, assim como o valor de N que está associado a ordem das funções bases $b_i(\theta)$ e $a_i(\theta)$. Também é necessário especificar o valor de $\alpha_{inicial}$ e α_{final} .

Passo 2: Inicialização

Define-se o valor de k inicial igual $n_b + 1$.

Inicializa-se o vetor $\phi(k)$ com as medidas de entrada e saída da planta $u(k)$, $k = 1, \dots, n_b + 1$ e $y(k)$, $k = 1, \dots, n_a$.

Inicializa-se o vetor $\pi(k)$ com o valor de $\theta(k)$, ou seja, as respectivas potências $\theta(k)^{l-1}$, $l = 1, \dots, N$.

A matriz com os parâmetros do modelo $\Theta(k)$ é inicializada como uma matriz nula.

Passo 3: Atualização da matriz de regressores

No instante k , atualiza-se a matriz $\Psi(k)$ com os vetores $\phi(k)$ e $\pi(k)$:

$$\Psi(k) = \phi(k)\pi(k).$$

Passo 4: Cálculo do erro de estimação

Calcula-se o erro de estimação:

$$\varepsilon(k) = y(k) - \langle \hat{\Theta}(k), \Psi(k) \rangle = y(k) - \text{traço}(\hat{\Theta}^T(k)\Psi(k))$$

Passo 5: Cálculo do tamanho do passo

Calcula-se o passo de estimação:

$$\alpha(k) = \alpha_{inicial} - \left(\left(\frac{k}{T} \right) (\alpha_{inicial} - \alpha_{final}) \right)$$

Passo 6: Atualização dos parâmetros estimados

A atualização da matriz de parâmetros $\Theta(k)$ é realizada por:

$$\hat{\Theta}(k+1) = \hat{\Theta}(k) + \alpha \varepsilon(k) \Psi(k)$$

Passo 7: Incrementa o valor de k

Caso o valor de k seja menor que T , incrementa-se o valor de k e retorna ao Passo 3.

A Tabela 4.1 apresenta um resumo do algoritmo LMS de identificação de modelos LPV implementado neste trabalho:

Tabela 4.1 – Resumo do algoritmo LMS para identificação de modelos LPV.

Lê dados de entrada	$\Psi(k) = \phi(k)\tau(k)$
Calcula o erro de estimação	$\varepsilon(k) = y(k) - \langle \hat{\Theta}(k), \Psi(k) \rangle = y(k) - \text{traço}(\hat{\Theta}^T(k)\Psi(k))$
Calcula o passo de estimação	$\alpha(k) = \alpha_{inicial} - ((k/T)(\alpha_{inicial} - \alpha_{final}))$
Atualiza os parâmetros do modelo	$\hat{\Theta}(k+1) = \hat{\Theta}(k) + \alpha\varepsilon(k)\Psi(k)$

4.4 PERSISTÊNCIA DE EXCITAÇÃO

O método de identificação LMS necessita que existam condições de persistência de excitação (PE) (Bamieh & Giarré, 2002) do sistema a fim de garantir a consistência do algoritmo.

Seja Θ_0 a matriz com os valores verdadeiros dos parâmetros do modelo LPV, então o algoritmo de identificação converge para um ponto ótimo caso:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \hat{\Theta}_k = \Theta_0 \quad (4.18)$$

O Teorema 4.1 define condições para a matriz com medidas da planta (Ψ_k), seja persistentemente excitada.

Teorema 4.1. A matriz de regressores Ψ_k é PE se e apenas se as seguintes condições forem satisfeitas (Bamieh & Giarré, 2002):

- (1) Existem N pontos distintos $\bar{\theta}_i \in \mathfrak{R}, i = 1, \dots, N$, que são pontos limites de $\theta(k)$. Sejam $(\mathfrak{S}_1, \dots, \mathfrak{S}_N)$ índices tal que:

$$\lim_{k \in \mathfrak{S}_i} \theta(k) = \bar{\theta}_i \quad (4.19)$$

- (2) A sequência $\{\phi_k\}$ é persistentemente excitada relativamente a todos os conjuntos $\mathfrak{S}_1, \dots, \mathfrak{S}_N$, para $i = 1, \dots, N$, caso:

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_{k \in \mathfrak{S}_i}^T E\{\phi_k \phi_k'\} > 0 \quad (4.20)$$

A prova matemática do Teorema 4.1 é encontrada em (Bamieh & Giarré, 2002). Com base no Teorema 4.1, a matriz de regressores Ψ_k é PE caso o sinal de teste aplicado na entrada do sistema seja suficientemente persistente, assegurando que o vetor com medidas ϕ_k seja persistentemente excitado, e que a trajetória de $p(k)$ “visite” N pontos distintos, infinitas vezes. Um detalhe importante, é que a taxa com que $p(k)$ revisita cada um dos pontos limites, não precisa ser lenta. Esta condição é suficiente para extrair ergodicamente a correlação dos dados medidos ϕ_k (Giarré, et al., 2006).

Com o objetivo de garantir que a sequência $\{\phi_k\}$ seja PE, durante a etapa de coleta de dados, é necessária a aplicação na entrada da planta de um sinal de excitação que aproxime as características de um ruído branco, excitando uniformemente a dinâmica da planta na faixa de frequência de interesse.

4.4.1 SEQUENCIA BINÁRIA PSEUDO-ALEATÓRIA

Uma sequência binária pseudo-aleatória (SBPA) é um sinal periódico que se aproxima de um ruído branco de tempo discreto, podendo ser projetada para excitar o sistema em uma faixa de frequências em torno dos modos de interesse.

A SBPA é gerada digitalmente a partir de uma estrutura do tipo registrador de deslocamento com realimentação, conforme ilustrado na Figura 4.1.

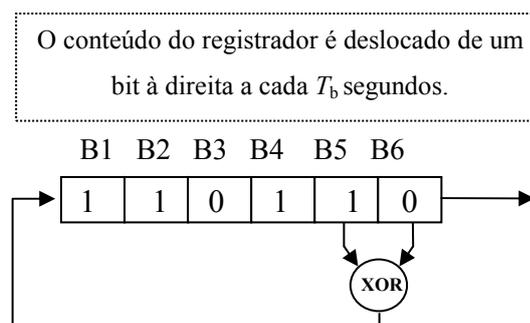


Figura 4.1 – Registrador de deslocamento para geração de sinal de teste SBPA, exemplo mostrado para um registrador com $N=6$ células.

Uma SBPA pode ser projetada para excitar uniformemente uma faixa de frequências definida em um intervalo $f_{min} \leq f \leq f_{max}$, onde f_{min} e f_{max} são respectivamente os limites inferior e superior da faixa de frequências excitadas. Para projetar o sinal de teste SBPA, o projetista deverá especificar os valores desejados de f_{min} e f_{max} e calcular os valores do número de células, N , e o intervalo de geração de amostras do registrador de deslocamento, T_b , usando as seguintes fórmulas de projeto:

$$f_{max} = \frac{0,44}{T_b} \quad (4.21)$$

$$f_{min} = \frac{1}{(2^N - 1)T_b} \quad (4.22)$$

A fim de identificar corretamente o ganho de regime do modelo dinâmico da planta, a duração de pelo menos um dos pulsos da SBPA precisa ser maior que o tempo de subida da planta T_r . Como o pulso de maior duração de uma SBPA é igual a NT_b , a seguinte condição deve ser satisfeita:

$$NT_b > T_r \quad (4.23)$$

Além disso, a fim de capturar todo o espectro de frequências gerado por uma SBPA, o tempo de um ensaio (T_{ensaio}) deve ser no mínimo igual ao tamanho da sequencia:

$$(2^N - 1)T_b \leq T_{ensaio} \quad (4.24)$$

4.5 ALGORITMO P-LMS

Um modelo LPV é essencialmente uma família de modelos LTI parametrizados em θ . Caso o parâmetro θ permita a determinação de um ponto de operação do sistema, uma possível estratégia de identificação seja fixar o sistema em cada um dos pontos de operação e para cada um deles coletar suficientes dados de pequena amplitude e identificar um modelo LTI. Os coeficientes podem ser utilizados como pontos de interpolação para encontrar os coeficientes de funções polinomiais parametrizadas em θ . Este procedimento produz um modelo LPV similar ao estimado pelo método LMS, a partir de n modelos LTI

representativos da dinâmica do sistema em torno de diferentes pontos de operação (Bamieh & Giarré, 2002).

Baseado neste método, foi desenvolvido um algoritmo no qual o modelo LPV é estimado a partir de n conjuntos de dados adquiridos com o sistema em condições operacionais fixas (valores fixos de θ). Basicamente, a estratégia é equivalente a n algoritmos LMS processando em paralelo, porém atualizando a mesma matriz de parâmetros a partir de n conjuntos de dados, conforme é ilustrado na Figura 4.2. Por esta razão, o algoritmo foi denominado de P-LMS (do inglês, *parallel least mean squares*).

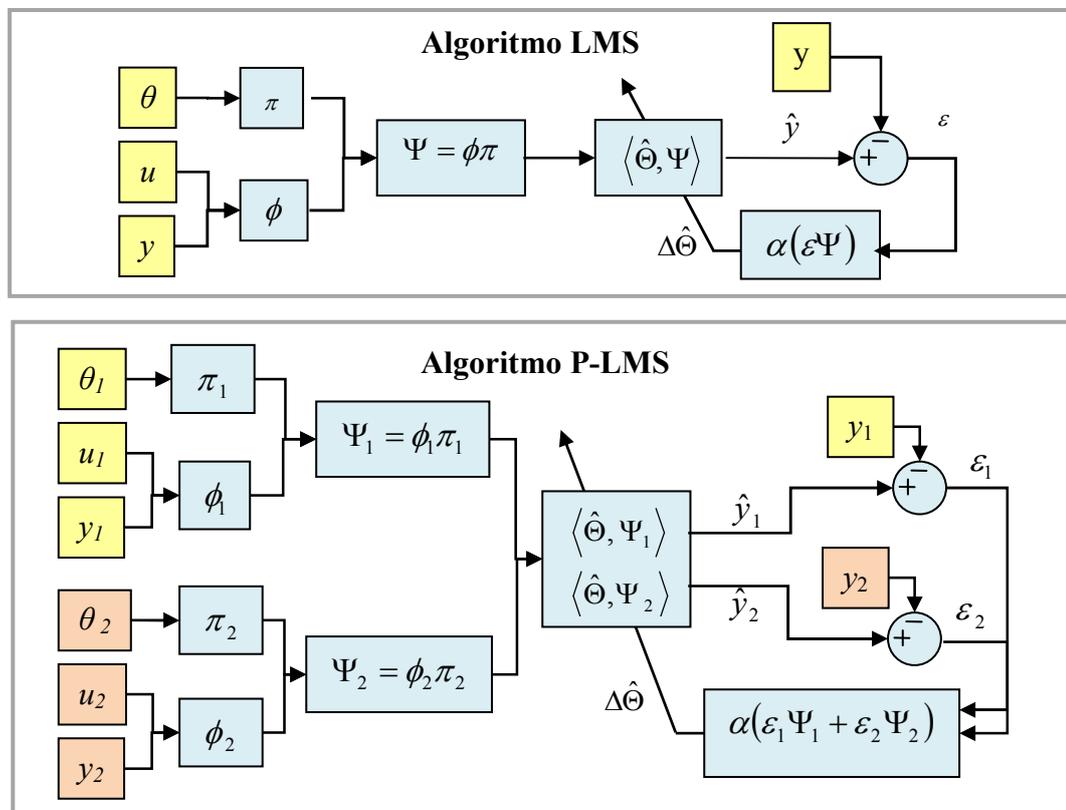


Figura 4.2 – Comparação entre os algoritmos LMS e P-LMS.

O algoritmo P-LMS processa as n seqüências de dados paralelamente, ou seja, a cada iteração do algoritmo de estimação, o incremento na matriz de parâmetros ($\Delta\hat{\theta}$) depende dos valores de n erros, conforme é ilustrado na Figura 4.2, na situação em que $n = 2$. Intuitivamente, nota-se que cada erro calculado representa quantitativamente o desempenho do modelo estimado na respectiva condição operacional do sistema.

Como o algoritmo P-LMS processa seqüências de dados coletadas com o sistema em condições operacionais fixas, durante a aquisição de dados é necessário apenas a excitação da

entrada da planta por uma SBPA. Por outro lado, para a correta convergência do algoritmo LMS convencional, é necessário que ao longo da sequência de dados coletados para a estimação, o parâmetro θ atinja os valores limites (θ_{\max} e θ_{\min}) o maior número de vezes possível.

Os diagramas em blocos apresentados na Figura 4.2 ilustram a comparação entre os algoritmos LMS e P-LMS. O algoritmo P-LMS processa dois conjuntos de dados ($n = 2$), enquanto o algoritmo LMS convencional processa uma única sequência.

A estrutura do algoritmo P-LMS é similar à estrutura do algoritmo LMS, porém estendida para n conjuntos de dados:

Algoritmo 4.2 – Método P-LMS para a identificação de modelos LPV

Passo 1: Dados de entrada

São adquiridos dados de entrada e saída para n valores de θ (n condições operacionais). Os conjuntos de dados são armazenados nos vetores $u^1(k) \dots u^n(k)$ (dados de entrada), $y^1(k) \dots y^n(k)$ (dados de saída) e $\theta^1(k) \dots \theta^n(k)$ (parâmetro externo)

Devem-se escolher as ordens n_b e n_a dos polinômios $B(q^{-1}, \theta)$ e $A(q^{-1}, \theta)$, assim como o valor de N que está associado à ordem das funções bases $b_i(\theta)$ e $a_i(\theta)$.

Também é necessário especificar o valor de $\alpha_{inicial}$ e α_{final} .

Passo 2: Inicialização

Define-se o valor de k inicial igual $n_b + 1$.

Inicializam-se os vetores $\phi^1(k) \dots \phi^n(k)$ com as medidas de entrada $u^1(k) \dots u^n(k)$, $k = 1, \dots, (n_b + 1)$ e saída da planta e $y^1(k) \dots y^n(k)$, $k = 1, \dots, n_a$.

Inicializam-se os vetores $\pi^1(k) \dots \pi^n(k)$ com os respectivos valores $(\theta^1(k))^{l-1} \dots (\theta^n(k))^{l-1}$, $l = 1, \dots, N$.

A matriz com os parâmetros do modelo $\Theta(k)$ é inicializada como uma matriz nula.

Passo 3: Atualização da matriz de regressores

No instante k , atualizam-se as matrizes $\Psi^1(k) \dots \Psi^n(k)$ com os valores dos vetores $\phi^1(k) \dots \phi^n(k)$ e $\pi^1(k) \dots \pi^n(k)$:

$$\begin{aligned}\Psi^1(k) &= \phi^1(k)\pi^1(k) \\ &\vdots \\ \Psi^n(k) &= \phi^n(k)\pi^n(k)\end{aligned}$$

Passo 4: Cálculo dos erros de estimação

Calculam-se os n erros de estimação:

$$\begin{aligned}\varepsilon^1(k) &= y^1(k) - \langle \hat{\Theta}(k), \Psi^1(k) \rangle \\ &\vdots \\ \varepsilon^n(k) &= y^n(k) - \langle \hat{\Theta}(k), \Psi^n(k) \rangle\end{aligned}$$

Passo 5: Cálculo do tamanho do passo

Calcula-se o passo de estimação:

$$\alpha(k) = \alpha_{inicial} - \left(\left(\frac{k}{T} \right) (\alpha_{inicial} - \alpha_{final}) \right)$$

Passo 6: Atualização dos parâmetros estimados

A atualização da matriz de parâmetros $\Theta(k)$ é realizada por:

$$\hat{\Theta}(k+1) = \hat{\Theta}(k) + \alpha(\varepsilon^1(k)\Psi^1(k) + \dots + \varepsilon^n(k)\Psi^n(k))$$

Passo 7: Incrementa o valor de k

Caso o valor de k seja menor que T , incrementa o valor de k e retorna ao Passo 3.

Fim do Algoritmo 4.2

A Tabela 4.2 apresenta um resumo do algoritmo P-LMS de identificação de modelos LPV implementado neste trabalho:

Tabela 4.2 - Resumo do algoritmo P-LMS para identificação de modelos LPV.

Lê dados de entrada	$\Psi^1(k) = \phi^1(k)\pi^1(k)$ \vdots $\Psi^n(k) = \phi^n(k)\pi^n(k)$
Calcula o erro de estimação	$\varepsilon^1(k) = y^1(k) - \langle \hat{\Theta}(k), \Psi^1(k) \rangle$ \vdots $\varepsilon^n(k) = y^n(k) - \langle \hat{\Theta}(k), \Psi^n(k) \rangle$
Calcula o passo de estimação	$\alpha(k) = \alpha_{inicial} - \left(\frac{k}{T} \right) (\alpha_{inicial} - \alpha_{final})$
Atualiza os parâmetros do modelo	$\hat{\Theta}(k+1) = \hat{\Theta}(k) + \alpha (\varepsilon^1(k)\Psi^1(k) + \dots + \varepsilon^n(k)\Psi^n(k))$

Uma condição necessária para o uso do algoritmo P-LMS é a definição da quantidade de n pontos nos quais serão realizados os ensaios de aquisição de dados. Intuitivamente nota-se que quanto maior o número de pontos, mais precisa será a estimação. Contudo, trabalhos anteriores mostram que geralmente um número pequeno de modelos locais é suficiente para aproximar a dinâmica não-linear de sistemas reais e obter um sistema de controle com desempenho superior ao obtido com controladores fixos.

Em (Barra Jr., 2001) foi desenvolvida uma rede de modelos locais com interpolador fuzzy para fins de projeto de estabilizadores de sistemas de potência adaptativos, com testes em um simulador de sistemas de potência multimáquinas. Foi realizado um estudo qualitativo do comportamento da planta nas diversas regiões de operação (plano $P \times Q$), a fim de identificar quais seriam as regiões onde a operação é mais problemática em termos da estabilidade dinâmica. Uma vez identificadas as regiões críticas, o projetista pode, então, concentrar nestas regiões mais críticas um número maior de modelos locais, com o objetivo de capturar melhor possíveis não-linearidades existentes entre o comportamento dinâmico do sistema e as condições operacionais. Esta análise foi realizada através de ensaios de resposta ao degrau. Foram escolhidos 6 pontos de potência ativa e 10 pontos de potência reativa, sendo que houve uma concentração maior de pontos em áreas problemáticas.

Em (Nogueira, et al., 2011.c) apresenta o projeto e testes de campo de um estabilizador de sistemas de potência adaptativo em uma unidade geradora da UHE de Tucuruí. O controlador projetado é baseado em uma rede de controladores locais com supervisão através de um sistema fuzzy. O controlador proposto obteve ótimo desempenho com o uso de 9 controladores locais, distribuídos em 3 níveis de potência ativa e em 3 níveis de potência reativa.

4.6 CONCLUSÕES

Foram apresentados neste capítulo duas estratégias para a identificação de modelos LPV a partir de dados coletados experimentalmente na planta, o algoritmo LMS e o algoritmo P-LMS, desenvolvido neste trabalho. Ambas as técnicas permitem uma dependência polinomial entre os coeficientes do modelo LPV e parâmetros incertos que podem ser medidos no sistema real. Ambos os algoritmos foram implementados em ambiente MATLAB.

Os modelos paramétricos LPV obtidos a partir das técnicas de identificação apresentadas, podem ser utilizados no projeto de controladores a ganhos programados LPV, conforme será apresentado no próximo capítulo.

CAPÍTULO 5 - PROJETO DE CONTROLADORES LPV

5.1 INTRODUÇÃO

A teoria de controle linear é bem consolidada, porém em muitos casos, controladores lineares não atendem às especificações de projeto. Um caso típico é quando a planta controlada é não-linear e tem o seu comportamento dinâmico alterado frequentemente. Controladores lineares projetados por técnicas convencionais, tal como PID, podem alcançar desempenho aceitável para algumas condições operacionais e não aceitável para outras. As técnicas de controle não-linear são geralmente de difícil execução, e a maioria dos parâmetros de projeto não são intuitivos.

Uma forma de lidar com a perda de desempenho de controladores é a utilização de estratégias de controle robusto, onde é considerado que o modelo da planta é afetado por incertezas, as quais podem representar dinâmicas não modeladas, parâmetros incertos ou incertezas devido à variações nas condições operacionais (Grimble, 2006). O controlador robusto geralmente é um controlador LTI que garante os requisitos de estabilidade e desempenho para toda a faixa de incerteza modelada. Porém, em diversos casos esta abordagem pode ser insuficiente e conservadora (Rugh & Shamma, 2000).

O método de controle adaptativo a ganhos programados é um meio termo entre a teoria de sistemas lineares e a teoria de sistemas não-lineares. Neste paradigma de controle, é utilizado um controlador linear que possui um mecanismo que atualiza os seus parâmetros de acordo com a mudança da condição operacional do processo. Estas variações geralmente são lentas com relação à dinâmica do sistema em malha-fechada (Astrom & Wittenmark, 1994).

Ao longo das últimas décadas, os controladores adaptativos a ganhos programados vêm sendo utilizados em diversas aplicações de engenharia que envolvem o controle de sistemas com dinâmica não-linear. A metodologia de ganhos programados é baseada na discretização do domínio de operação do sistema, onde um problema não-linear é decomposto em diversos subproblemas lineares. Porém existe o risco de regiões críticas serem desprezadas, além do que, durante a etapa de projeto, estas estratégias assumem implicitamente que os parâmetros são constantes ao longo do tempo, ignorando a não estacionariedade natural das variações de parâmetros. Dessa forma, ainda é uma tarefa desafiadora garantir a estabilidade e desempenho do sistema frente a chaveamentos ou

interpolações de uma família de controladores projetados separadamente (Mohammadpour & Scherer, 2012) (De Caigny, et al., 2012).

Como resultado, essas questões críticas têm sido constantemente repensadas e reavaliadas pela comunidade de controle em um esforço contínuo para desenvolver estratégias de controle a ganhos programados que garantam a estabilidade e o desempenho. Devido a estes fatores, houve uma distinção na literatura entre técnicas de controle a ganhos programados clássicos e modernos (Rugh & Shamma, 2000) (Leith & Leithead, 2000).

Na estratégia clássica, o procedimento de síntese de um controlador a ganhos programados consiste dos seguintes passos. Primeiro é determinado um conjunto de modelos LTI da planta em diferentes condições operacionais e para cada um destes modelos é projetado um respectivo controlador linear (controlador local). Em seguida, com base em parâmetros medidos ou estimados, representativos da condição operacional, é realizado o chaveamento ou interpolação dos controladores locais. A análise de estabilidade e desempenho do sistema em malha-fechada é realizada através de exaustivos testes de simulação. Embora o desempenho do sistema pode ser melhorado aumentando-se o número de modelos locais (à custa do aumento da carga computacional), esta abordagem pode ser pouco viável, uma vez que a estabilidade e desempenho do sistema em malha-fechada são apenas verificados através de simulações (De Caigny, et al., 2012).

Por outro lado, a abordagem moderna é baseada em uma representação LPV do sistema que deriva condições de síntese direta de um controlador com dependência paramétrica. Geralmente o projeto envolve a solução de um problema de otimização formulado na forma de LMI. As técnicas de controle LPV combinam o mecanismo de adaptação de controladores a ganhos programados clássicos com as ideias de controle robusto, ou seja, um controlador robusto que a partir de informação adicional sobre o processo alcança melhor desempenho.

Neste capítulo é apresentada uma estratégia de projeto de controladores LPV baseada na solução de um problema de otimização na forma de LMIs. Basicamente o método tem como objetivo determinar um controlador com estrutura LPV que resulte em um sistema em malha-fechada estável e com desempenho especificado pelo projetista, para toda a faixa de incerteza paramétrica considerada. Dentre as características da técnica de controle LPV que será apresentada, destacam-se (Gilbert, et al., 2010):

- As variáveis do controlador aparecem explicitamente como variáveis de decisão em uma LMI;

- A ordem e a estrutura do controlador são fixas e não dependem da ordem do modelo do sistema em malha-aberta;
- As condições do projeto são formuladas na forma polinomial, não sendo necessária formulações de sistemas em espaço de estados.
- A estratégia tem validade para sistemas contínuos e discretos.

5.2 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA

Considere um sistema representado por um modelo LPV discreto na forma:

$$G(q^{-1}, \theta) = \frac{B(q^{-1}, \theta)}{A(q^{-1}, \theta)} \quad (5.1)$$

Onde os polinômios $B(q^{-1}, \theta)$ e $A(q^{-1}, \theta)$ são polinômios no domínio de tempo discreto, ambos parametrizados em um vetor $\theta \in \mathfrak{R}^p$. O vetor θ contém p variáveis exógenas que podem ser medidas em tempo real, contidas em um conjunto semi-algébrico Θ na forma:

$$\Theta = \{\theta \in \mathfrak{R}^p : g_i(\theta) \geq 0, i = 1, \dots, r\} \quad (5.2)$$

sendo $g_i(\theta)$ polinômios parametrizados em θ . A Figura 5.1 ilustra exemplos de conjuntos de 1 e 2 parâmetros.

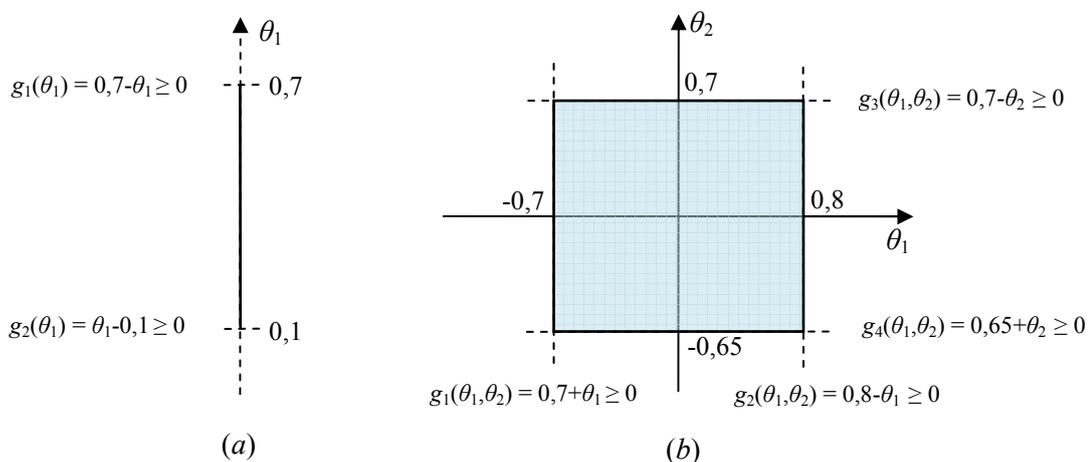


Figura 5.1 – Exemplos de conjuntos semi-alg\u00e9bricos com 1 (a) e 2 par\u00e2metros (b).

Para simplificar a an\u00e1lise do m\u00e9todo de controle, deste ponto em diante ser\u00e1 considerado, sem perda de generalidade, que o vetor θ possui apenas 1 par\u00e2metro.

Considere um controlador LPV representado por uma fun\u00e7\u00e3o de transfer\u00eancia de tempo discreto $K(q^{-1}, \theta)$ que tamb\u00e9m depende de θ :

$$K(q^{-1}, \theta) = \frac{R(q^{-1}, \theta)}{S(q^{-1}, \theta)} \quad (5.3)$$

sendo θ um par\u00e2metro incerto que caracteriza, por exemplo, a condi\u00e7\u00e3o operacional do sistema. Note que θ \u00e9 o mesmo par\u00e2metro incerto do modelo LPV da planta. Os polin\u00f4mios $R(q^{-1}, \theta)$ e $S(q^{-1}, \theta)$ s\u00e3o expressos na forma:

$$\begin{aligned} R(q^{-1}, \theta) &= r_0(\theta) + r_1(\theta)q^{-1} + \dots + r_{n_r}(\theta)q^{-n_r} \\ S(q^{-1}, \theta) &= 1 + s_1(\theta)q^{-1} + \dots + s_{n_s}(\theta)q^{-n_s} \end{aligned} \quad (5.4)$$

As constantes n_r e n_s s\u00e3o, respectivamente, a ordem dos polin\u00f4mios $R(q^{-1}, \theta)$ e $S(q^{-1}, \theta)$. Os coeficientes $\{r_i\}$ e $\{s_i\}$ s\u00e3o fun\u00e7\u00f5es fixas do par\u00e2metro incerto θ (fun\u00e7\u00f5es param\u00e9tricas).

De forma similar a estrutura do modelo LPV apresentado no cap\u00edtulo anterior, esta estrat\u00e9gia de controle LPV permite a utiliza\u00e7\u00e3o de fun\u00e7\u00f5es polinomiais nos coeficientes $\{r_i\}$ e $\{s_i\}$. Dessa forma, \u00e9 poss\u00edvel uma depend\u00eancia polinomial entre o par\u00e2metro incerto θ e os coeficientes do controlador LPV, conforme \u00e9 apresentado no conjunto de equa\u00e7\u00f5es (5.5).

$$\begin{aligned} r_i(\theta) &= r_{i1} + r_{i2}\theta + \dots + r_{iN}\theta^{N-1} \\ s_i(\theta) &= s_{i1} + s_{i2}\theta + \dots + s_{iN}\theta^{N-1} \end{aligned} \quad (5.5)$$

Note que quando $N=1$, o controlador resultante possui a mesma estrutura de um controlador discreto a par\u00e2metros fixos, no qual os coeficientes n\u00e3o apresentam depend\u00eancia com um par\u00e2metro incerto.

A estrutura de controle em malha-fechada é representada pela Figura 5.2. A medição em tempo real do parâmetro incerto θ permite a adaptação do controlador de acordo com a variação de θ . A adaptação dos parâmetros do controlador permite garantir a estabilidade e o desempenho do sistema para um domínio maior de condições operacionais, quando comparado a controladores a parâmetros fixos.

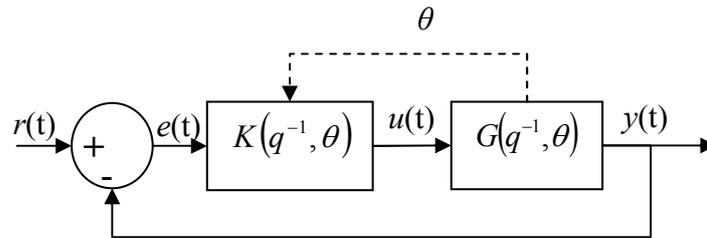


Figura 5.2 – Sistema de controle LPV.

A função de transferência de malha-fechada do sistema de controle LPV da Figura 5.2 é apresentada na equação (5.6):

$$M(s, \theta) = \frac{N(q^{-1}, \theta)}{D(q^{-1}, \theta)} = \frac{B(q^{-1}, \theta)R(q^{-1}, \theta)}{A(q^{-1}, \theta)S(q^{-1}, \theta) + B(q^{-1}, \theta)R(q^{-1}, \theta)} \quad (5.6)$$

Dado o modelo da planta em malha-aberta $G(q^{-1}, \theta)$, o objetivo da estratégia de controle LPV é encontrar os valores dos coeficientes de $K(q^{-1}, \theta)$ tal que o sistema em malha-fechada $M(s, \theta)$ seja estável e que atenda restrições de desempenho para todo $\theta \in \Theta$.

Nesta tese, a estratégia adotada para a determinação dos coeficientes do controlador amortecedor, $K(q^{-1}, \theta)$, da forma descrita na equação (5.3), baseia-se na solução de um conjunto de LMIs. A montagem desse conjunto de LMIs é feita sequencialmente, da seguinte forma: (i) primeiramente, obtém-se um conjunto preliminar de LMIs cuja solução assegura a estabilidade do sistema em malha-fechada; (ii) em seguida, as condições de desempenho são incluídas, ampliando o conjunto original de LMIs; (iii) finalmente, as LMIs resultantes são solucionadas levando-se em conta a dependência paramétrica do tipo polinomial. Essas etapas são detalhadas a seguir.

5.3 CONDIÇÕES DE ESTABILIDADE PARA SISTEMAS DISCRETOS

O requisito fundamental para um sistema de controle com realimentação é a estabilidade do sistema em malha-fechada. Para o caso de funções de transferência polinomiais, a estabilidade é equivalente à localização dos polos do polinômio característico em uma região especificada do plano complexo.

Considerando-se sistemas de tempo discreto, o sistema é assintoticamente estável caso os pólos estejam no interior do círculo unitário do plano z (estabilidade de Schur). Além deste requisito geral, é possível construir condições de estabilidade mais restritas, ou seja, regiões de estabilidade mais específicas. Por exemplo, pode-se especificar subconjuntos do círculo unitário. Esta abordagem é denominada de estabilidade- \mathcal{D} (baseada na denominação em inglês, *d-stability*), a qual determina que um sistema é \mathcal{D} -estável caso os pólos do polinômio característico estejam em uma região \mathcal{D} (Henrion, et al., 2001).

Considere regiões de estabilidade no plano complexo z , na forma (Henrion, et al., 2001):

$$D = \left\{ z \in \mathbb{C} : c_{11} + c_{12}z + c_{21}z^T + c_{22}zz^T = \begin{bmatrix} 1 \\ z \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} c_{11} & c_{21} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ z \end{bmatrix} < 0 \right\} \quad (5.7)$$

O símbolo T significa transposto conjugado. A escolha dos parâmetros c_{11} , c_{21} e c_{22} define a geometria de região de estabilidade considerada. Por exemplo, selecionando-se $c_{11} = -1$, $c_{21} = 0$ e $c_{22} = 1$, obtém-se a região de estabilidade correspondente ao interior do círculo unitário, no plano complexo z . Outras escolhas podem ser feitas para os escalares c_{11} , c_{21} e c_{22} , de modo a se determinar regiões que correspondam a um desempenho dinâmico desejado (Henrion, et al., 2001).

Para o caso de sistemas de tempo discreto, a LMI do Teorema 5.1 é uma condição suficiente e necessária para a estabilidade de uma matriz polinomial discreta.

Teorema 5.1 (Gilbert, et al., 2010). Dado um polinômio discreto central C , o polinômio discreto D é Schur (ou seja, todas as raízes de D estão contidas no interior do círculo unitário do plano complexo z), se existir uma matriz simétrica P , positiva definida, tal que:

$$C^T D + D^T C - F(P) \succeq 0 \quad (5.8)$$

onde \succeq significa matriz positiva semi-definida (uma matriz é dita semi-definida quando todos os seus autovalores são reais e não negativos).

Em (5.8), o polinômio C é denominado polinômio central e está associado à localização alvo desejada para os pólos do sistema em malha-fechada (raízes do polinômio D). Em (5.8), $F(P)$ é uma função associada à escolha dos parâmetros c_{11} , c_{21} e c_{22} que definem a região de estabilidade desejada para o sistema em malha-fechada, sendo expressa na forma (Henrion, 2011):

$$F(P) = c_{11} \Pi_1^T P \Pi_1 + c_{21} \Pi_2^T P \Pi_1 + c_{21}^T \Pi_1^T P \Pi_2 + c_{22} \Pi_2^T P \Pi_2 \quad (5.9)$$

Onde Π_1 e Π_2 são matrizes estruturadas nas formas:

$$\Pi_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & 1 \end{bmatrix}, \quad \Pi_2 = \begin{bmatrix} 1 & & & 0 \\ & \ddots & & \vdots \\ & & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Selecionando-se $c_{11} = -1$, $c_{21} = 0$ e $c_{22} = 1$, na equação (5.9), a função $F(P)$ pode ser expressa na seguinte forma:

$$F(P) = \Pi_2^* P \Pi_2 - \Pi_1^* P \Pi_1 \quad (5.10)$$

Com base no Teorema 5.1, o projeto de um controlador robusto, a parâmetros fixos, pode ser efetuado através da solução de um problema de otimização convexa, o qual possui como principais parâmetros de ajuste os coeficientes do polinômio C , em (5.8).

Nas próximas subseções serão apresentadas algumas extensões da LMI (5.8), nas quais serão consideradas restrições de desempenho e, por fim, o caso LPV.

5.4 DESEMPENHO H_∞

Além do requisito de estabilidade para o sistema de controle, ou seja, posicionar os pólos de malha-fechada em uma região \mathcal{D} do plano complexo, também é desejável que o projeto atenda requisitos de desempenho.

Uma estratégia para lidar com o desempenho em sistemas de controle robusto é a norma H_∞ , a qual é definida como o maior ganho da resposta em frequência do sistema (Pal & Chaudhuri, 2005).

No caso da norma de desempenho H_∞ , é considerado que o polinômio é afetado por uma incerteza não estruturada, na forma de uma incerteza aditiva delimitada por norma:

$$D_\Delta(z) = D(z) + \Delta N(z), \quad \|\Delta\|_\infty \leq \gamma^{-1} \quad (5.11)$$

Onde Δ é uma matriz desconhecida com incertezas não-estruturadas, na qual o máximo valor singular não exceda um dado limiar γ^{-1} .

Através da aplicação do Teorema do Ganho Pequeno (Bhattacharyya, 1995), é possível mostrar que a estabilidade robusta do polinômio D_Δ é equivalente à seguinte restrição de desempenho H_∞ (Gilbert, et al., 2010):

$$\left\| \frac{N}{D} \right\|_\infty < \gamma \quad (5.12)$$

onde γ é um limite superior da norma H_∞ do sistema.

O Teorema 5.2 apresenta uma estratégia que integra a necessidade de estabilidade robusta da LMI (5.8) à restrição de desempenho da norma H_∞ (5.12).

Teorema 5.2. Dado um polinômio estável $C(z)$, a função de transferência $N(z)/D(z)$ é estável e atende a restrição de desempenho H_∞ se existir uma matriz simétrica P e um escalar λ tal que (Gilbert, et al., 2010):

$$\begin{bmatrix} C'D + D'C - F(P) - \lambda C'C & N' \\ N & \lambda \gamma^2 \end{bmatrix} \succ 0 \quad (5.13)$$

Até este ponto ainda não foram consideradas incertezas paramétricas nos modelos utilizados. Dessa forma, a LMI (5.13) pode ser utilizada para o projeto de controladores robustos fixos (sem adaptação) a partir de modelos ARX convencionais (modelos locais).

5.5 SISTEMAS LPV

Suponha agora que os polinômios $N(q^{-1})$ e $D(q^{-1})$ dependem de forma polinomial de um parâmetro $\theta \in \Theta$, tal como:

$$\begin{aligned} N(q^{-1}, \theta) &= \sum_{\alpha \in \mathbb{N}^q} N_{\alpha}(q^{-1}) \theta^{\alpha} \\ D(q^{-1}, \theta) &= \sum_{\alpha \in \mathbb{N}^q} D_{\alpha}(q^{-1}) \theta^{\alpha} \end{aligned} \quad (5.14)$$

Onde $N(q^{-1})$ e $D(q^{-1})$ são polinômios de ordem d . É considerado que o parâmetro θ depende da condição operacional do sistema em malha-aberta e que pode ser medido em tempo real pelo controlador. É assumido que o parâmetro não é variante no tempo, apesar de que é possível atender a esta especificação (Gilbert, 2010). Neste contexto, o objetivo de projeto do controlador LPV é encontrar um controlador que dependa explicitamente do parâmetro θ e que atenda aos requisitos de estabilidade e desempenho para todo $\theta \in \Theta$. A LMI (5.15) parametrizada em θ fica na forma:

$$\begin{bmatrix} C'D(\theta) + D'(\theta)C - F(P) - \lambda C'C & N'(\theta) \\ N(\theta) & \lambda \gamma^2 \end{bmatrix} \underset{-}{\succ} 0 \quad (5.15)$$

A LMI (5.15) possui como variáveis de decisão os parâmetros do controlador, a matriz P e o escalar λ . Um detalhe importante a ser notado é que o parâmetro θ não é uma variável de decisão, e sim uma restrição do problema. Considerando-se que as variáveis de decisão do problema estão reunidas em um vetor k , a LMI (5.15) pode ser expressa na forma:

$$L(k, \theta) = \sum_{\alpha} L_{\alpha}(k) \theta^{\alpha} \underset{-}{\succ} 0 \quad (5.16)$$

O problema agora é encontrar k assegurando que as desigualdades matriciais sejam positivas semidefinidas para todos os valores de θ pertencentes a Θ . Como existem infinitos possíveis valores para θ , a LMI (5.15) (5.16) é equivalente a uma família infinita de LMIs convencionais, portanto, não são tratáveis numericamente. Este é um problema de LMI parametrizada (PLMI, do inglês, *parametrized LMI*), um problema de otimização convexa semi-infinito, o qual é geralmente de difícil solução (Apkarian & Tuan, 2000).

LMI parametrizada é a denominação para uma LMI que depende de um parâmetro incerto. Outra denominação comum para PLMI é LMI robusta. Este tipo de LMI é muito comum em análise e síntese de problemas de controle LPV.

Caso a dependência paramétrica da PLMI seja uma função afim e a região de parâmetros seja um polítopo ou um hipercubo, a solução da PLMI é equivalente a solução de LMIs obtidas nos vértices da região que delimita os parâmetros incertos. Porém, esta abordagem não é válida quando a dependência paramétrica da PLMI é polinomial. Uma forma de encontrar soluções de PLMIs com dependências mais complexas que funções afim, é a utilização de métodos que permitem a transformação de uma PLMI em uma LMI convencional. Estas transformações são denominadas de relaxações (Scherer, 2006).

Nas duas seções seguintes serão apresentadas duas estratégias de relaxação, sendo a primeira baseada em um método de discretização do espaço de parâmetros (Briat, 2008), e a segunda baseada em positividade de polinômios através de decomposição em soma-dos-quadrados (Scherer, 2006)(Scherer & Hol, 2006).

5.6 RELAXAÇÃO BASEADA EM DISCRETIZAÇÃO

O método de discretização (também conhecido como *gridding*) é a forma mais intuitiva e simples de lidar com o problema de LMI semi-infinita. Consiste em discretizar o conjunto de parâmetros incertos, resultando em um problema com um número finito de parâmetros (Apkarian & Adams, 1998)(Briat, 2008).

Considere, por exemplo, o seguinte problema genérico: seja $L(k, \theta)$ uma matriz simétrica real com variáveis de decisão contidas no vetor $k \in X \subset \mathfrak{R}^n$ e com um vetor de parâmetros θ pertencente a um subconjunto compacto $G_\theta \in \mathfrak{R}^N$:

$$\begin{aligned} \text{Resolva:} \quad & L(k, \theta) \succeq 0 \quad \forall \theta \in G_\theta \\ \text{Sujeito a:} \quad & k \in X \end{aligned}$$

Neste problema, o sistema deve ser factível para os infinitos valores de θ contidos em G_θ . A estratégia de discretização propõe simplificar o problema anterior através de uma versão discretizada, na qual $\bar{G}_\theta := \{\theta^1, \dots, \theta^k\}$ é um conjunto de pontos distintos pertencentes a G_θ . Portanto, o problema se reduz à solução de k LMIs, correspondentes aos pontos $\theta^j \in G_\theta \forall j = 1, \dots, k$.

Esta abordagem é baseada na proposta de que discretizando o espaço de parâmetros, existe uma densidade de pontos \bar{G}_θ nos quais a maioria dos pontos críticos (pontos em G_θ para os quais a LMI não é factível em X) são considerados. De fato, para a escolha de uma densidade de pontos adequada, a localização das regiões inactíveis no espaço de parâmetros é uma informação importante. Porém, esta informação não é acessível, visto que o conhecimento das regiões não factíveis é equivalente ao conhecimento da solução factível do respectivo problema. Este paradoxo mostra a dificuldade de se determinar uma densidade de pontos ideal (Briat, 2008).

Uma malha de pontos densa intuitivamente resultaria em uma solução próxima a solução ótima. Porém, este procedimento resulta apenas em uma solução aproximada para a PLMI, por mais densa que a malha de pontos possa ser. Dessa forma, uma solução aproximada não garante que a solução obtida satisfaça a restrição parametrizada para todos os valores do parâmetro θ no conjunto de valores admissíveis (Apkarian & Tuan, 2000).

Outro inconveniente do método é o aumento exponencial do esforço computacional de acordo com o número de pontos da malha discretizada e também com o número de parâmetros incertos.

5.7 RELAXAÇÃO BASEADA EM POSITIVIDADE E SOMA-DOS-QUADRADOS

Encontrar a solução da PLMI $L(k, \theta) \succeq 0$ é equivalente a testar a positividade da PLMI. Checar a positividade global de uma matriz polinomial é um problema NP-difícil (Henrion & Garulli, 2005). O teste de positividade pode ser relaxado verificando se a matriz polinomial $L(k, \theta)$ pode ser escrita como uma soma-de-quadrados (SOS) de polinômios. A grande motivação do uso de técnicas de decomposição SOS é que a verificação se um polinômio é SOS pode ser obtida através de um problema de otimização convexa, especificamente um

problema de programação semidefinida (SDP, do inglês *semidefinite programming*) (Scherer & Weiland, 2005).

Mais detalhes relativos a relaxação de uma PLMI via decomposição SOS podem ser encontrados em Apkarian e Tuan (2000), Scherer e Hol (2006) e Scherer (2006). Um levantamento de importantes trabalhos sobre a aplicação de positividade de polinômios em controle de sistemas é apresentado no livro editado por Henrion e Garulli (2005).

5.7.1 DECOMPOSIÇÃO SOS DE MATRIZES POLINOMIAIS

Nesta subseção será mostrado como verificar se uma dada matriz polinomial é SOS pela solução de um problema de programação semidefinida.

Uma matriz polinomial $S(x)$, $x \in \mathbb{R}^m$, de dimensão p é dita SOS se existir uma matriz polinomial $T(x)$ tal que:

$$S(x) = T(x)^T T(x) \quad (5.17)$$

Esta terminologia é claramente motivada se $S(x)$ for escalar ($p=1$), e $T(x)$ é um vetor coluna de comprimento r . Neste caso, $S(x)$ é igual à soma dos quadrados dos componentes de $T(x)$, $S(x) = \sum_{j=1}^r T_j(x)^2$, ou seja, $S(x)$ é globalmente positiva semidefinida.

Um procedimento computacional para verificar se $S(x)$ é SOS consiste em encontrar as matrizes $X_1 \dots X_r$ na expressão:

$$T(x) = X_1 u_1(x) + \dots + X_r u_r(x) = XU(x) \quad (5.18)$$

$$\text{com } X = [X_1 \dots X_r] \text{ e } U(x) = \begin{bmatrix} Iu_1(x) \\ \vdots \\ Iu_{1r}(x) \end{bmatrix}$$

Onde $u_1(x), \dots, u_r(x)$ são funções com monômios base e I é a matriz identidade. Dessa forma, $S(x)$ pode ser expresso na forma:

$$S(x) = [XU(x)]^T [XU(x)] = U(x)^T (X^T X) U(x) \quad (5.19)$$

O termo $X^T X$ pode ser substituído por $Q = X^T X$.

Teorema 5.3. Dada uma base de monômios $U(x)$, então $S(x)$ é SOS se existir alguma matriz simétrica Q tal que (Scherer, 2006):

$$S(x) = U(x)^T Q U(x) \text{ e } Q \succeq 0 \quad (5.20)$$

Note que o problema (5.20) envolve uma equação afim e uma restrição representada por uma inequação semidefinida. Portanto, checar se $S(x)$ é SOS com respeito a uma dada base de monômios resume-se na solução de uma LMI convencional (um problema de programação semidefinida) (Scherer, 2006).

Para o caso de $S(x)$ e $T(x)$ serem matrizes polinomiais que satisfazem (5.17), nota-se que:

$$d_j(S) = 2d_j(T), \quad \forall j = 1, \dots, p \quad (5.21)$$

Onde $d_j(S)$ ou $d_j(T)$ é o maior expoente de x_j em todos os monômios que são requeridos para representar respectivamente $S(x)$ e $T(x)$. Uma escolha típica para $u_1(x), \dots, u_r(x)$ é a lista de todos os monômios que satisfazem:

$$2d_j(u_v) \leq d_j(S), \quad \forall j = 1, \dots, p \text{ e } v = 1, \dots, r$$

Exemplo 5.1(Löfberg, 2004):

O objetivo deste exemplo é apresentar o procedimento para realizar uma decomposição SOS de uma matriz polinomial $S(x, y) = S$ de dimensão $m \times m$:

$$S = \begin{bmatrix} 1 + x^2 & -x + y + x^2 \\ -x + y + x^2 & 2x^2 - 2xy + y^2 \end{bmatrix}$$

Inicialmente devem-se determinar as seguintes constantes:

- Dimensão da matriz S :

$$m = \text{dimensão}(S) = 2;$$

- Grau de S em x e y :

$$d_j(S) = 2$$

- Com base no valor de $d_j(S)$, determina-se $d_j(T)$:

$$d_j(T) = d_j(S)/2 = 1$$

Para a realização da decomposição $S_{SOS} = U^T Q U$, é necessário montar as matrizes U e Q . Para a montagem da matriz U , é necessária a definição de um vetor u com monômios de ordem igual a $d_j(T)$:

$$u = [1 \quad x \quad y]^T$$

A matriz U resultante é:

$$U = [I \otimes u] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ x & 0 \\ y & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & x \\ 0 & y \end{bmatrix}$$

O próximo passo é a montagem da matriz simétrica Q de dimensão $(v \times m)$:

$$Q = \begin{bmatrix} q_{11} & q_{21} & \cdots & q_{61} \\ q_{21} & q_{22} & \cdots & q_{62} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ q_{61} & q_{62} & \cdots & q_{66} \end{bmatrix}$$

Onde $v = \text{comprimento}(u) = 3$;

A partir de U e Q , forma-se a seguinte decomposição SOS:

$$S_{SOS} = U^T Q U = [I \otimes u]^T Q [I \otimes u]^T$$

$$S_{SOS} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ x & 0 \\ y & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & x \\ 0 & y \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} q_{11} & q_{21} & q_{31} & q_{41} & q_{51} & q_{61} \\ q_{21} & q_{22} & q_{32} & q_{42} & q_{52} & q_{62} \\ q_{31} & q_{32} & q_{33} & q_{43} & q_{53} & q_{63} \\ q_{41} & q_{42} & q_{43} & q_{44} & q_{54} & q_{64} \\ q_{51} & q_{52} & q_{53} & q_{54} & q_{55} & q_{65} \\ q_{61} & q_{62} & q_{63} & q_{64} & q_{65} & q_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ x & 0 \\ y & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & x \\ 0 & y \end{bmatrix}$$

Caso a decomposição S_{SOS} seja exata, a diferença entre os coeficientes das matrizes polinomiais S e S_{SOS} deve ser nula.

$$R = S_{SOS} - S = 0$$

$$R = \begin{bmatrix} r_1 & r_2 \\ r_2 & r_3 \end{bmatrix} = 0$$

Onde:

$$r_1 = -1 - x^2 + q_{11} + 2xq_{21} + 2yq_{31} + x^2q_{22} + 2xyq_{32} + y^2q_{33}$$

$$r_2 = x - y - x^2 + q_{41} + xq_{51} + xq_{42} + yq_{61} + yq_{43} + x^2q_{52} + xyq_{62} + xyq_{53} + y^2q_{63}$$

$$r_3 = -2x^2 + 2xy - y^2 + q_{44} + 2xq_{54} + 2yq_{64} + x^2q_{55} + 2xyq_{65} + y^2q_{66}$$

Selecionando-se apenas os coeficientes dos monômios x e y :

$$s = \begin{bmatrix} q_{11} - 1 \\ 2q_{31} \\ q_{33} \\ 2q_{21} \\ 2q_{32} \\ q_{22} - 1 \\ q_{41} \\ q_{43} + q_{61} - 1 \\ q_{63} \\ q_{51} + q_{42} + 1 \\ q_{62} + q_{53} \\ q_{52} - 1 \\ q_{44} \\ 2q_{64} \\ q_{66} - 1 \\ 2q_{54} \\ 2q_{65} + 2 \\ q_{55} - 2 \end{bmatrix}$$

Os coeficientes da matriz Q podem ser determinados a partir de um problema de programação semidefinida com as seguintes restrições:

$$Q \succeq 0 \quad e \quad s = 0$$

Com a utilização do SeDuMi(Sturm, 1999) foi obtida a seguinte solução (valores arredondados para simplificar a exibição):

$$Q = \begin{bmatrix} 1,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & -1,0 & 1,0 \\ 0,0 & 1,0 & 0,0 & 0,0 & 1,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 \\ -1,0 & 1,0 & 0,0 & 0,0 & 2,0 & -1,0 \\ 1,0 & 0,0 & 0,0 & 0,0 & -1,0 & 1,0 \end{bmatrix}$$

Os autovalores de Q são:

$$-0.0000000000000066, 0.0000000000000009, 0.00000000000000354, \\ 0.00000000000000416, 1.381966011249561 \text{ e } 3.618033988749276.$$

A fim de avaliar o desempenho da decomposição, calcula-se a diferença entre S e $U^T Q U$:

$$S - U^T Q U = \begin{bmatrix} -0.199396 \\ -0.121566482 \\ 0.28644354 \\ -0.04203488 \\ 0.0613472272 \\ -0.165312208366686 \\ 0.123782104479908 \\ -0.213162820728030 \\ 0.079373622499610 \\ 0.215716333684668 \\ -0.162711876106353 \\ -0.363931107472126 \\ 0.108769749322965 \\ -0.084848298534434 \\ -0.165978342181461 \\ -0.005918342171220 \\ 0.421440660147709 \\ -0.312860848339369 \end{bmatrix} 10^{-12}$$

Teoricamente a operação $S - U^T Q U$ deve resultar em uma matriz com coeficientes iguais a zero e a matriz Q deve ser positiva semi-definida (todos os autovalores devem ser não negativos). Porém, na prática, este resultado exato não é viável, visto que todos os programas resolvedores (*solvers*) usam aritmética de ponto flutuante (precisão finita), a qual está sujeita a erros de arredondamento. Portanto, é muito raro, exceto para exemplos acadêmicos inventados, encontrar uma decomposição com uma matriz Q definida positiva e que possua uma diferença nula entre S e $U^T Q U$. Dessa forma, a solução do Exemplo 5.1 resultou em uma matriz Q que possui um autovalor negativo muito pequeno e a operação $S - U^T Q U$ resulta em valores próximos de zero.

Em princípio, a decomposição SOS não tem valor teórico como um certificado para a não negatividade, a menos que uma pós-análise adicional seja realizada. O módulo SOS do YALMIP (Löfberg, 2009) possui recursos de processamento numérico para assegurar que a matriz Q é positiva semidefinia, ou seja, a positividade da matriz polinomial S .

5.7.2 DECOMPOSIÇÃO SOS DE PLMIS DESCRITAS EM CONJUNTOS SEMI-ALGÉBRICOS

Na seção anterior foi considerado o problema de verificar se uma dada matriz polinomial é positiva definida. Esta seção apresenta uma técnica que permite verificar a positividade diante de restrições.

Considere uma matriz polinomial $S(\theta)$ parametrizada em θ , cujo parâmetro é descrito implicitamente por:

$$\Theta = \{\theta : g_1(\theta) \geq 0, \dots, g_r(\theta) \geq 0\} \quad (5.22)$$

onde $g_1(\theta), \dots, g_r(\theta)$ são funções reais e lineares parametrizadas em θ .

Para o caso de uma PLMI $L(k, \theta) \succeq 0$ dependente de um vetor de parâmetros incertos θ , contidos em um conjunto $g_i(\theta) \geq 0$, o problema consiste em encontrar matrizes $S_i(\theta)$ tal que $L(k, \theta) \succeq \sum g_i(\theta) S_i(\theta)$. A positividade de $L(k, \theta) - \sum g_i(\theta) S_i(\theta) \succeq 0$ pode ser relaxada por uma formulação SOS (Löfberg, 2009).

Com base na Dualidade Fraca de Lagrange, $L(k, \theta) \succ 0$ possui solução para todo $\theta \in \Theta$, caso existam multiplicadores de lagrange matriciais positivos semi-definidos S_1, \dots, S_r , tal que (Scherer, 2006):

$$L(k, \theta) - (S_1 g_1(\theta) + \dots + S_r g_r(\theta)) \text{ é SOS} \quad (5.23)$$

A fim de se obter mais liberdade na busca das matrizes S_r , as mesmas são configuradas como funções polinomiais de θ , ou seja, $S_1(\theta) \dots S_r(\theta)$. Para garantir que os multiplicadores sejam positivos semi-definidos, os mesmos são restritos a serem matrizes SOS, na forma da equação (5.20). Dessa forma, $L(k, \theta) \succ 0$ possui solução caso as matrizes $S_1(\theta) \dots S_r(\theta)$ sejam SOS, tal que (Scherer, 2006):

$$L(k, \theta) - (S_1(\theta)g_1(\theta) + \dots + S_r(\theta)g_r(\theta)) \text{ é SOS} \quad (5.24)$$

Teorema 5.4. Suponha que $L(k, \theta) \succ 0$ seja equivalente a $L(k, \theta) \succeq 0$, existe k tal que $L(k, \theta) \succ 0$ para todo $\theta \in \Theta$ se e apenas se existirem matrizes polinomiais $S_i(\theta)$ na forma de soma-dos-quadrados (SOS, do inglês *sum-of-squares*) tal que (Gilbert, et al., 2010):

$$L(k, \theta) = S_0(\theta) + \sum_{i=1}^{r+1} g_i(\theta)S_i(\theta) \quad (5.25)$$

A discrepância entre a inequação estrita do Teorema 5.4 e a inequação não-estrita (5.15) não são numericamente relevantes. Portanto, $L(k, \theta) \succ 0$ pode ser escrito como $L(k, \theta) \succeq \varepsilon I$, para um escalar ε arbitrário positivo e pequeno (Gilbert, et al., 2010).

Em termos de implementação, a restrição $L(k, \theta) \succ 0$ é uma combinação linear de matrizes polinomiais SOS que podem ser expressos em uma LMI, logo que a ordem dos multiplicadores SOS é fixa. Então, as variáveis de decisão do problema de otimização são as variáveis contidas no vetor k e também as matrizes dos multiplicadores SOS. Aumentando a ordem dos multiplicadores SOS, é obtida uma hierarquia de LMI parametrizadas de tamanho crescente, a partir das quais é garantida que a solução do problema é equivalente, assintoticamente, à solução da LMI parametrizada (5.15).

5.8 ALGORITMO DE PROJETO DO ESP LPV

O algoritmo de projeto do controlador LPV foi implementado no programa MATLAB versão 7.6.0 (R1008a), em conjunto com duas ferramentas (*toolbox*): YALMIP e SeDuMi.

O YALMIP é um pacote gratuito que facilita a modelagem de problemas avançados de otimização no MATLAB (Löfberg, 2004). Ele pode ser usado em diversas situações, como por exemplo, em problemas de programação linear, programação inteira e mista, desigualdades matriciais bilineares e em problemas de programação semi-definida, onde as LMIs se encaixam. O YALMIP também possui um módulo para a modelagem e solução de problemas envolvendo matrizes SOS(Löfberg, 2009).

Além das funcionalidades para implementação de problemas de programação matemática, outra grande vantagem do YALMIP é que os problemas resultantes podem ser resolvidos por diversos programas de otimização, tais como SeDuMi, SDPT3, dentre outros. A interface entre o programa implementado pelo usuário e as regras de sintaxe de um determinado *solver* é realizada automaticamente pelo YALMIP.

Neste trabalho, as LMIs geradas pelo YALMIP foram resolvidas numericamente com o programa SeDuMi (Sturm, 1999). Esse pacote é um *solver* para problemas de programação semi-definida (LMI).

Em seguida são apresentados os passos do algoritmo de projeto do ESP LPV.

Algoritmo 5.1 – Síntese dos parâmetros do ESP LPV

Passo 1: Estimação do modelo LPV

O primeiro passo do algoritmo de projeto do ESP LPV é a determinação dos polinômios $B(q^{-1}, \theta)$ e $A(q^{-1}, \theta)$ do modelo LPV do sistema. Esta etapa é realizada pelos algoritmos LMS ou P-LMS apresentados no capítulo anterior deste trabalho. O desempenho do controlador LPV depende diretamente da qualidade do modelo LPV identificado.

Além dos valores dos coeficientes $\{b_i\}$ e $\{a_j\}$, também é necessário informar ao algoritmo os valores onde os parâmetros do vetor θ estão confinados. Para fins de implementação, os parâmetros incertos θ_i são declarados no programa como variáveis simbólicas do YALMIP, porém não são variáveis de decisão do problema.

Passo 2: Parâmetros de entrada

A próxima etapa é a determinação dos seguintes parâmetros de entrada do algoritmo de projeto do controlador LPV:

- Ordem dos polinômios $R(q^{-1}, \theta)$ e $S(q^{-1}, \theta)$, respectivamente as constantes n_r e n_s ;
- Ordem das funções bases $\{r_i\}$ e $\{s_j\}$, a constante N ;
- Desempenho H_∞ : a constante γ ;
- Definição do polinômio central $C(q^{-1})$.

Passo 3: Cálculos iniciais

Com base nas constantes n_r e n_s , que definem a ordem dos polinômios do controlador, e da constante N , que define a ordem da dependência no parâmetro incerto θ , são montados os polinômios $R(q^{-1}, \theta)$ e $S(q^{-1}, \theta)$ do controlador. Os coeficientes são modelados como variáveis de decisão simbólicas do YALMIP (variáveis do tipo *sdpvar*) (Löfberg, 2004).

A partir dos polinômios do modelo da planta, $B(q^{-1}, \theta)$ e $A(q^{-1}, \theta)$, e os polinômios do controlador, $R(q^{-1}, \theta)$ e $S(q^{-1}, \theta)$, determinam-se os polinômios $N(q^{-1}, \theta)$ e $D(q^{-1}, \theta)$ da função de transferência de malha-fechada:

$$\frac{N(q^{-1}, \theta)}{D(q^{-1}, \theta)} = \frac{B(q^{-1}, \theta)R(q^{-1}, \theta)}{A(q^{-1}, \theta)S(q^{-1}, \theta) + B(q^{-1}, \theta)R(q^{-1}, \theta)}$$

Note que como os polinômios do controlador e da planta são do tipo *sdpvar*, logo os polinômios de malha-fechada $N(q^{-1}, \theta)$ e $D(q^{-1}, \theta)$ também serão *sdpvar*.

Em seguida, calcula-se a função $F(P) = \Pi_2^* P \Pi_2 - \Pi_1^* P \Pi_1$, onde Π_1 e Π_2 são matrizes na forma:

$$\Pi_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & 1 \end{bmatrix}, \quad \Pi_2 = \begin{bmatrix} 1 & & 0 \\ & \ddots & \vdots \\ & & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

e a matriz P de dimensão $d \times d$, sendo d a ordem de $C(q^{-1})$, é composta por variáveis de decisão simbólicas do YALMIP (*sdpvar*).

Passo 4: Montagem da LMI robusta

De posse dos polinômios $N(q^{-1}, \theta)$ e $D(q^{-1}, \theta)$ da função de transferência de malha-fechada, dos polinômios do controlador $R(q^{-1}, \theta)$ e $S(q^{-1}, \theta)$, do polinômio central $C(q^{-1})$, da função $F_d(P)$ e da constante γ , a LMI robusta é montada:

$$L(k, \theta) = \begin{bmatrix} C'D(\theta) + D'(\theta)C - F_d(P) - \lambda C'C & N'(\theta) \\ N(\theta) & \lambda \gamma^2 \end{bmatrix} \succeq 0$$

A LMI possui como variáveis de decisão os coeficientes dos polinômios do controlador, a matriz P e o escalar λ .

Passo 5: Relaxação da LMI robusta

De acordo com o Teorema 5.4, a solução da PLMI $L(k, \theta)$ pode ser obtida através da seguinte relaxação:

$$L(k, \theta) = S_0(\theta) + \sum_{i=1}^{r+1} g_i(\theta) S_i(\theta) \succeq 0$$

O primeiro passo para montar a relaxação é compor as funções $g_i(\theta)$, que delimitam o espaço composto pelos possíveis valores dos parâmetros incertos θ . Para o caso do vetor de parâmetros incertos θ possuir apenas um elemento, pode-se escolher o seguinte par de inequações:

$$\begin{aligned} g_1(\theta_1) &= \text{Máximo} - \theta_1 \geq 0 \\ g_2(\theta_1) &= \theta_1 - \text{Mínimo} \geq 0 \end{aligned}$$

os quais delimitam o parâmetro em um valor máximo e um mínimo.

Em seguida, é necessário compor as matrizes $S_i(\theta)$, que são matrizes SOS. Dessa forma, são matrizes na forma:

$$S(\theta) = U(\theta)^T Q U(\theta) \text{ e } Q \succeq 0$$

Portanto, é necessário definir a matriz $U(\theta)$, compostos por monômios de θ . conforme a equação (5.20). Por exemplo, para $\theta = [\theta_1, \theta_2]$, possíveis escolhas para os vetores u ($U = [I \otimes u]$) seriam:

$$1^{\text{a}} \text{ ordem: } U(\theta) = [1 \quad \theta_1 \quad \theta_2]$$

$$2^{\text{a}} \text{ ordem: } U(\theta) = [1 \quad \theta_1 \quad \theta_2 \quad \theta_1\theta_2 \quad \theta_1^2 \quad \theta_2^2]$$

As matrizes Q_i são compostas por variáveis de decisão do YALMIP, na forma:

$$Q_i = \begin{bmatrix} q_{11} & \cdots & q_{1d} \\ \vdots & \ddots & \\ q_{1d} & \cdots & q_{dd} \end{bmatrix}$$

onde d é igual a dimensão de $L(k, \theta)$.

Após a composição dos vetores de monômios e as matrizes Y , podem-se montar as matrizes $S_i(\theta)$, conforme:

$$S(\theta) = U(\theta)^T Q U(\theta) = \begin{bmatrix} Iu_1(\theta) \\ \vdots \\ Iu_{1r}(\theta) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} q_{11} & \cdots & q_{1d} \\ \vdots & \ddots & \\ q_{1d} & \cdots & q_{dd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Iu_1(\theta) \\ \vdots \\ Iu_{1r}(\theta) \end{bmatrix}$$

O módulo SOS do YALMIP permite lidar com problemas envolvendo restrições SOS. Os dois principais comandos são (Löfberg, 2004):

$F = \text{sos}(X)$ - define em uma restrição F , que a matriz X é SOS;

$H = \text{solvesos}(F)$ – encontra uma solução para o problema F e armazena em H .

Dessa forma, a relaxação de $L(k, \theta)$ é formulada, com o uso do módulo SOS do YALMIP, da seguinte forma:

$$F = [\text{sos}(L - (S_0 + g_1 S_1 + g_2 S_2)), \text{sos}(S_0), \text{sos}(S_1), \text{sos}(S_2), \text{sos}(P)]$$

onde $L = L(k, \theta)$. A solução é obtida a partir do comando `solvesos(F)`.

Fim do Algoritmo 3

5.9 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentada a técnica de controle LPV utilizada no projeto do ESP robusto investigado neste trabalho. O ESP LPV consiste de uma função de transferência pulsada na qual os coeficientes dos polinômios do numerador e denominador dependem de forma polinomial de uma variável externa, que no caso deste trabalho é o sinal de potência ativa do gerador.

A síntese do controlador LPV consiste de um problema de otimização na forma de uma LMI robusta. Para ser possível encontrar uma solução do problema através de um conjunto finito de LMIs, a LMI robusta foi relaxada via o método de decomposição em soma de quadrados. A estratégia de controle foi implementada em um programa no ambiente Matlab.

Nos capítulos 8 e 9, o desempenho da estratégia de controle LPV será avaliada experimentalmente através de testes do ESP LPV em um sistema de geração em escala reduzida e em uma unidade geradora da UHE de Tucuruí.

CAPÍTULO 6 – DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA EMBARCADO DO ESP LPV

6.1 INTRODUÇÃO

Nesta seção da tese é apresentado o desenvolvimento do sistema digital microprocessado no qual foi implementado o ESP LPV. São apresentados os detalhes relativos ao projeto e implementação tanto dos sistemas de *hardware* quanto de *software*.

O sistema desenvolvido é classificado como um sistema embarcado, pois é um sistema computacional desenvolvido para realizar funções específicas em uma determinada aplicação (Noergaard, 2005). Dessa forma, os recursos de *hardware* e *software* são limitados à necessidade da aplicação, o que não ocorre com um computador de uso geral, como os computadores pessoais.

O sistema embarcado (ou módulo digital) desenvolvido possui basicamente os seguintes recursos de *hardware*: aquisição e geração de sinais analógicos, comunicação serial e interface com o usuário. Com relação ao programa embutido no microcontrolador (*firmware*), o sistema possui funcionalidades para processamento digital de sinais, execução de algoritmos de controle digital, geração de sinais de teste, comunicação com computador, dentre outras.

O desempenho do sistema embarcado foi avaliado tanto em ambiente de laboratório, durante a execução dos testes experimentais que serão apresentados na seção de resultados desta tese (capítulos 8 e 9). Os testes de campo de um ESP digital fixo e de um ESP Adaptativo em um unidade geradora da UHE de Tucuruí estão documentados respectivamente em (Nogueira, et al., 2011.b) e (Nogueira, et al., 2011.c). Um sistema embarcado baseado na mesma plataforma de *hardware* e *software* foi desenvolvido para testes de campo de um regulador de velocidade digital em uma unidade geradora da Usina Hidrelétrica de Curuá-Una (Nogueira, et al., 2010). Ambos os trabalhos de campo apresentaram excelentes resultados.

O desenvolvimento dos protótipos foi realizado no Laboratório de Automação e Controle de Sistemas Elétricos de Potência (LACSPOT) da UFPA, o qual dispõe de instrumentos de medição, geração de sinais, soldagem, prototipagem de placas de circuito impresso (PCI) e gravadoras de microcontroladores. Também possui ferramentas de *software* para a simulação de circuitos eletrônicos, *design* de placas de circuito impresso e compiladores para a programação de microcontroladores.

6.2 DESENVOLVIMENTO DO SUBSISTEMA DE *HARDWARE* DO ESP LPV

O *hardware* do módulo digital desenvolvido para implementação do controle amortecedor é ilustrado no diagrama em blocos da Figura 6.1.

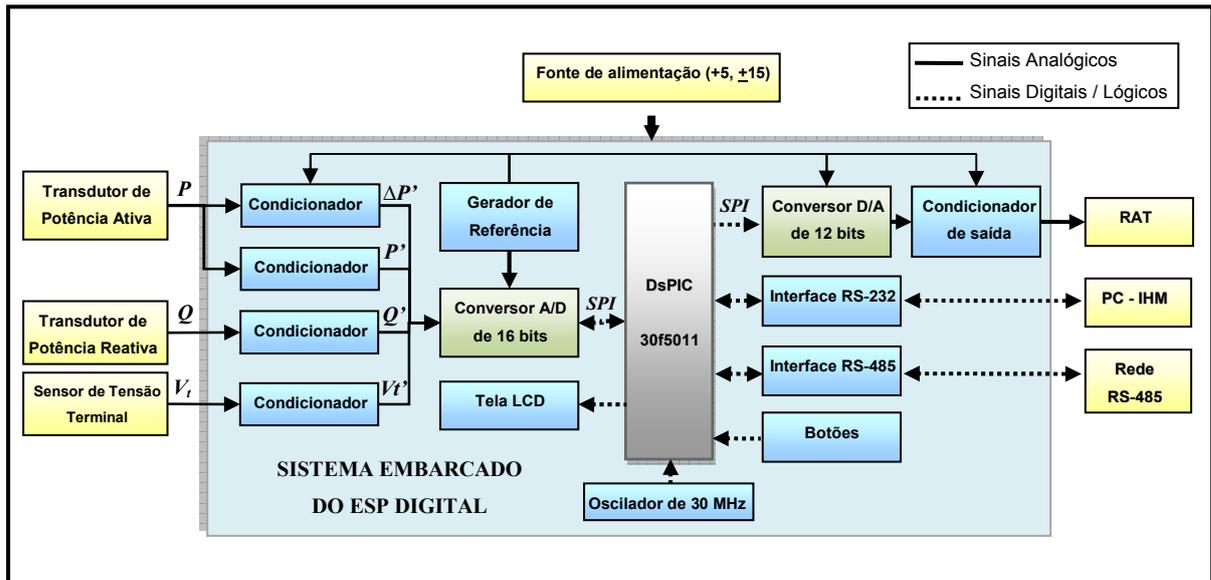


Figura 6.1 - Diagrama em blocos simplificado do *hardware* do módulo digital.

O processamento digital do sistema embarcado é realizado por um controlador de sinais digitais (DsPIC 30f5011), que pode ser programado em linguagem C, o que facilita consideravelmente o desenvolvimento e incorporação de novas funcionalidades ao controlador.

O sistema embarcado possui quatro entradas analógicas, as quais são utilizadas para adquirir os sinais de potência ativa (P), desvio de potência ativa (ΔP), potência reativa (Q) e tensão terminal (V_t). Cada um dos canais analógicos de entrada possui um circuito de condicionamento para limitar a banda de frequência dos sinais e também de adequar os níveis de tensão dos sinais medidos para não ultrapassar os limites do conversor A/D (ADS-8345).

O sinal analógico de saída é gerado a partir de um conversor digital-analógico (D/A) de 12 bits (MCP 4921). O sinal de saída do conversor D/A é processado por um circuito de condicionamento para adequação de níveis de tensão.

A troca de informações do sistema com outros dispositivos é realizada através de portas de comunicação serial RS-232 e RS-485. Durante os ensaios experimentais, o sistema

pode ser conectado a um computador pessoal (PC, do inglês, *personal computer*), com um programa de interface homem-máquina (IHM), possibilitando o armazenamento e monitoramento dos dados de entrada e saída da planta. A parametrização do controlador digital pode ser realizada com o auxílio da IHM, ou através de um teclado e uma tela LCD embutidos no próprio *hardware* do controlador embarcado. A interface de comunicação RS-485 permite a comunicação do sistema em redes industriais, tal como MODBUS RTU.

A Figura 6.2 mostra o gabinete do módulo digital do ESP desenvolvido neste trabalho.



Figura 6.2 - Módulo digital para aquisição, identificação e controle.

6.2.1 CONDICIONAMENTO DOS SINAIS DE ENTRADA ANALÓGICOS P , Q E V_T

Os canais de entrada analógicos utilizados para a aquisição dos sinais de potência ativa (P), potência reativa (Q) e tensão terminal (V_t), são idênticos. O circuito condicionador do sinal de desvio de potência ativa (ΔP) possui algumas diferenças, as quais serão apresentadas na próxima seção. Portanto, nesta seção são apresentados os circuitos relativos aos condicionadores dos sinais P , Q e V_t .

Os circuitos condicionadores possuem as seguintes funções:

- Casamento de impedâncias;
- Filtragem para redução de ruídos e evitar efeito de subamostragem (*aliasing*);
- Adequação dos níveis de tensão do sinal de entrada (máximo de $\pm 10 V_{DC}$) para valores na faixa de operação do conversor A/D ($0-5 V_{DC}$);

- Limitação de tensão para proteção das portas de entrada do conversor A/D.

A Figura 6.3 apresenta uma representação em forma de diagrama de blocos do circuito condicionador. A fim de implementar as funcionalidades citadas, o circuito condicionador é formado pelos seguintes estágios: seguidor de tensão (*buffer*) com resistor de *pull-down*, filtro passa-baixas ativo, amplificador de diferenças e limitador de tensão.

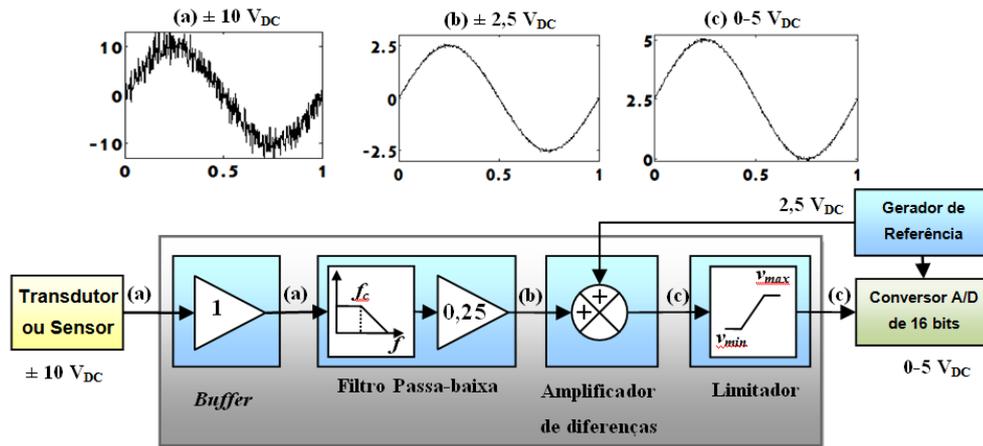


Figura 6.3 – Diagrama em blocos representativo do circuito condicionador (P , Q e V_T).

O esquemático do circuito desenvolvido para a entrada analógica 3 está ilustrado na Figura 6.4 (as entradas 1 e 2 são idênticas). Note que o sinal de entrada é aplicado no ponto EA3 (entrada analógica 3) e o sinal analógico processado está disponível no ponto VO3. Existe também uma entrada auxiliar denominada VREF, na qual é aplicado um sinal de 2,5 V_{DC} proveniente do gerador de tensão de referência.

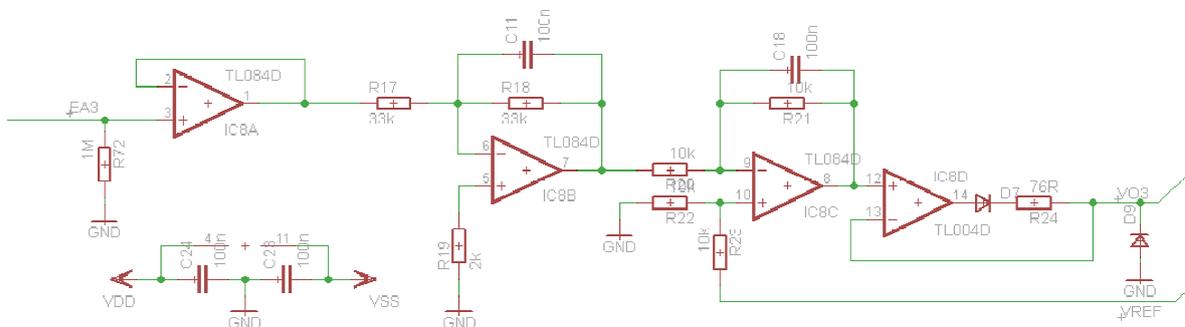


Figura 6.4 - Esquemático do circuito condicionador (P , Q e V_T).

Resistor de pull-down

A função do resistor de *pull-down* é de assegurar que a entrada esteja no nível de tensão 0 V quando não houver nenhum sinal conectado a respectiva entrada analógica. Geralmente utiliza-se valores altos de resistência, pois quanto maior a resistência, menor a influência do resistor de *pull-down* no sinal conectado à entrada analógica. No sistema desenvolvido, utilizou-se um resistor de 1 M Ω .

Buffer

O *buffer* ou seguidor de tensão é um amplificador não-inversor de ganho unitário, que possui as características de alta impedância de entrada, na ordem de mega Ohms, e baixa impedância de saída, na ordem de Ohms. Estas características, muito desejáveis, permitem a utilização desse circuito como um transformador ou isolador de impedâncias para conectar um estágio com alta impedância de saída a um estágio de baixa impedância de entrada.

Filtro Passa-baixas Ativo

O filtro passa-baixas ativo de 1ª ordem, exibido na Figura 6.5, é um circuito utilizado para limitar a banda de frequência de um sinal analógico, para fins de redução de ruído e evitar o efeito de subamostragem (*aliasing*) em sistemas eletrônicos de processamento que envolvem conversão A/D. Possui baixa impedância de saída e impedância de entrada igual a R_1 , sua frequência de corte f_c e seu ganho G_f são dadas pelas Equações (6.1) e (6.2).

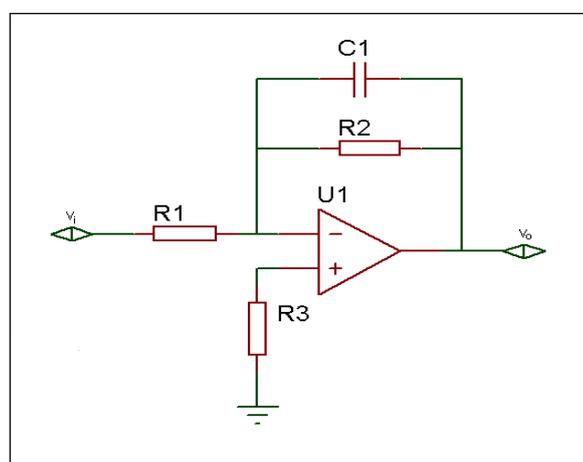


Figura 6.5 - Filtro passa-baixas ativo de primeira ordem.

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (6.1)$$

$$G_f = -\frac{R_2}{R_1} \quad (6.2)$$

O resistor R_3 , na topologia do circuito exibido na Figura 6.5, conectado entre o terra e sua entrada não inversora, tem a função de diminuir efeitos de offset e é dimensionado de acordo com a restrição (6.3).

$$R_3 \leq R_1 // R_2 \quad (6.3)$$

O valor da frequência de corte do filtro foi escolhido de acordo com o intervalo de amostragem do conversor A/D, que é de 50 ms (20 Hz). Foi especificada uma f_c cinco vezes menor que a frequência de amostragem, ou seja, 4 Hz. Este valor está adequado para a aplicação, visto que os modos de oscilação eletromecânica estão em uma faixa de frequências inferior a 4 Hz. Dessa forma, de acordo com a equação (2.1), foi utilizado $R_2 = 3,9 \text{ k}\Omega$ e $C_1 = 10 \text{ }\mu\text{F}$, resultando em uma f_c teórica de 4,082 Hz.

Além de filtrar o sinal de entrada, o filtro também tem a função de reduzir o sinal em $\frac{1}{4}$, ou seja, o sinal de entrada que pode excursionar entre $\pm 10 \text{ Vdc}$ deve estar na saída do filtro em uma faixa de $\pm 2,5 \text{ Vdc}$. Portanto, o ganho do filtro é configurado para 0,25. De acordo com a Equação (2.2), o valor resultante de R_1 é de 15,6 k Ω .

O valor de resistência equivalente de R_1 em paralelo com R_2 é de 3,12 k Ω . Dessa forma, de acordo com a restrição (6.3), foi escolhido um resistor R_3 igual a 2,7 k Ω .

Amplificador de Diferenças

O amplificador de diferenças, exibido na Figura 6.6, é um circuito ativo que amplifica a diferença entre seus dois sinais de entrada v_1 e v_2 . Sua impedância de saída é baixa e sua impedância de entrada, para $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, é dada por $2R_1$. Sua tensão de saída, considerando todos os resistores, que o constituem, também iguais, é dada pela equação (6.4).

$$v_o = -(v_2 - v_1) \quad (6.4)$$

A função deste estágio no circuito de condicionamento é deslocar o sinal de saída do filtro de valores entre de $\pm 2,5$ Vdc para valores na faixa de 0 a 5 Vdc (faixa operacional do conversor A/D). Para isto, o amplificador de diferenças desloca positivamente o sinal filtrado de 2,5V, nível de tensão proveniente de um gerador de referência (MCP1525). Os resistores do amplificador de diferenças devem ser todos iguais a qualquer valor de resistência. Foram utilizados resistores de precisão de 3,3 k Ω . Para atenuar ruídos de alta frequência na saída do amplificador de diferenças, foi inserido um capacitor de 100 nF em paralelo com o resistor de realimentação.

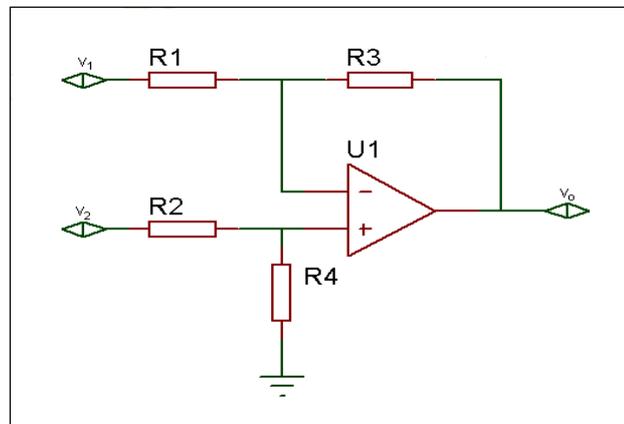


Figura 6.6 - Amplificador de diferenças.

Todos os amplificadores operacionais utilizados nos circuitos condicionadores foram alimentados com uma fonte de alimentação de ± 15 V, a qual evita saturação quando estes sinais medidos alcançarem seus extremos.

Circuito Limitador de Tensão

O circuito da Figura 6.7 (Nascimento Filho, 2011), é um circuito limitador utilizado para proteger a entrada analógica do conversor A/D caso seja aplicado um sinal maior que ± 10 V_{dc} na entrada do respectivo canal de entrada analógica.

Quando a entrada de tensão V_i do circuito da Figura 6.7 é positiva e menor que a tensão do zener D_2 , o diodo D_1 entra em condução estabelecendo uma realimentação negativa fazendo o circuito funcionar como um seguidor de tensão, onde a entrada de tensão V_i deve

superar a soma das quedas de tensão sobre o diodo D_1 e o resistor R_4 dividida pelo ganho do amplificador operacional para que o circuito entre em funcionamento, ou seja, para o circuito entrar em funcionamento V_i deve superar uma tensão desprezível.

Porém, quando V_i é negativo, o diodo D_1 é polarizado reversamente fazendo com que não passe corrente pelo resistor R_5 e a tensão de saída V_o permaneça em 0 V. Por outro lado, quando V_i é superior à tensão do zener, a tensão de saída V_o é ceifada na tensão do zener e o circuito passa a funcionar como comparador saturado positivamente, pois a tensão V_o é seu limiar.

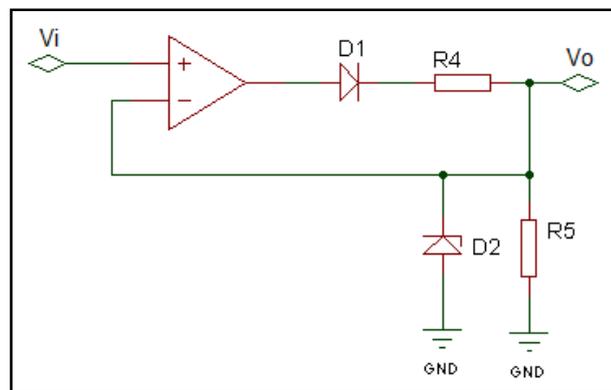


Figura 6.7 - Circuito limitador de precisão (Nascimento Filho, 2011).

As entradas analógicas do conversor A/D de 16 bits suportam tensões de entrada de -0.3 até 5.5 Vdc sem ser danificada.

Portanto, selecionou-se para o diodo zener D2 o componente comercial 1N4733, pois sua tensão de regulação é $V_z = 5,1V$. Para o diodo D1, escolheu-se e o diodo 1N4148, pois trabalha com sinais de chaveamento rápidos, possui queda direta de tensão máxima de 1V e máxima tensão reversa de 75V.

Em seguida, dimensionou-se R_5 como $10k\Omega$ para que seja drenada uma corrente pequena do amplificador operacional, quando o diodo D1 do circuito da Figura 6.7 entrar em condução.

Como o circuito da Figura 6.7 funciona como um comparador em cascata com um regulador de tensão a zener (circuito formado por R_4 e D2), dimensiona-se R_4 de acordo com a inequação (6.5), conforme (Sedra & Smith, 2000).

$$\frac{V_{smax} - V_z}{I_{zmax}} < R_4 < \frac{V_{smin} - V_z}{I_{zmin} + I_{Lmax}} \quad (6.5)$$

Desta forma, como a tensão sobre o resistor de carga na saída do transdutor de corrente da LEM, que corresponde à sua capacidade máxima de medição de corrente, isto é, 50A, é 7,27V, adota-se $V_{s_{max}} = 7,27V$ (tensão máxima da fonte de sinal). Então, como a tensão máxima suportada pela entrada analógica do conversor A/D é 5.5V, define-se $V_{s_{min}} = 5,5V$ (tensão mínima da fonte de sinal).

Em seguida, de acordo com a folha de dados do diodo zener, define-se $I_{z_{min}}$ como a sua corrente de joelho (1mA) e $I_{z_{max}}$ como sua corrente máxima de regulação (178mA).

Como a corrente máxima drenada pela entrada analógica do conversor A/D do dsPIC, conforme sua folha de dados, é $300\mu A$ e a corrente no resistor R5 é $510\mu A$ quando a tensão de entrada V_i é maior que a tensão do zener, tem-se $I_{L_{max}} = 810\mu A$ como corrente máxima de carga para o circuito limitador.

Logo, obtém-se

$$12,19\Omega < R_4 < 220,99\Omega \quad (6.6)$$

Conforme a faixa de valores possíveis para R4 expressa na desigualdade (6.6), selecionou-se $R_4 = 180\Omega$.

6.2.2 CONDICIONAMENTO DO SINAL DE DESVIO DE POTÊNCIA ATIVA ΔP

O circuito de medição do sinal de desvio de potência ativa é similar ao circuito de condicionamento apresentado na Seção 7.2.1. A principal diferença é a inclusão de um filtro passa altas ativo de 1ª ordem (filtro *washout*) entre o filtro passa-baixas e o amplificador de diferenças, conforme é ilustrado na Figura 6.8. Este filtro tem a função de eliminar a componente DC do sinal de potência ativa, resultando assim apenas nos desvios. É a partir deste sinal que o controlador do ESP digital adquire as oscilações eletromecânicas observáveis no sinal de potência ativa da unidade geradora.

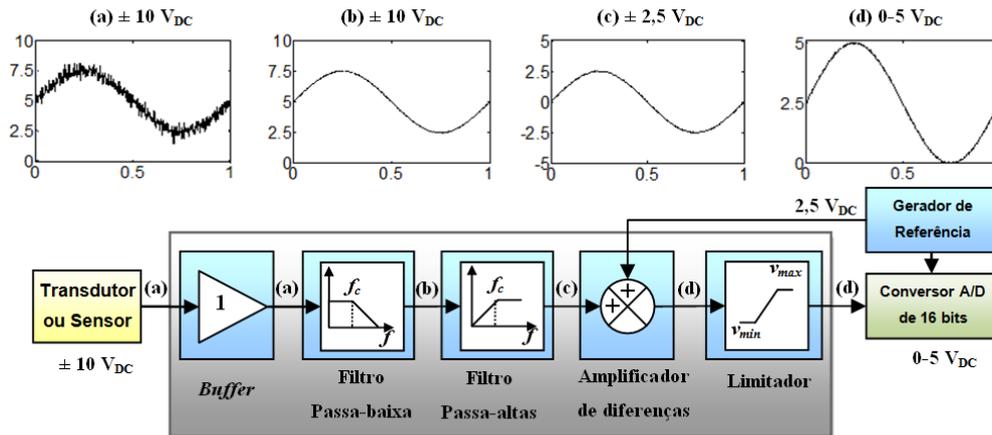


Figura 6.8 - Diagrama em blocos representativo do circuito condicionador de ΔP .

Outra diferença é o ganho do filtro passa-baixas, que neste caso é unitário. Como as variações na potência ativa são pequenas, o que gera pequenos desvios na tensão de saída do transdutor de potência, não foi necessário atenuar o sinal. Dessa forma, a escala do conversor A/D é melhor aproveitada, aumentando assim a relação sinal-ruído do sinal adquirido.

A frequência de corte do filtro passa altas de 1ª ordem implementado é calculada por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad (6.7)$$

E o ganho é calculado pela equação:

$$G_f = -\frac{R_2}{R_1} \quad (6.8)$$

O esquemático do condicionador do sinal ΔP está ilustrado na Figura 6.9. O sinal de entrada é aplicado no ponto EA1 e o sinal analógico processado está disponível no ponto VO1.

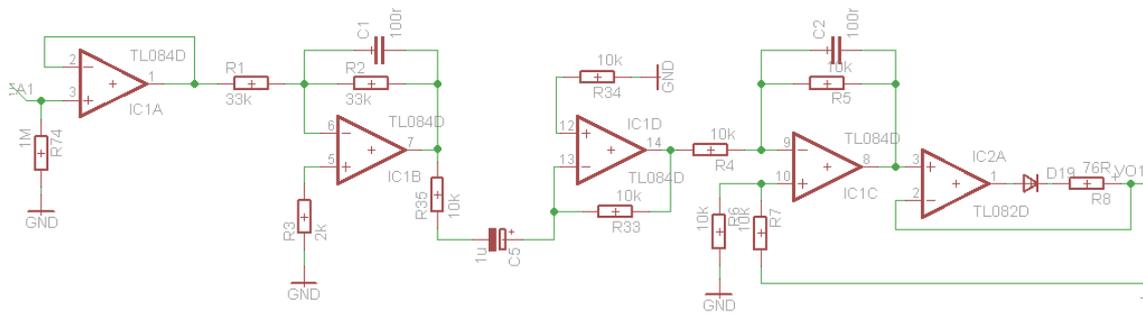


Figura 6.9 - Esquema do circuito condicionador de ΔP .

6.2.3 CIRCUITO CONDICIONADOR DO SINAL DE SAÍDA ANALÓGICO

O circuito condicionador do sinal de saída analógico realiza a adequação do nível de tensão de saída do conversor D/A, que é de 0 a $5 V_{DC}$, para valores entre $\pm 10 V_{DC}$, conforme é ilustrado na Figura 6.10.

A fim de deslocar negativamente o sinal de saída do conversor D/A, é utilizado um amplificador subtrator, em cuja entrada positiva é aplicado o sinal do conversor D/A e na negativa é aplicada uma tensão de $2,5 V_{DC}$ proveniente do gerador de tensão de referência. Caso o ganho do amplificador subtrator seja unitário, será gerado na saída um sinal na faixa de $\pm 2,5 V_{DC}$. Dessa forma, o ganho é configurado para 4, o que resulta em um sinal de saída que pode excursionar até $\pm 10 V_{DC}$. Por fim, um *buffer* é utilizado para garantir uma impedância de saída baixa.

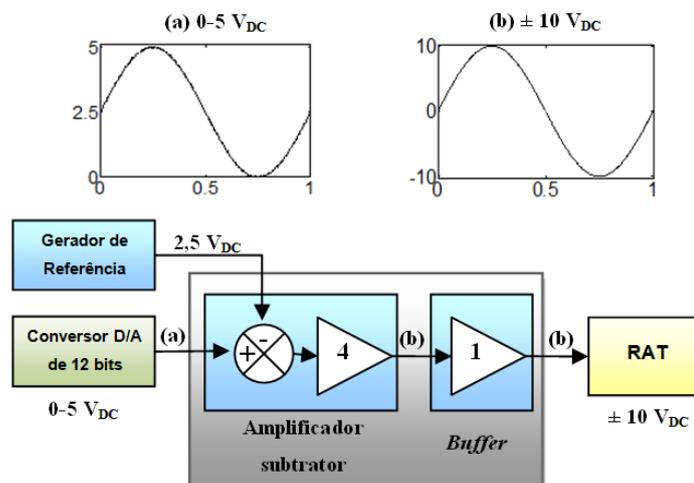


Figura 6.10 – Diagrama em blocos do circuito de condicionamento do sinal de saída analógico.

O esquemático do condicionador do sinal de saída analógico é apresentado na Figura 6.11.

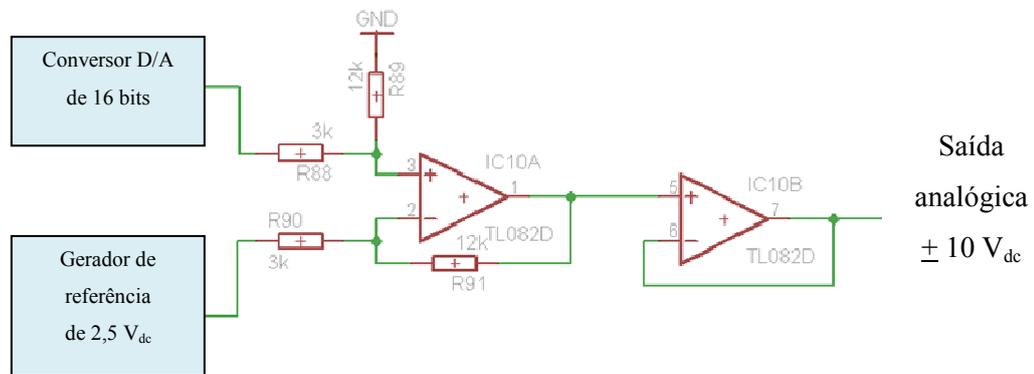


Figura 6.11 – Esquemático do circuito condicionador do sinal analógico de saída.

6.2.4 CONVERSÃO ANALÓGICO-DIGITAL

O conversor A/D utilizado no ESP digital foi o ADS8345, que é fabricado pela Texas Instruments. Este componente possui 8 canais de entrada multiplexados, resolução de 16 bits, taxa máxima de 100 kHz e interface de comunicação serial síncrona SPI (do inglês, *serial peripheral interface*). Este módulo permite a comunicação entre componentes de um mesmo sistema, os quais estão geralmente na mesma placa de circuito impresso. O encapsulamento é projetado para trabalhar em uma faixa de temperatura entre -40°C até 85°C (Texas Instruments, 2003).

A operação básica do ADS8345 é mostrada na Figura 6.12. O componente pode ser alimentado com uma tensão (V_{cc}) entre 2,7 V DC a 5,25 V DC. É necessária também uma fonte de referência externa, que pode ser uma tensão entre 500 mV e $V_{cc}/2$. O valor da tensão de referência configura a faixa de entrada do conversor. As entradas analógicas podem ser configuradas via protocolo em 4 diferenciais ou 8 simples.

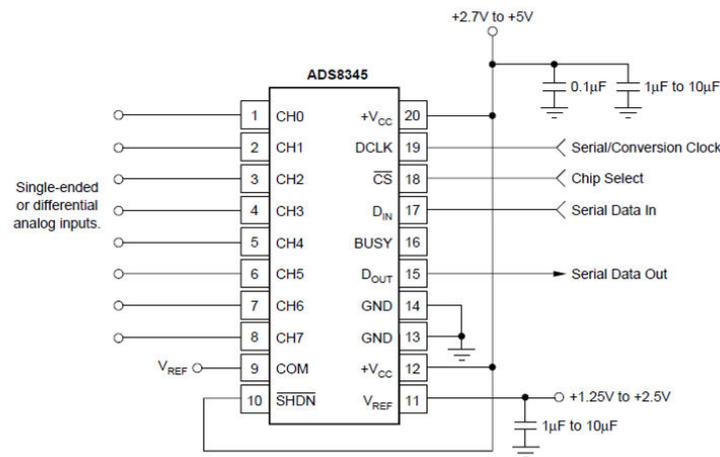


Figura 6.12 - Pinos de entrada e saída do ADS8345.

6.2.5 CONVERSOR DIGITAL-ANALÓGICO

O conversor digital-analógico utilizado no ESP digital foi o D/A MCP4921, o qual é fabricado pela empresa Microchip (Microchip, 2004). Este componente possui 1 porta analógica de saída com resolução de 12 bits e a comunicação com o microcontrolador é realizada através do protocolo de comunicação serial síncrona SPI. O sinal analógico de saída pode excursionar na faixa entre 0-5 V DC. O Pino \overline{CS} permite a conexão de mais de 1 conversor D/A no mesmo barramento de comunicação. A descrição detalhada do conversor é encontrada na folha de dados do componente. A Figura 6.13 ilustra os pinos do conversor MCP4921.

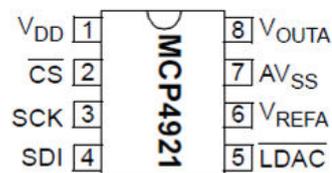


Figura 6.13 - Pinos do conversor D/A MCP4921.

6.2.6 CONTROLADOR DIGITAL DE SINAIS – DSPIC 30F5011

O controlador do ESP digital foi implementado no controlador digital de sinais DSPIC 30F5011, fabricado pela empresa Microchip. Dentre as características do componente eletrônico, destaca-se (Microchip, 2004):

- Encapsulamento SMD de 64 pinos;
- 66 Kbytes de memória de programa;
- 4096 Bytes de SRAM;
- 1024 Bytes de EEPROM;
- 5 Timers de 16 bits;
- 8 entradas com módulo *input-compare*.
- 8 saídas com módulo *output-compare*.
- 16 canais de entrada analógicos de 12 bits;
- 2 portas de comunicação serial assíncrona (UART);
- 2 portas de comunicação SPI (*serial peripheral interface*);
- 1 porta de comunicação I2C;
- 2 portas de comunicação CAN;
- Clock de até 120 MHz

A Figura 6.14 apresenta os pinos de entrada e saída do DSPIC30F5011. Note que a maioria dos pinos são compartilhados entre diversos periféricos. Portanto, a configuração dos pinos é realizada pelo programa embarcado no DSPIC.

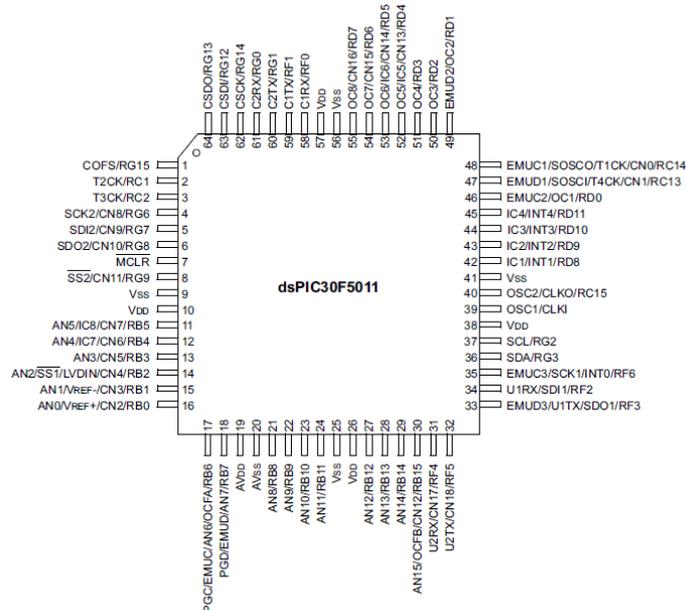


Figura 6.14 - Pinos de entrada e saída do DSPIC30F5011.

O diagrama em blocos da Figura 6.15 ilustra os periféricos internos do DSPIC 30F5011 que são utilizados pelo sistema embarcado do ESP LPV que foi desenvolvido neste trabalho.

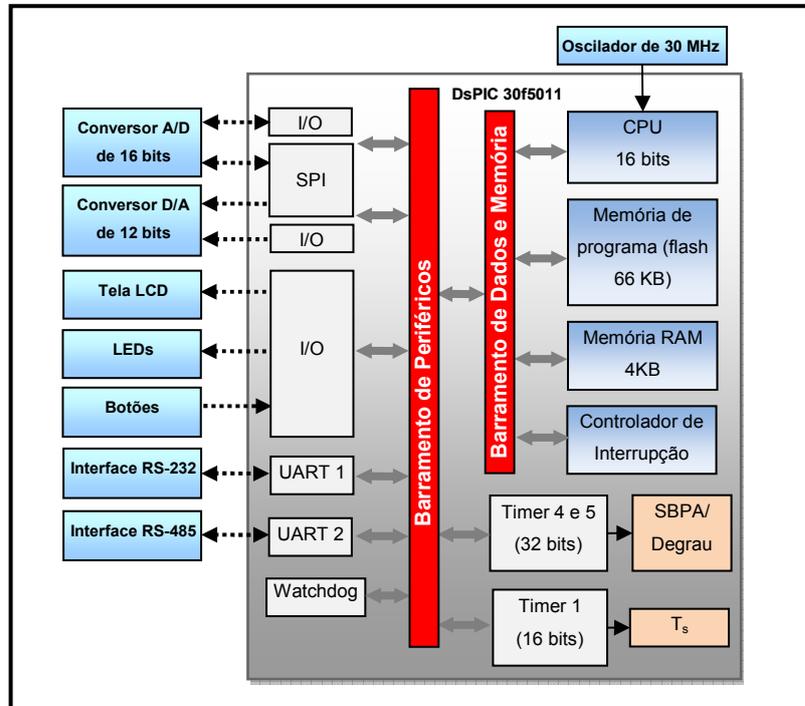


Figura 6.15 – Periféricos internos do DSPIC utilizados no ESP digital.

O programa (*firmware*) do ESP digital é armazenado em uma memória não-volátil do tipo flash com capacidade de 66 KB. A memória de trabalho (RAM) possui uma capacidade de 4KB. O processador (CPU) acessa as memórias flash e RAM através de um barramento de 24 bits (barramento de dados e memória), enquanto que os periféricos internos são acessados via um barramento de 16 bits.

A velocidade de processamento do DsPIC 30f4013 é determinada pela frequência do oscilador (*clock*). A família DSPIC 30f permite o uso de três categorias de oscilador: cristal externo, ressonador externo e oscilador interno. Neste projeto foi utilizado um cristal externo com frequência de 30 MHz.

O DSPIC possui cinco temporizadores (*Timers*) de 16 bits, os quais podem ser agrupados para gerar um temporizador de 32 bits. A velocidade de contagem dos temporizadores depende da frequência do sistema (*clock*).

No ESP digital, o período do Temporizador 1 determina o intervalo de amostragem do sistema (T_s). Os *timers* 4 e 5 (32 bits) determinam a duração do sinal degrau ou o intervalo de atualização da SBPA.

A comunicação entre o DSPIC e dispositivos externos é realizada através dos módulos de comunicação serial assíncrona (UART1 e UART2). É um método de comunicação *full-duplex*, ou seja, cada módulo possui dois canais de comunicação independentes (recepção e transmissão) que podem operar ao mesmo tempo, mas com a mesma taxa de transferência e tamanho de dados. O DSPIC 30f5011 possui duas portas UART, sendo que uma foi utilizada para a interface serial RS-232 e a outra para a interface industrial RS-485, conforme é ilustrado na Figura 6.15.

A troca de dados entre o DSPIC e os conversores A/D e D/A é realizada via o módulo de comunicação serial SPI. Cada um dos conversores possui um pino de habilitação (*chip select*), nos quais o DSPIC aplica um sinal lógico para selecionar qual dos dois receberá a informação. Estes pinos permitem o compartilhamento de um mesmo canal SPI por diversos componentes.

As portas de entrada e saída de uso geral (I/O, do inglês *input-output*) são configuradas no programa embarcado do DSPIC como entrada ou saída e como digital ou analógica (esta última configuração é apenas para os pinos da porta B), conforme é apresentado na Tabela 6.1.

Tabela 6.1 - Configuração dos pinos de entrada e saída de uso geral.

Pinos de entrada e saída de uso geral			
Pinos	Descrição dos pinos	Tipo	Sentido
B12-B14	LED 1-3	Digital	Saída
B8-B11	Botão 1-4	Digital	Entrada
F6	CHIP <i>select</i> do conversor A/D	Digital	Saída
D3	CHIP <i>select</i> do conversor D/A	Digital	Saída
C2	Monitora saída “ocupado” do A/D	Digital	Entrada
B4	Habilita LCD “Enable”	Digital	Saída
B5	LCD Read/Write (RW)	Digital	Saída
B0-B3	4 bits de dados do LCD	Digital	Saída

Outro recurso interno do DSPIC utilizado no ESP digital é o *watchdog timer*, o qual reinicia a CPU caso por algum motivo o programa trave em algum ponto. O *watchdog*

consiste de um temporizador de 16 bits (independente dos *Timers* 1, 2, 3, 4 e 5) que quando estoura reinicia a CPU. Dessa forma, existe uma instrução no *software* que periodicamente zera o temporizador do *watchdog* a fim de manter a execução normal do programa. Por outro lado, caso o programa trave em algum ponto, o temporizador do *watchdog* estoura e a CPU será reiniciada.

6.2.7 DESENVOLVIMENTO DA PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Os circuitos do ESP digital foram desenvolvidos e testados em uma matriz de contatos (*protoboard*), que permite rápidas modificações. Após exaustivos testes em laboratório, a placa de circuito impresso (PCI) foi roteada utilizando-se o programa Eagle versão 5.0, conforme é ilustrado na Figura 6.16.

O protótipo da PCI foi fabricado através de uma prototipadora robotizada de placas LPKF Protomat S42 (Figura 6.17), equipamento de alta precisão que transfere o layout desenvolvido no Eagle para a placa de fenolite ou fibra de carbono. O arquivo gerado pelo software Eagle 5.0 (.brd) é convertido para o formato da máquina prototipadora de PCI através do programa CircuitCAM Lite. Após a conversão para o formato da Protomat S42, o arquivo pode ser lido pelo programa de controle da máquina (Board Master).

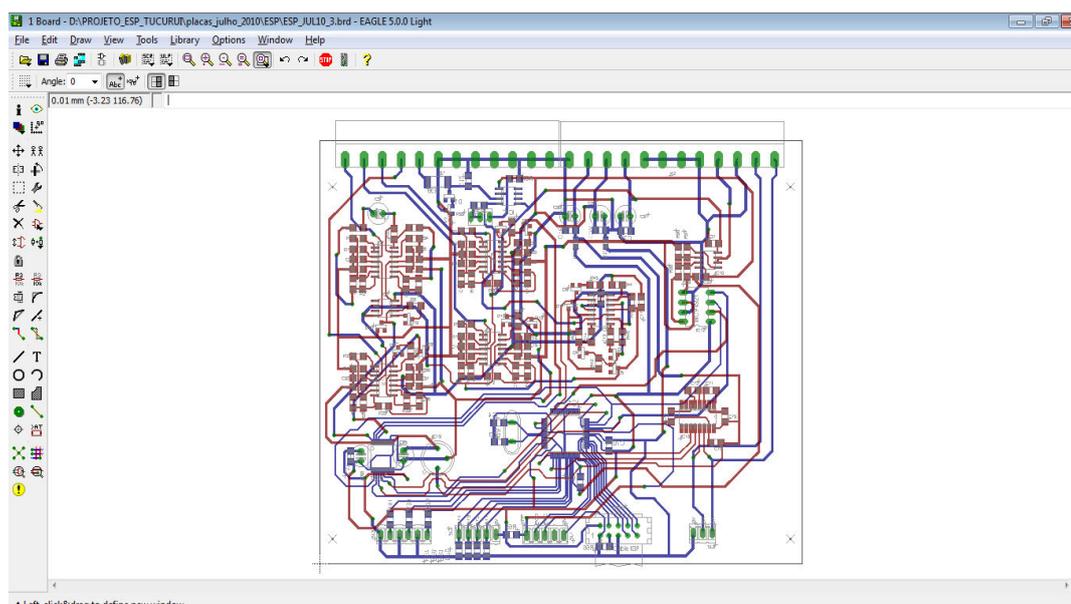


Figura 6.16 - PCI do ESP digital desenvolvida no Eagle 5.0.



Figura 6.17 - Processo de prototipagem de PCI.

Foram utilizados componentes eletrônicos de montagem em superfície (SMD, do inglês, *surface mount device*), os quais permitiram a disposição dos mesmos em uma placa de duas camadas, reduzindo assim o tamanho e a complexidade.

Ao longo do desenvolvimento, o hardware do sistema de aquisição foi melhorado, tanto em nível de performance quanto de robustez. A Figura 6.18 mostra duas versões intermediárias da PCI do ESP desenvolvido.



Figura 6.18 - Protótipos da placa de circuito impresso do ESP digital.

A fabricação da PCI pela prototipadora Protomat S42 é rápida e de baixo custo, características importantes durante o desenvolvimento de um sistema. Porém, a PCI é adequada apenas para uso em laboratório, pois não apresenta durabilidade e confiabilidade

para uso em sistemas industriais reais. Dessa forma, o layout da PCI foi enviado para uma empresa especializada na fabricação de PCI de padrão industrial, conforme é mostrado na Figura 6.19. A placa possui base de fibra de vidro, isolamento via máscara anti-solda verde e metalização de contatos e vias.

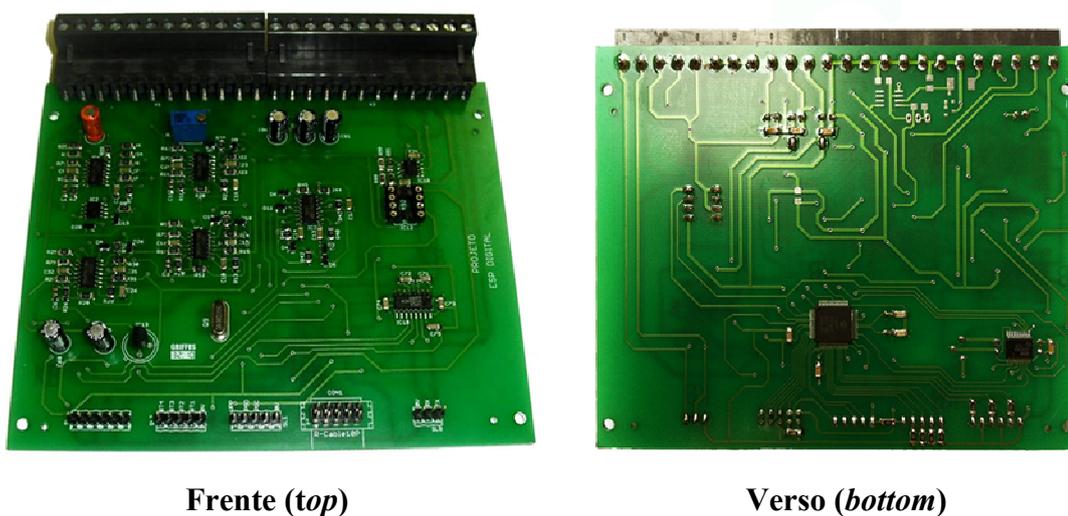


Figura 6.19 - Versão industrial da placa de circuito impresso do ESP digital.

A soldagem das placas foi realizada manualmente utilizando-se uma estação de solda Hakko 701 e uma estação de retrabalho Hakko FR-803. A soldagem dos componentes SMD foi realizada na Hakko 701 equipada com uma ponta de solda do tipo concha, específica para componentes SMD, e também com a utilização de fluxo de solda não resinoso.

6.3 PROGRAMA EMBARCADO NO DSPIC

O programa embarcado no DSPIC do ESP digital foi implementado utilizando-se a plataforma de programação MPLAB IDE V.8.3 em conjunto com o compilador C30 (linguagem C), ambos de propriedade da empresa Microchip (Microchip, 2005). O MPLAB é disponibilizado gratuitamente na página de internet da Microchip. Também é disponibilizada uma versão para avaliação do compilador C30.

O código embarcado no DSPIC é formado basicamente por rotinas de: processamento digital dos sinais analógicos, processamento da lei de controle do ESP digital, interface com a

IHM local. Esta estrutura modular facilita sobremaneira a interação do usuário do sistema durante os testes de campo.

Para a programação do DSPIC utilizou-se a placa de programação e depuração ICD2BR (Figura 6.20), produzido pela empresa Labtools.



Figura 6.20 - Programador e depurador ICD2

A ICD2BR se comunica com o DSPIC através do periférico chamado ICSP (do inglês, *In-Circuit Serial Programming*) que permite atualizar o código no próprio circuito, evitando assim a manipulação interna e a remoção do componente da placa de circuito impresso.

6.3.1 ROTINA DE INICIALIZAÇÃO

A primeira rotina executada após a energização do DSC é a rotina de inicialização, na qual são configurados todos os periféricos internos do DSPIC utilizados no projeto, conforme é apresentado no fluxograma da Figura 6.21.

As portas de entrada e saída de uso geral (I/O) são configuradas como entrada ou saída e como digital ou analógico (esta ultima configuração é apenas para os pinos da porta B), conforme a Tabela 6.1. Estas configurações são realizadas respectivamente nos registradores TRISx (x é substituído pelo nome da porta) e ADPCFG (porta B).

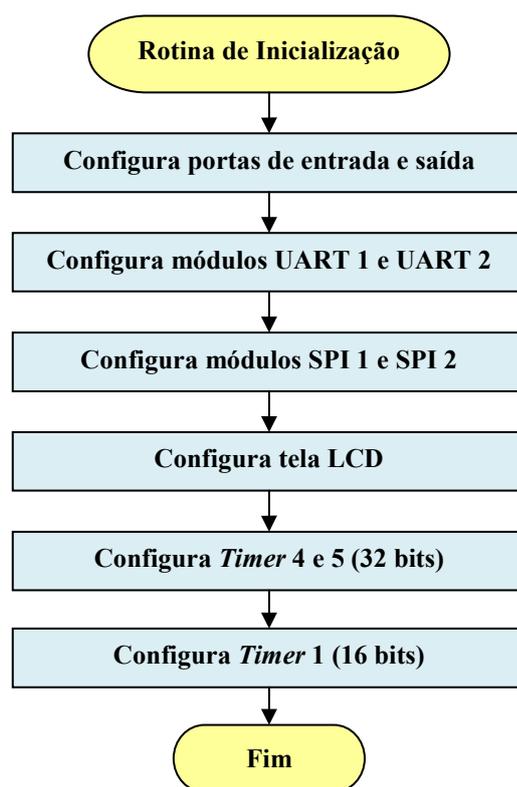


Figura 6.21 – Fluxograma da rotina de inicialização.

Após a configuração das portas de I/O, são configurados os módulos de comunicação serial assíncrona (UARTx). Os principais parâmetros de configuração da porta serial são apresentados na Tabela 6.2.

Tabela 6.2 – Configuração dos módulos UART.

Configuração da UART1 e UART 2	
Parâmetro	Valor
Interrupção de recepção	Habilitada
Prioridade da interrupção de recepção	5
Interrupção de transmissão	Desabilitada
Bits de dados	8 bits
Bit de paridade	Não
Bits de parada	1 bit
Velocidade de comunicação	115200 bps

No próximo passo da rotina de inicialização são configurados os módulos de comunicação SPI, os quais permitem a troca de dados entre o DSPIC e os conversores A/D e D/A. Logo em seguida, a tela LCD da interface local é inicializada.

6.3.2 ROTINA DE INTERRUPTÃO PRINCIPAL

A rotina principal do programa do ESP digital é executada a cada intervalo de amostragem T_s . Esta temporização é realizada através de um temporizador interno de 16 bits do DSPIC (*timer 1*), o qual é programado para realizar uma interrupção a cada período de amostragem. O fluxograma da Figura 3.1 ilustra a sequencia de execução do algoritmo.

O primeiro passo executado na rotina de interrupção é a limpeza do contador (*buffer*) do temporizador. Em seguida, os sinais de entrada analógicos são convertidos em valores digitais, normalizados para valores em pu e processados por filtros passa-baixas digitais.

Após o tratamento dos sinais de entrada, a execução do algoritmo é determinada pelo modo de operação selecionado pelo usuário na IHM. Caso o modo selecionado seja “Sem ESP”, o controlador é desativado sendo possível apenas aplicar na saída analógica apenas perturbações do tipo degrau ou SBPA. Os parâmetros da perturbação, assim como o instante de aplicação, são determinados pelo usuário através da IHM.

Quando está selecionado o modo “ESP fixo”, a saída é a soma do sinal de controle u de um ESP a parâmetros fixos com uma perturbação do tipo degrau ou SBPA. A perturbação é utilizada para avaliar a resposta do sistema em malha-fechada com o respectivo controlador fixo. O sinal de controle u é determinado através de uma função $ESP()$, a qual possui como argumentos os polinômios do controlador R e S , e o valor do desvio de potência ativa (ΔP).

O terceiro modo de operação é denominado “ESP LPV”, onde neste caso a saída é a soma da saída do ESP LPV com uma possível perturbação. O sinal de controle u é determinado através de uma função $ESP()$, a qual possui como argumentos os polinômios $R(P)$ e $S(P)$, que dependem da potência ativa P , e o valor do desvio de potência ativa (ΔP).

Para ambos os casos, o valor digital da saída é enviado ao conversor D/A e por fim os valores de entrada, saída e alguns parâmetros são enviados pela porta serial para um computador pessoal com a IHM.

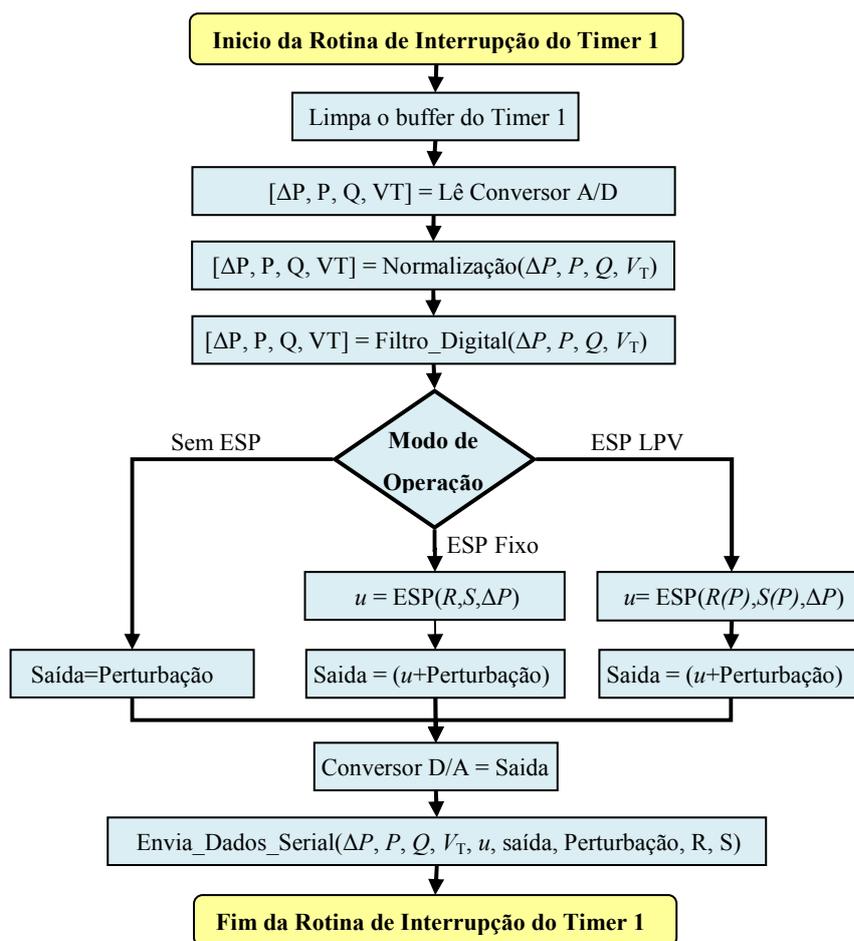


Figura 6.22 - Fluxograma com a sequência de execução do algoritmo do ESP digital.

6.3.3 ROTINA DE CONTROLE LPV

A implementação da lei de controle através de linhas de comando foi realizada com o controlador na forma de equações de diferenças. O fluxograma da

Figura 6.23 ilustra o algoritmo de um controlador digital de 2ª ordem. Note que existe a possibilidade de escolher entre um controlador LPV e um controlador a parâmetros fixos. Esta escolha é realizada pelo usuário através de uma interface IHM, conforme será apresentado na Seção 6.3.

De acordo com a

Figura 6.23, o primeiro passo executado é a leitura da saída da planta $y(k)$ e a condição operacional de potência ativa $p(k)$. O segundo passo corresponde ao cálculo dos coeficientes do controlador. Quando o controlador ativo é o ESP a parâmetros fixos, os coeficientes são

constantes pré-definidas. Por outro lado, quando o ESP LPV está ativo, os coeficientes da lei de controle são calculados de acordo com a função de dependência, que no caso da

Figura 6.23, são funções afim com dependência em P . A partir dos valores de entrada e dos coeficientes do controlador, o próximo passo é o cálculo da saída de controle u . Por fim, os valores passados de u e y são atualizados.

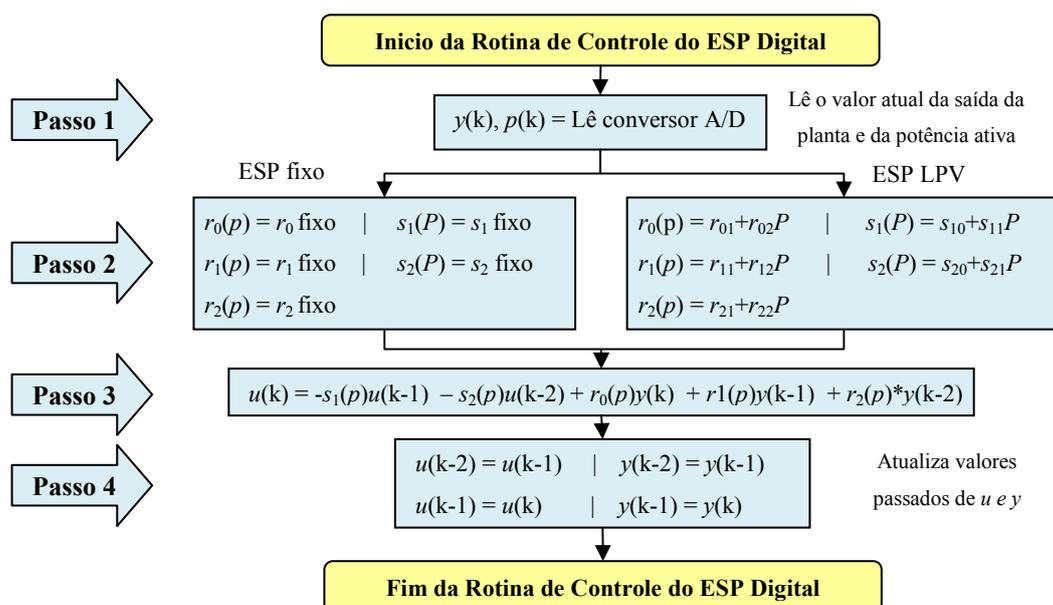


Figura 6.23 - Fluxograma representativo do algoritmo do controlador digital.

6.3.4 PROTOCOLO DE COMUNICAÇÃO SERIAL

O protocolo serial que permite a comunicação entre o ESP digital e a IHM é composto por uma mensagem de 5 bytes, conforme ilustrado na Figura 6.24. O primeiro byte é um identificador (bandeira) com valor entre 0-256 referente a um código de parâmetro ou função.

O dado da mensagem é um valor de 32 bits decomposto em 4 bytes. A informação neste campo é o valor de um parâmetro ou o complemento de uma função, dependendo do identificador no primeiro byte da mensagem.

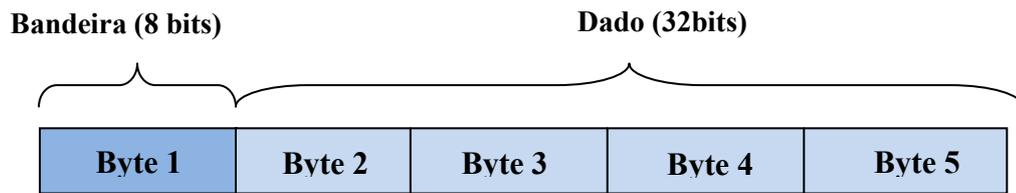


Figura 6.24 - Estrutura da mensagem do protocolo de comunicação serial.

O fluxograma da

Figura 6.25 ilustra a rotina de interrupção de recepção da porta serial.

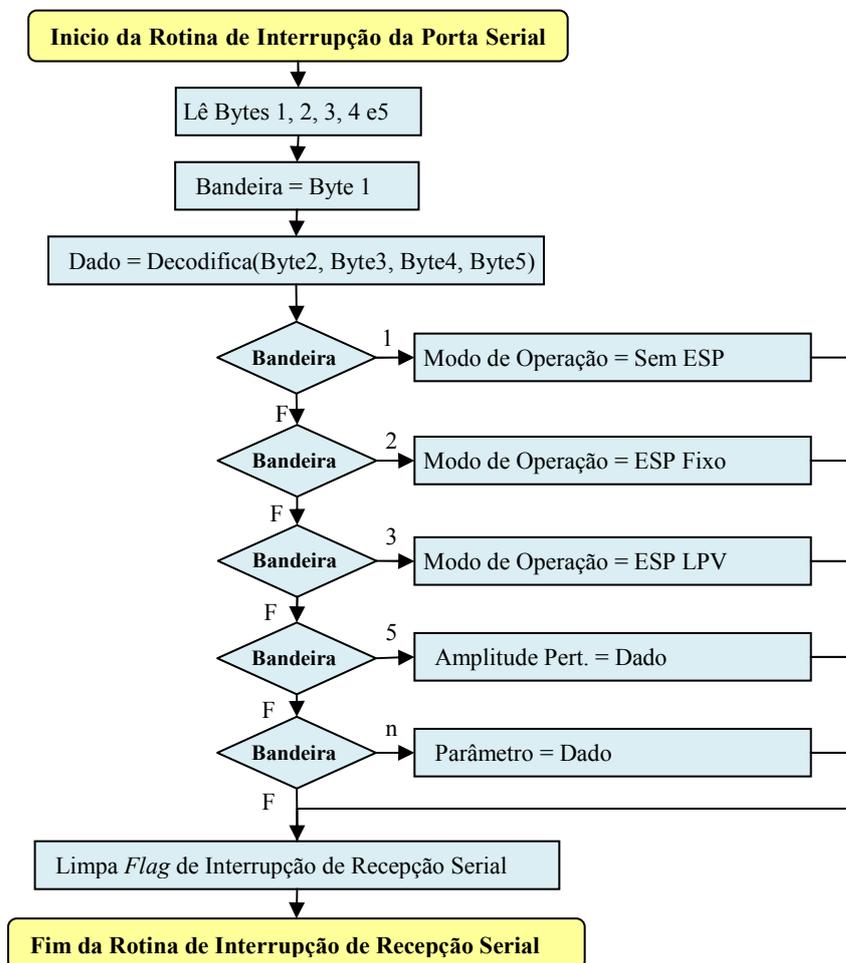


Figura 6.25 - Rotina de interrupção de recepção da porta serial.

6.4 IHM DO ESP DIGITAL

Os dados adquiridos pelo ESP digital são exibidos e armazenados através de uma interface homem-máquina (IHM) que foi desenvolvida no *software* Labview. A IHM possui 3 modos de funcionamento: malha-aberta (ESP digital desativado), ESP digital fixo e ESP adaptativo.

O modo “malha-aberta” é utilizado para a injeção e aquisição de dados com o sistema sem ESP. É neste modo de operação que são adquiridos os dados para a estimação de modelos paramétricos que serão utilizados no projeto de ESPs a parâmetros fixos e LPV. A tela é composta por campos de configuração do sinal de excitação (degrau ou SBPA) e também de um osciloscópio para a exibição dos dados coletados. Caso seja necessário salvar os dados adquiridos, é necessário habilitar o botão “Salva dados”. A Figura 6.26 ilustra a tela da interface no modo malha-aberta.

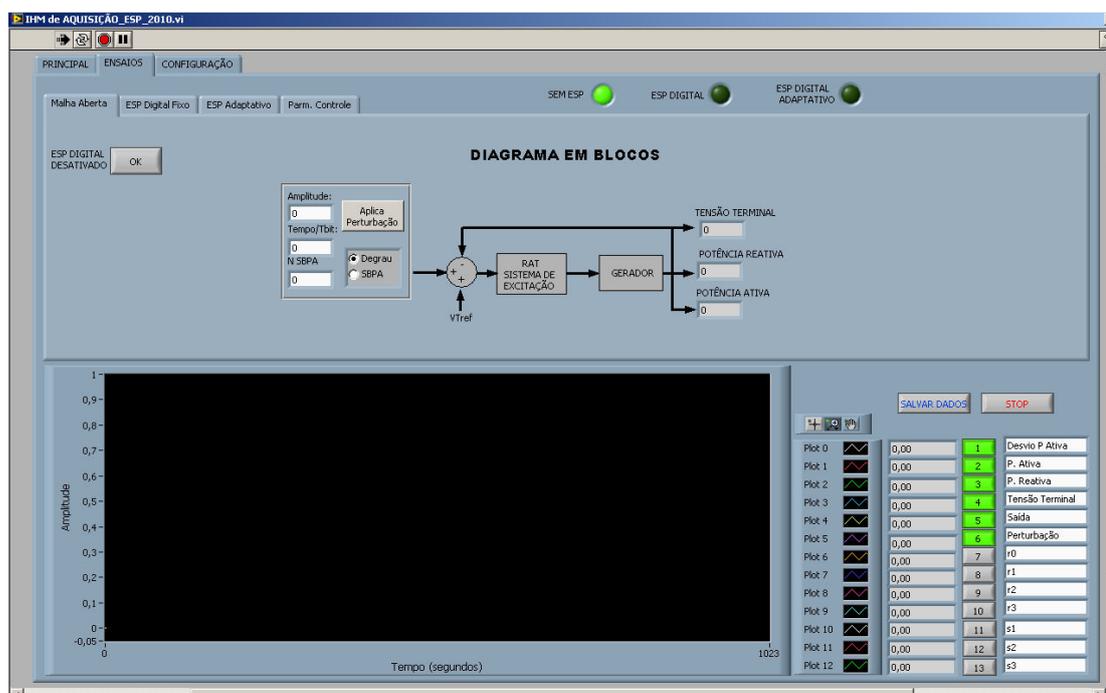


Figura 6.26 - Tela de ensaios com o ESP digital desativado.

No modo “ESP Digital fixo”, o controlador do ESP digital é habilitado com os parâmetros fixos. Nesta tela de interface é possível modificar os valores dos parâmetros do controlador, sendo necessário para isso, digitar os valores dos parâmetros nas respectivas caixas de texto e em seguida clicar no botão “Envia Parâmetros” Figura 6.27.

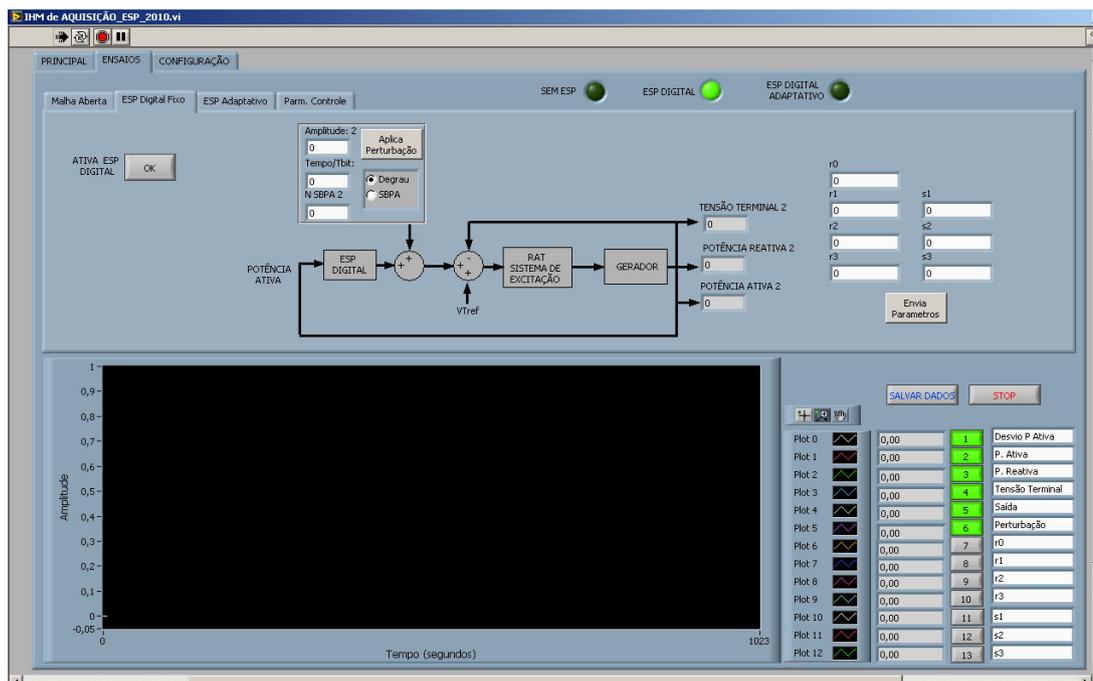


Figura 6.27 - Tela de ensaios com o ESP digital fixo ativado.

No modo de funcionamento “ESP LPV”, os parâmetros do ESP digital são calculados em tempo real de acordo com a condição operacional da unidade geradora. Através da interface é possível realizar ensaios de aplicação de sinais de excitação e coleta de dados para avaliar o desempenho do ESP LPV (Figura 6.28).

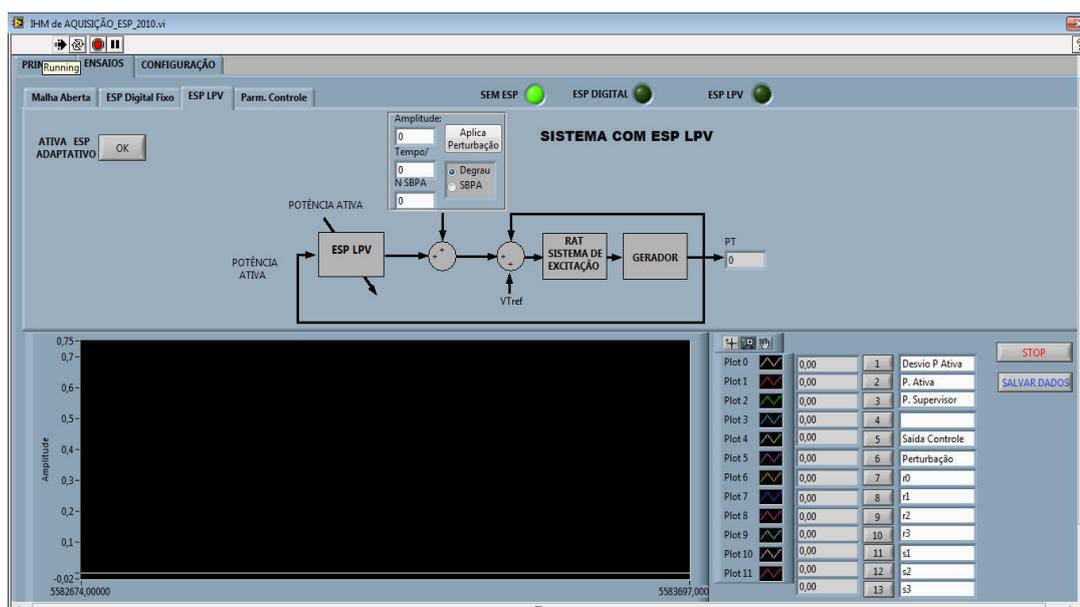


Figura 6.28 - Tela de ensaios com o ESP LPV ativado.

6.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado o desenvolvimento do *hardware* e do *software* do ESP LPV. O sistema é baseado em um controlador de sinais digitais DSPIC 30f5011, o qual possui diversos periféricos internos e permite a programação em Linguagem C.

A qualidade dos sinais digitalizados pelo conversor A/D de 16 bits ADS834 foi superior à dos sinais digitalizados com o conversor A/D de 12 bits interno do DSPIC. Dessa forma, o primeiro foi utilizado na versão final do equipamento desenvolvido. O DSPIC não apresenta conversor D/A interno, dessa forma foi utilizado o MCP4921, o qual apresentou desempenho excelente.

A comunicação entre o sistema embarcado e o computador com a IHM é realizada através de uma comunicação serial assíncrona. Como atualmente, a maioria dos computadores não possui mais porta serial RS-232, a comunicação é dependente de um conversor RS-232-USB externo. Uma melhoria que pode ser feita no sistema embarcado é a inclusão de uma porta de comunicação USB, para assim possibilitar uma comunicação direta entre os dispositivos. Outra vantagem da porta USB é a maior velocidade de transmissão de dados, quando comparada com a RS-232. Dessa forma, seria possível a transmissão de mais variáveis e sinais em tempo real.

Outra funcionalidade desejável no sistema de comunicação é a implementação de um protocolo que permita o tratamento de erros nos dados, tal como o MODBUS-RTU. No atual estágio, caso haja uma alteração de bits durante a transmissão ou recepção dos dados, a IHM recebe, exibe e armazena a informação corrompida. Porém, mesmo dessa forma, não foram adquiridos dados com problemas durante os testes apresentados nesta tese.

Nos capítulos 8 e 9 são apresentados resultados de testes realizados com o equipamento que foi apresentado neste capítulo.

CAPÍTULO 7 - CONFIGURAÇÃO DO SISTEMA DE GERAÇÃO EM ESCALA REDUZIDA

7.1 INTRODUÇÃO

Um sistema elétrico de potência real de grande porte, composto por máquinas de alta potência, linhas de transmissão, entre outros componentes de grande porte, é extremamente complexo e possui uma disponibilidade muito baixa para a realização de estudos experimentais. O desenvolvimento e testes de estratégias de controle avançadas diretamente nestes sistemas nem sempre é possível ou recomendável, devido aos grandes riscos envolvidos. Dependendo do tipo de teste, uma falha pode ocasionar defeitos mecânicos, elétricos ou eletrônicos na respectiva unidade geradora. No caso do teste de estabilizadores, um sinal com amplitude inapropriada aplicado na referência de um regulador automático de tensão poderia ativar uma proteção e ocasionar a desconexão não programada da unidade geradora do sistema elétrico, com consideráveis prejuízos para a empresa geradora e aos clientes.

Com o objetivo de oferecer um ambiente real, em escala reduzida, o laboratório de Automação e Controle de Sistemas Elétricos de Potência (LACSPOT) da Universidade Federal do Pará dispõe de uma estrutura que possibilita realizar ensaios semelhantes aos efetuados em um sistema elétrico de grande porte, conforme será apresentado neste capítulo.

7.2 DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE GERAÇÃO EM ESCALA REDUZIDA

O laboratório é composto por um sistema de geração constituído de um motor de corrente contínua (CC) de 9 kW que aciona um gerador síncrono de 10 kVA (Figura 7.1). Um sub-sistema de acoplamento mecânico no eixo permite a adição de volantes, simulando a grande inércia de rotação normalmente presente em geradores de grandes usinas (Figura 7.2). Tal planta em escala reduzida foi dimensionada de forma que seus parâmetros mecânicos e elétricos, em valores por unidade (pu), fossem equivalentes, o mais próximo possível, aos parâmetros de um sistema de geração de grande porte.

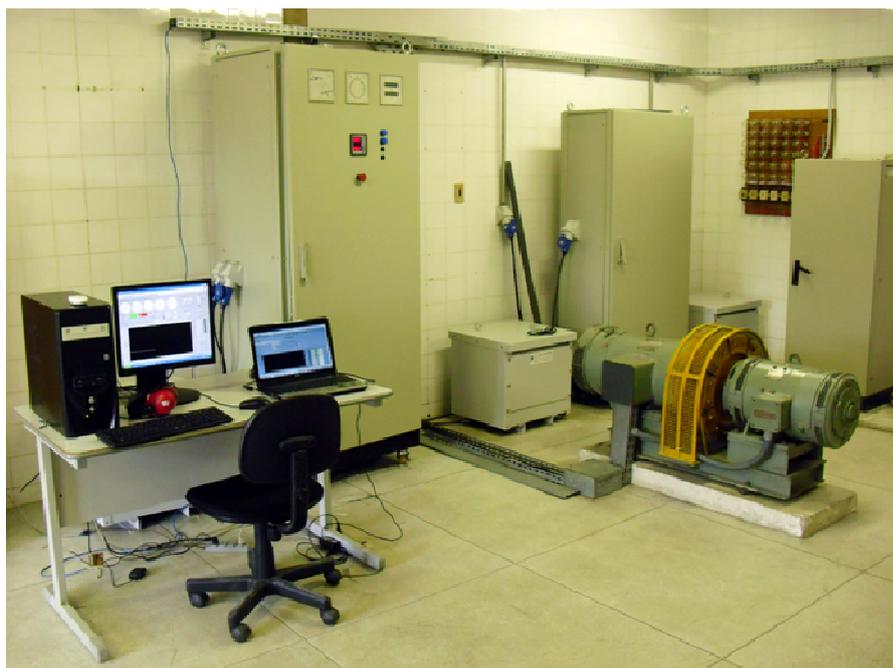


Figura 7.1 – Sistema de geração em escala reduzida da UFPA.

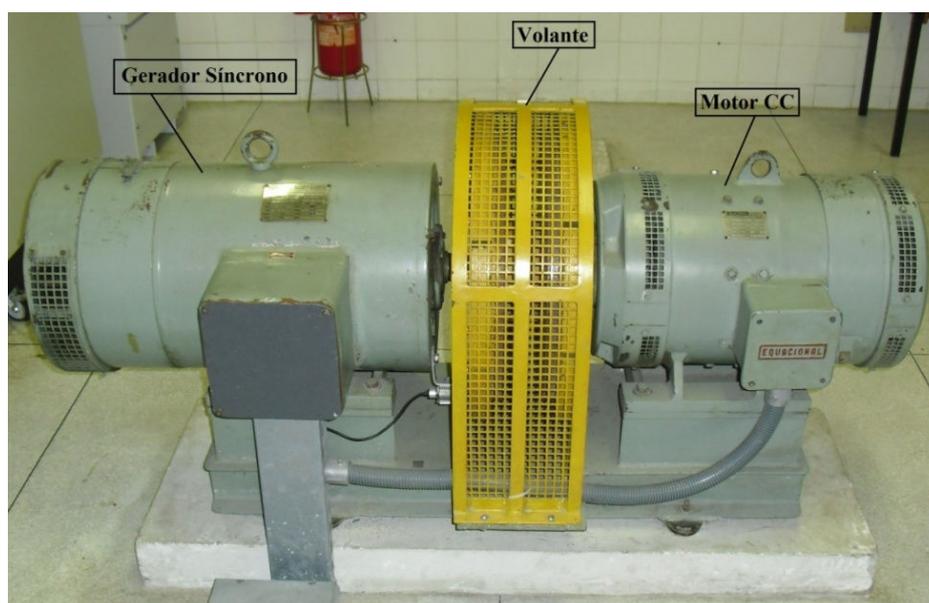


Figura 7.2 - Conjunto motor CC – máquina síncrona.

A Figura 7.3 ilustra o diagrama esquemático do conjunto microgerador. Trata-se de um sistema de potência do tipo gerador síncrono interligado a um sistema de grande porte.

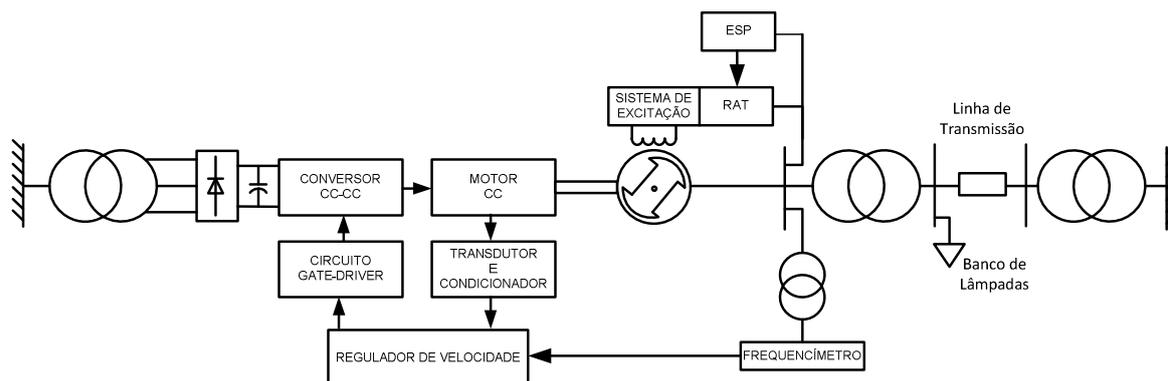


Figura 7.3 - Diagrama esquemático do sistema de geração em escala reduzida.

Os dados de placa deste grupo gerador estão organizados na Tabela 7.1, os quais são importantes para modelar matematicamente tanto o motor quanto o gerador bem como dimensionar os sistemas eletrônicos de potência que acionam o motor e o gerador deste sistema.

Tabela 7.1: Dados de placa do motor e do gerador.

Gerador Síncrono	Valores Nominais	Motor	Valores Nominais
Potência	10 kVA	Potência	9 kW
Frequência	60 Hz	Velocidade	1200 rpm
Tensão Terminal	220 V	Rendimento	9/11
Corrente de Estator	22,1 A	Tensão de Armadura	400 V
Tensão de Campo	150 V	Corrente de Armadura	27,5 A
Corrente de Campo	3,8 A	Tensão de Campo	300 V
Número de Fases	3	Corrente de Campo	1,5 A
Número de Polos	6		
Fator de Potência	0,8		
Momento de inércia total do conjunto motor, volante e gerador			3,861 kgm ²

Conforme a Figura 7.3, existem três transformadores trifásicos de 15kVA cada. Os dois primeiros são utilizados nas etapas de isolamento galvânica, isto é, um entre o gerador síncrono e o circuito indutivo que simula a linha de transmissão, e outro entre a linha de transmissão e o barramento da concessionária de energia local. O terceiro transformador é utilizado no sistema de acionamento do motor CC, que compõe o sistema automático de regulação de velocidade. Este transformador eleva a tensão disponível na rede elétrica do

laboratório de 220V para uma tensão de 380V para alimentar o conversor estático de potência que aciona o motor CC.

7.3 CIRCUITO INDUTIVO PARA SIMULAÇÃO DE LINHA DE TRANSMISSÃO

Um circuito indutivo é utilizado para simular uma linha de transmissão conectando o gerador síncrono ao barramento da concessionária de energia local. O circuito indutivo é formado por dois ramos indutivos trifásicos, onde cada circuito é constituído de 24 indutores de $1,0\text{ mH}$. Cada circuito indutivo simula uma linha de transmissão, ou seja, o conjunto total forma duas linhas trifásicas em paralelo como é ilustrado na Figura 7.4. O conjunto de indutores que implementam o modelo da linha de transmissão é disposto em um armário industrial, juntamente com o circuito de comando para simular a abertura da linha de transmissão.



Figura 7.4: Painel dos circuitos indutivos que simulam a linha de transmissão.

7.4 SISTEMAS DE CONTROLE (RV, RAT E ESP LPV)

O controle da unidade geradora é composto por um regulador de velocidade digital, desenvolvido no trabalho (Nascimento Filho, 2011), um sistema automático digital para regulação de tensão, desenvolvido em (Moraes, 2011), e também um estabilizador de sistemas de potência digital, o qual foi desenvolvido neste trabalho.

O sistema eletrônico de regulação de velocidade do grupo gerador é constituído por um sistema eletrônico microprocessado de aquisição e controle que embarca os algoritmos de controle e operação do motor. É neste sistema que estão programadas as rotinas de partida e parada do motor CC. Além disso, o sistema eletrônico possui algoritmos que emulam a dinâmica de uma turbina hidráulica e os respectivos sistemas hidráulicos de acionamento (Working Group on Prime Mover and Energy Supply Models for System Dynamic Performance Studies, 1992), conforme é apresentado em detalhes em (Nascimento Filho, 2011).

O sistema de regulação de tensão terminal e excitação do gerador também é baseado em um sistema digital microprocessado, desenvolvido no trabalho de (Moraes, 2011). O ESP LPV, desenvolvido neste trabalho, será apresentado em detalhes no próximo capítulo desta tese. A Figura 7.5 mostra os controladores instalados no armário de controle e automação da unidade geradora de 10 kVA.

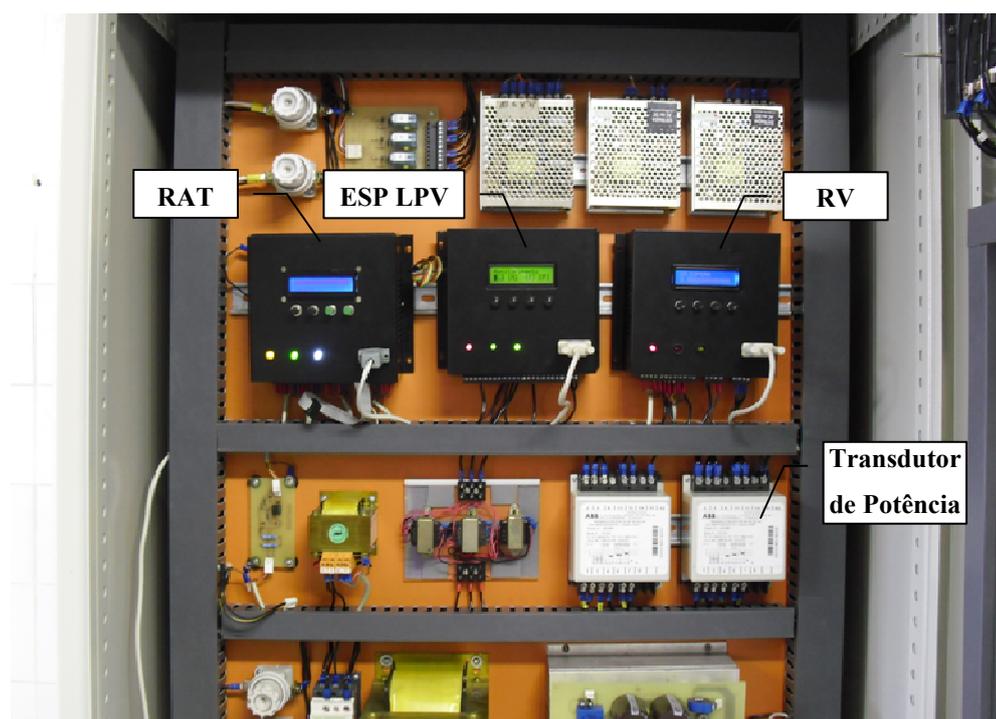


Figura 7.5: Regulator de velocidade, regulador de tensão e ESP LPV.

Os três controladores são equipados com interfaces homem-máquina (IHMs), através das quais é possível operar a unidade geradora, como por exemplo, realizar os procedimentos de partida e parada da máquina, assim como a sincronização com a rede elétrica. As IHMs também permitem o monitoramento em tempo real das variáveis da máquina, parametrização

dos controladores e armazenamento de dados coletados. Por meio das IHMs é possível comandar contactores e relés. O RV e o RAT se comunicam com um computador de mesa via comunicação serial RS232, onde estão instaladas as respectivas IHMs (Figura 7.6 e Figura 7.7). A interface do ESP LPV, desenvolvido neste trabalho, está instalada em um computador portátil. No próximo capítulo desta tese serão apresentados mais detalhes sobre a IHM do ESP.

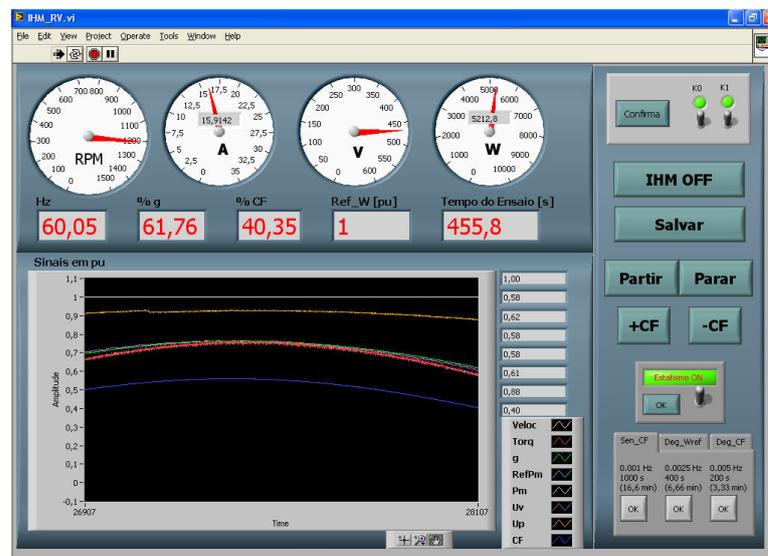


Figura 7.6 – IHM do regulador de velocidade digital.



Figura 7.7: IHM do regulador de tensão digital.

7.5 SISTEMA DE SINCRONISMO COM A REDE ELÉTRICA

O sincronismo ou paralelismo do gerador com a rede elétrica da concessionária local é realizado por um conjunto de instrumentos: um voltímetro duplo, um freqüencímetro duplo e um sincronoscópio microprocessado, conforme é ilustrado na Figura 7.8. Mais detalhes acerca dos circuitos e lógicas implementadas, consultar os trabalhos (Nascimento Filho, 2011) e (Moraes, 2011).



Figura 7.8: Conjunto de instrumentos para sincronismo do gerador com a rede.

7.6 TRANSDUTOR DE POTÊNCIA

O transdutor utilizado para a medição do sinal de potência ativa foi o ETP30, fabricado pela ABB. Este equipamento multiplica continuamente os valores de tensão e de corrente de entrada e os integra de tal forma a obter o valor médio da potência elétrica. As características de tensão e de corrente de entrada são 220V e 5A. Como o valor da tensão de entrada é igual ao da tensão nominal do gerador, o sinal de tensão trifásico foi conectado diretamente no ETP30. Enquanto que para a entrada de corrente, utilizaram-se três TC's de relação 50/5A. A Figura 7.9 ilustra as conexões do transdutor ETP30.

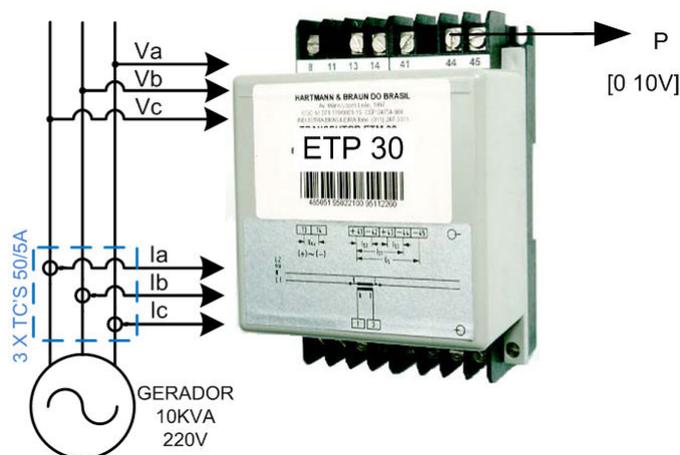


Figura 7.9: Esquema de ligação do transdutor de potencia ETP30 (Moraes, 2011).

7.7 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi realizada uma breve apresentação do sistema de geração em escala reduzida da UFPA, onde foi instalado e testado o ESP LPV desenvolvido neste trabalho. O laboratório dispõe de uma estrutura que possibilita realizar estudos experimentais semelhantes aos que podem ser efetuados em um sistema elétrico de grande porte, mas com um grau de risco menor.

O sistema foi recentemente modernizado. No trabalho de Moraes (2011), foi desenvolvido um circuito de excitação controlado por sinais modulados em largura de pulso (PWM, do inglês, pulse-width modulation) gerados por regulador de tensão digital. No mesmo módulo digital do RAT, também foi implementado um ESP a parâmetros fixos, o qual foi desabilitado após a instalação do módulo digital do ESP LPV, desenvolvido nesta tese. Em Nascimento Filho (2011), foi desenvolvido um sistema de acionamento do motor CC e um módulo digital onde foi implementado um regulador de velocidade.

Atualmente, a equipe de pesquisadores do LACSPOT está desenvolvendo circuitos de proteção e supervisão, necessários para aumentar a confiabilidade e segurança dos ensaios experimentais. Também está sendo implantada uma rede industrial para comunicação entre os módulos já desenvolvidos e um sistema de operação, controle e supervisão. Estes resultados serão apresentados em trabalhos futuros.

CAPÍTULO 8 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS NO SISTEMA DE GERAÇÃO EM ESCAL REDUZIDA

8.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta os resultados obtidos com o projeto e testes experimentais do ESP LPV no sistema de geração em escala reduzida da UFPA. A primeira etapa apresenta os testes de estimação de modelos LPV utilizando as estratégias de identificação LMS e P-LMS. A fim de avaliar o desempenho do modelo LPV estimado, é realizada uma comparação com modelos lineares ARX identificados em diferentes pontos de operação. A partir dos modelos LPV identificados, os parâmetros do ESP LPV foram determinados através da solução da PLMI. A resposta do sistema com o ESP LPV projetado é comparada com a resposta do sistema com ESPs a parâmetros fixos.

Os resultados apresentados mostram que os controladores fixos obtiveram significativa perda de desempenho quando testados em condições operacionais diferentes das usadas para os projetos. Por outro lado, o ESP LPV obteve excelente desempenho para um conjunto de condições operacionais.

A metodologia de testes de campo adotada é composta basicamente pelos seguintes passos:

- I. Ensaio de resposta ao degrau do sistema operando em diversas condições operacionais. O objetivo desta etapa é obter um conhecimento inicial acerca dos modos eletromecânicos dominantes no sistema de geração em escala reduzida conectado a rede elétrica;
- II. Coleta de dados de entrada e saída para fins de identificação de modelos locais representativos da dinâmica da planta em torno do ponto de operação do teste;
- III. Coleta de dados e identificação de modelos LPV através dos métodos LMS e P-LMS.
- IV. Projeto de ESPs a parâmetros fixos a partir de modelos locais, através do método de deslocamento radial de pólos;
- V. Projeto do ESP LPV a partir do modelo LPV estimado experimentalmente. Os valores dos parâmetros do ESP LPV foram determinados via a solução de uma

LMI robusta parametrizada em uma variável proporcional à potência ativa da unidade geradora;

- VI. Testes de resposta ao degrau com o sistema em malha-fechada para a validação do controlador LPV projetado.
- VII. Análise do espectro de frequências do sinal de saída da planta operando em malha-fechada com o ESP LPV.

Todos os ensaios citados foram realizados com a unidade geradora conectada a rede elétrica através de apenas um ramo do circuito indutivo de simulação da linha de transmissão.

8.2 PONTOS DE APLICAÇÃO E MEDIÇÃO DE SINAIS

O diagrama em blocos mostrado na Figura 8.1 representa o sistema de geração em escala reduzida equipado com o ESP digital desenvolvido neste trabalho. Os sinais de saída do ESP digital são aplicados em um ponto do somador principal do RAT. Além do sinal de controle do ESP LPV, também é possível a aplicação de sinais de teste do tipo degrau, pulso e SBPA. A resposta do sistema é medida através do sinal de potência ativa da máquina síncrona.

A mudança da condição operacional do sistema é realizada através da atuação na referência de carga (CF) do regulador de velocidade. Os incrementos ou decrementos de carga são comandados por um sinal do tipo rampa. Além deste sinal, também foi implementado um sinal senoidal, com o objetivo de variar a condição operacional do sistema em uma determinada faixa de valores especificada pelo usuário. Este recurso foi útil durante a aquisição de sinais para fins de identificação de modelos LPV, conforme será apresentado neste capítulo.

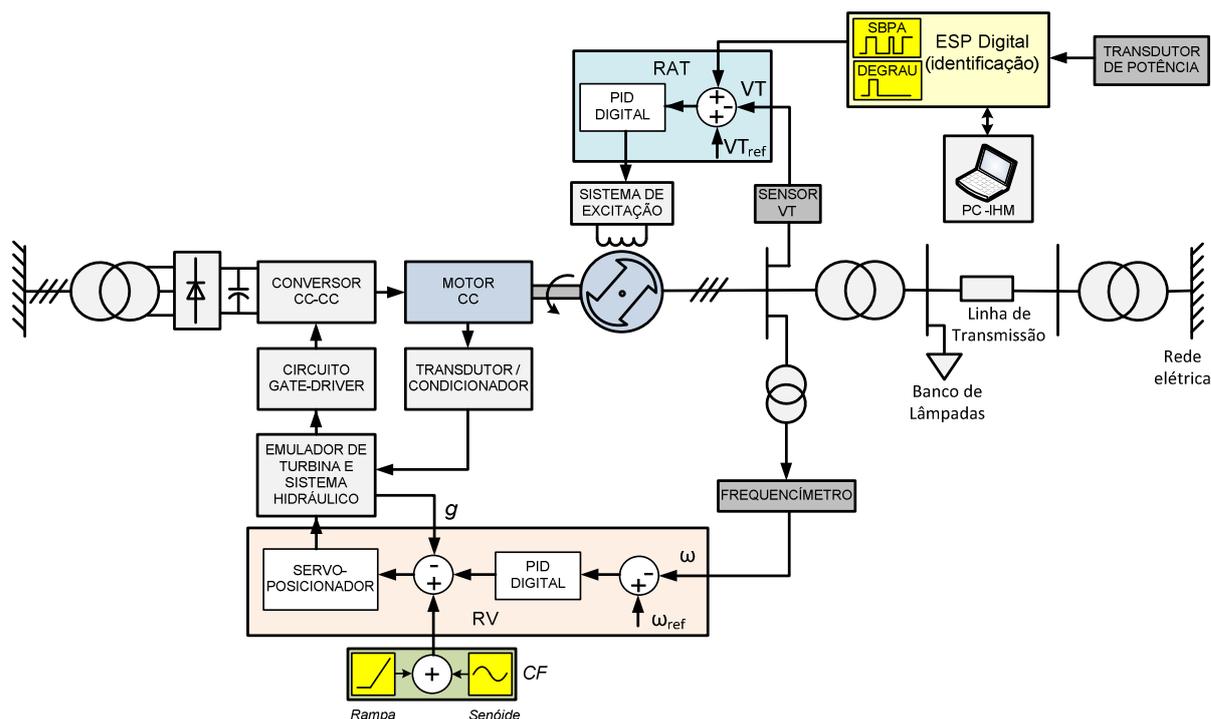


Figura 8.1 – Diagrama em blocos do sistema de geração em escala reduzida.

8.3 RESPOSTA A UM PULSO

A resposta ao pulso é um recurso muito útil para a obtenção de um conhecimento inicial sobre o comportamento dinâmico de um sistema, pois revela características importantes para a sua modelagem. No caso de sistemas com resposta subamortecida, a partir da resposta ao pulso é possível medir parâmetros como o amortecimento relativo, a frequência natural do modo dominante e o atraso de transporte. Dessa forma, foram realizados ensaios de resposta ao pulso na unidade geradora de 10 kVA conectada à rede elétrica, a fim de se obter conhecimento acerca do modo de oscilação eletromecânica dominante.

O pulso foi gerado pelo ESP digital operando no modo “identificação”, no qual a lei de controle é desabilitada. A perturbação foi aplicada em uma entrada analógica do RAT, conforme é ilustrado na Figura 8.1. Este sinal analógico é digitalizado e normalizado pelo RAT em valores entre $\pm 0,3$ pu ($1,0$ pu = $V_{T_{nominal}}$). Em seguida o sinal é aplicado ao somador principal da lei de controle PID digital do RAT.

Os ensaios foram realizados com o sistema em diferentes condições operacionais. Foram escolhidos três pontos de potência ativa (pu na base do gerador), um mínimo em 0,1 pu

(Tabela 8.1), um médio em 0,4 pu (Tabela 8.2) e um máximo em 0,7 pu (Tabela 8.3). A potência operacional máxima do sistema de geração em escala reduzida é de 0,7 pu.

Tabela 8.1 – Ponto de operação de potência mínima.

Condição operacional de potência mínima (0,1 pu)		
Variável	Valor	Unidade
Potência ativa (na base do gerador)	0,1	pu
Potência ativa do motor CC	1,4	kW
Corrente do motor	4,2	A
Tensão no link CC de acionamento do motor	390	V
Abertura do distribuidor (emulação)	0,28	pu

Tabela 8.2 – Ponto de operação de potência média.

Condição operacional de potência média (0,4 pu)		
Variável	Valor	Unidade
Potência ativa (na base do gerador)	0,4	pu
Potência ativa do motor CC	4,2	kW
Corrente do motor	13	A
Tensão no link CC de acionamento do motor	440	V
Abertura do distribuidor (emulação)	0,54	pu

Tabela 8.3 – Ponto de operação de potência máxima.

Condição operacional de potência máxima (0,7 pu)		
Variável	Valor	Unidade
Potência ativa (na base do gerador)	0,7	pu
Potência ativa do motor CC	7,1	kW
Corrente do motor	21,5	A
Tensão no link CC de acionamento do motor	460	V
Abertura do distribuidor (emulação)	0,79	pu

O pulso foi parametrizado com um tempo de 0,15 segundos e com um valor de 0,225 pu de amplitude. A escolha do valor da amplitude da perturbação é uma relação de custo-benefício, pois deve ser escolhido um valor que se obtenha uma resposta com boa relação sinal-ruído, mas que não interfira demasiadamente na operação do sistema. Dessa forma, durante os testes experimentais a amplitude do pulso foi gradualmente aumentada de 0,03 pu (0,2 V) até 0,225 pu (1,5 V), valor no qual se obteve uma resposta (desvio de potência ativa) com excelente relação sinal-ruído. A Figura 8.2 ilustra o sinal de desvio de potência ativa devido às variações pulso aplicadas na referência do regulador automático de tensão.

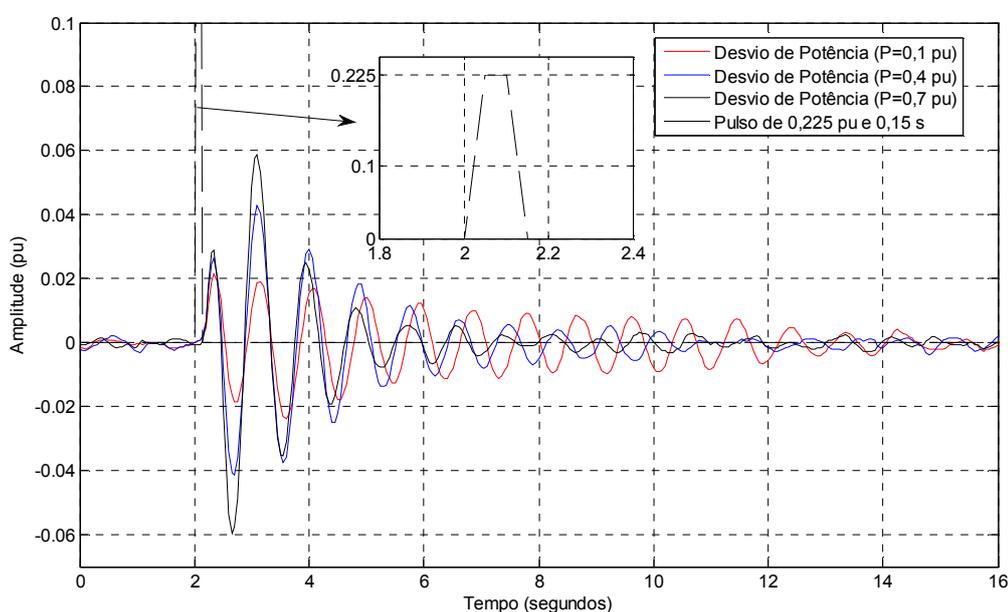


Figura 8.2 – Resposta ao pulso do sistema em diferentes condições operacionais.

Através deste teste foi possível observar um modo de oscilação eletromecânica com frequência média de 1,1Hz. Como existe apenas uma unidade geradora no sistema de geração em escala reduzida, e a mesma está conectada a um sistema de grande porte, o sistema se enquadra no caso de um sistema máquina-barramento infinito. Portanto, a oscilação observada é o modo eletromecânico local da unidade geradora (Kundur, et al., 1994)(Rogers, 2000).

Nota-se que o amortecimento do modo é menor quando o sistema está na condição operacional de potência ativa mais baixa (0,1 pu). Por outro lado, a amplitude dos primeiros picos da oscilação são maiores quando o sistema encontra-se no maior valor de potência (0,7 pu). Dessa forma, percebe-se que quanto maior a carga da unidade geradora, menor é o torque de sincronismo e maior é o torque de amortecimento. O efeito é contrário quanto menor for a carga da máquina.

Com relação ao atraso de transporte da planta, nota-se que é desprezível comparado com a frequência da dinâmica de interesse. Esta característica já era esperada, visto que o regulador automático de tensão e o sistema de excitação são sistemas compostos apenas por componentes eletrônicos de resposta rápida. Este é um dos fatores pelo qual os estabilizadores atuam por esta malha de controle, ao invés da malha de controle de velocidade.

Normalmente o atraso de transporte na malha de controle de velocidade de unidades geradoras hidráulicas e térmicas é aceitável para o controle da velocidade do rotor, porém não pode ser desprezado para a atuação de estabilizadores. Dessa forma, durante o projeto do controlador o atraso deve ser considerado no modelo da planta ou então é necessária a adoção de estratégias de compensação, tal como o Preditor de Smith (Nogueira, et al., 2011.a).

Os efeitos da variação pulso na tensão terminal e tensão de campo da unidade geradora são ilustrados na Figura 8.3, para $P = 0,7$ pu. A potência reativa não foi medida porque o sistema micromáquina ainda não está equipado com um transdutor de potência reativa.

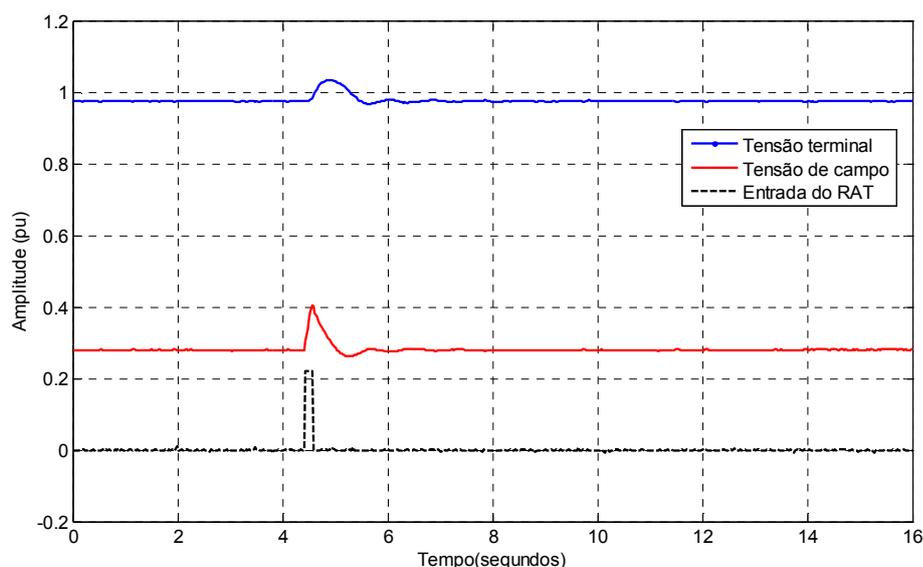


Figura 8.3 – Sinais de tensão terminal e tensão de campo durante a aplicação do pulso.

8.4 IDENTIFICAÇÃO DE MODELOS ARX

A resposta ao pulso do sistema revelou características importantes sobre o modo de oscilação eletromecânica local da unidade geradora. Um passo intermediário realizado entre os ensaios de resposta ao pulso e os testes para a identificação de modelos LPV, foi a identificação de modelos lineares em diferentes condições operacionais. A partir destes

modelos é possível, por exemplo, determinar a tendência de deslocamento dos polos do sistema de acordo com a variação da carga da máquina. Estas informações contribuem para uma melhor interpretação dos resultados obtidos posteriormente com modelos com estrutura LPV.

Foram estimados modelos lineares do tipo ARX através de dados de entrada e saída coletados em três níveis de potência ativa, 0,1 pu (mínimo), 0,4 pu (médio) e 0,7 pu (máximo).

Durante a aquisição de dados para a estimação dos modelos locais, a entrada da planta foi excitada com uma SBPA, projetada para excitar uniformemente uma faixa de frequências em torno da frequência do modo de oscilação eletromecânica observado na resposta ao pulso (valor médio de 1,1 Hz). Dessa forma, a SBPA foi parametrizada com 9 células ($N = 9$), tempo de atualização de 0,12 segundos ($T_b = 0,12$), o que de acordo com as Equações (4.21) e (4.22) resulta em uma faixa de frequências entre 0,016 Hz e 3,6 Hz.

A amplitude da SBPA foi configurada para ser dez vezes menor que a amplitude do sinal pulso, visto que a SBPA apresenta pulsos retangulares de duração bem maiores que a variação pulso. O pulso de maior duração gerado pela SBPA possui 1,08 segundos ($N.T_b$), enquanto a variação pulso aplicada possui duração de apenas 0,15 segundos. Dessa forma, através de ensaios experimentais definiu-se a amplitude da SBPA igual a 0,0225 pu, valor no qual obteve-se sinais de resposta da planta (desvio de potência ativa) com excelente qualidade e com variações pequenas (máximo de 5%) em torno do respectivo ponto de operação. Sinais de teste com amplitude elevada podem excitar demasiadamente a dinâmica não-linear dos sistemas elétricos de potência. Caso isto ocorra, a identificação de modelos lineares será prejudicada.

Para cada um dos pontos de operação, os ensaios de aquisição de dados deve ter uma duração maior ou igual ao período da SBPA, conforme a Equação (4.24). Dessa forma, os ensaios de coleta de dados devem ter duração igual ou maior a 61,32 segundos. Foram realizados ensaios com duração de aproximadamente 130 segundos, garantindo assim uma sequência de dados para a estimação de parâmetros e outra para a validação.

Os dados foram coletados com um intervalo de amostragem de 0,05 segundos, o qual é aproximadamente vinte vezes menor que o período do modo de oscilação de interesse.

A Figura 8.4 ilustra a resposta da tensão terminal e da tensão de campo da unidade geradora durante a aplicação da SBPA na entrada analógica do RAT, para $P = 0,7$ pu.

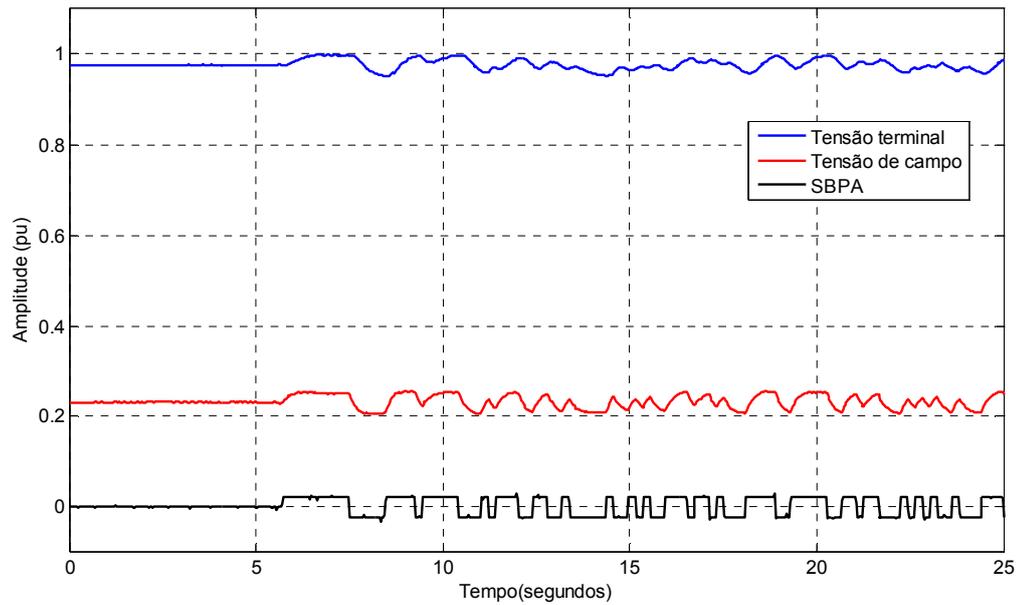


Figura 8.4 – Sinais de tensão terminal e tensão de campo durante a aplicação da SBPA.

Para fins de ilustração, a Figura 8.5 apresenta uma parte dos dados de entrada (SBPA) e saída (desvio de potência ativa) adquiridos em uma condição operacional de 0,7 pu de potência ativa. Os dados adquiridos nas demais condições operacionais são similares.

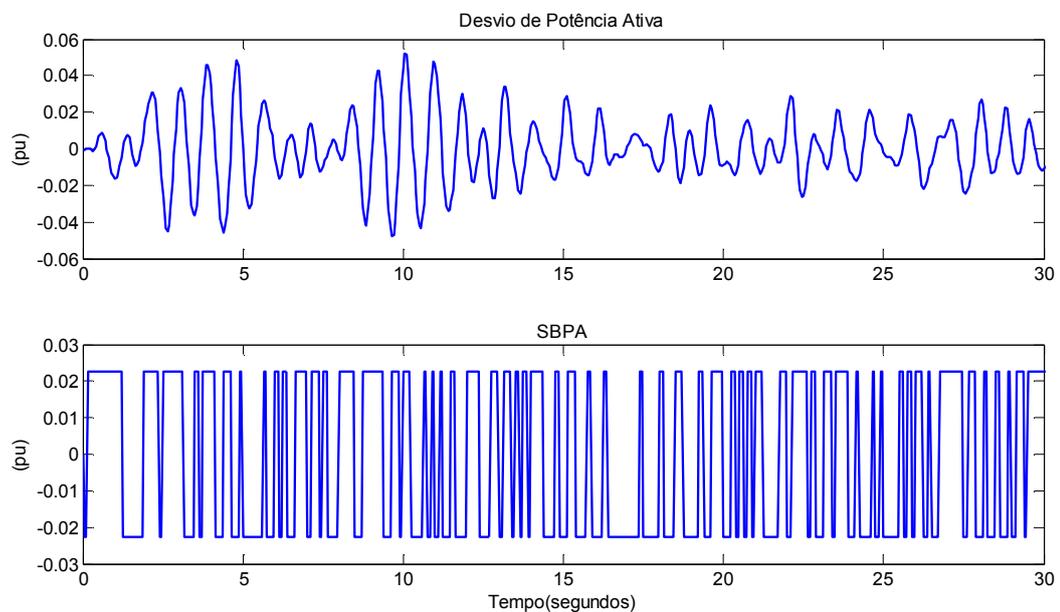


Figura 8.5 - Dados de entrada e saída adquiridos para a identificação de um modelo local ($P=0,7$).

Na Figura 8.6 apresenta-se a estimativa do espectro dos sinais de entrada e saída obtida a partir do processamento dos dados medidos no teste. Como esperado, no espectro dos dados que representam a resposta da planta, percebe-se claramente um pico em torno de 1,1 Hz, o que caracteriza um modo de oscilação pouco amortecido (Figura 8 (a)). Nota-se que o espectro da SBPA, por sua vez, é aproximadamente plano em torno da faixa especificada no projeto, caracterizando a semelhança com um ruído branco na faixa entre 0,016 Hz e 3,6 Hz (Figura 8 (b)).

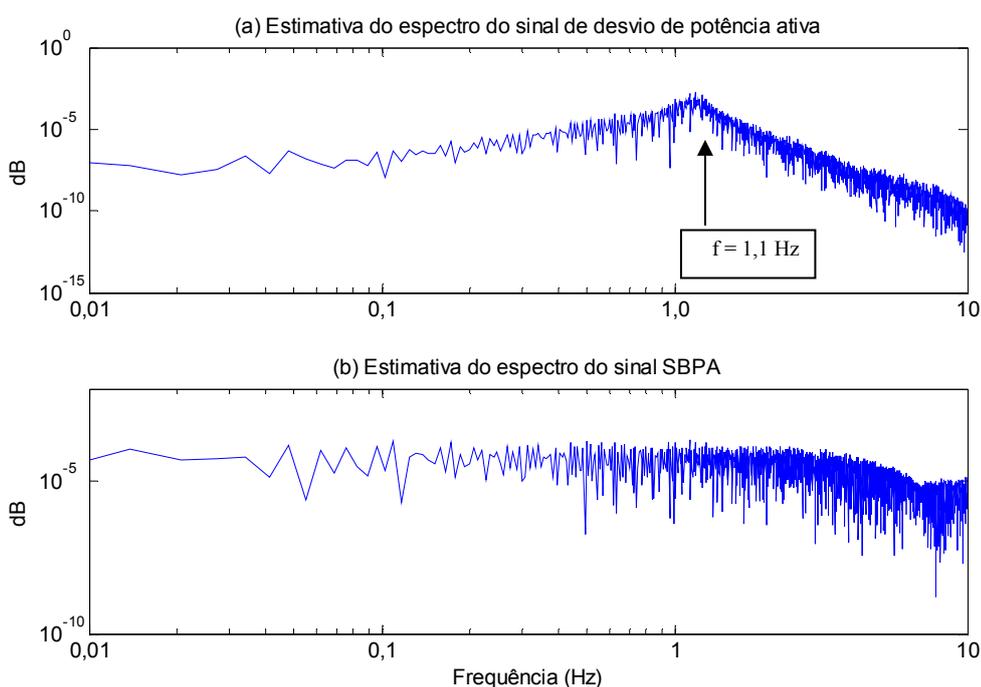


Figura 8.6 – Espectro dos sinais de entrada e saída adquiridos em $P = 0,7$ pu.

O conjunto de dados coletados foi dividido em dois subconjuntos, sendo um utilizado no processo de estimação do modelo e outro usado para a validação do mesmo. A estrutura selecionada para os modelos paramétricos lineares foi do tipo ARX de tempo discreto (Landau & Zito, 2006).

Os parâmetros dos modelos locais foram determinados através do algoritmo LMS, o qual foi apresentado na Seção 4.3 desta tese para a identificação de modelos LPV. Note que quando é escolhido um valor de $N=0$, o algoritmo LMS pode ser utilizado para a determinação de modelos ARX convencionais, os quais não apresentam dependência com um parâmetro externo.

A fim de se obter informação a cerca da melhor ordem para os modelos locais, para cada um dos três conjunto de dados, foram estimados modelos de 4ª a 8ª ordem. Para a avaliação do desempenho dos modelos identificados, foi utilizado o seguinte índice de desempenho (*id*) (Tóth, et al., 2009):

$$id = 100\% \cdot \max \left(1 - \frac{\text{var}(y(k) - \hat{y}(k))}{\text{var}(y(k))} \right) \quad (8.1)$$

onde k é o índice de tempo discreto, $y(k)$ é a saída medida, $\hat{y}(k)$ é a saída estimada pelo modelo e var é variância. A função *id* calcula a variância explicada (VAF, do inglês *variance accounted for*) entre dois sinais (Tóth, et al., 2009). Caso os sinais $y(k)$ e $\hat{y}(k)$ sejam idênticos, *id* será igual a 100%. Por outro lado, quanto mais os sinais diferirem, menor será o *id*. Dessa forma, a função *id* é frequentemente utilizada para avaliar a qualidade de modelos, comparando a saída real medida com a saída estimada pelo modelo.

As Tabelas 8.4 a 8.6 apresentam o índice de desempenho de cada um dos modelos ARX. Para a determinação dos valores de passos inicial (α_{inicial}) e final (α_{final}) do algoritmo LMS, foi desenvolvido um programa que realiza sequencialmente a estimação de modelos ARX para diferentes valores de passo. Para isto, o usuário deve definir um valor inicial mínimo e máximo. Ao fim do processo, o programa informa quais os valores de α_{inicial} e α_{final} resultaram em um modelo com melhor desempenho (*id*). Esta metodologia possui uma carga computacional elevada, porém tem a vantagem de evitar a busca exaustiva por parte do usuário. Procedimentos para a determinação automática do passo do algoritmo de estimação são sugeridos como trabalhos futuros desta tese.

Tabela 8.4 - Desempenho dos modelos lineares ARX identificados em $P = 0,1$.

Índice de Desempenho x Ordem do Modelo			
Ordem do Modelo	Índice de Desempenho (%)	α_{inicial}	α_{final}
4ª ordem	56,607	6,5	0,01
5ª ordem	61,641	3,5	0,01
6ª ordem	72,585	2,5	0,01
7ª ordem	80,633	1,5	0,01
8ª ordem	82,66	1,0	0,01

Tabela 8.5 - Desempenho dos modelos lineares ARX identificados em $P = 0,4$.

Índice de Desempenho x Ordem do Modelo			
Ordem do Modelo	Índice de Desempenho (%)	$\alpha_{inicial}$	α_{final}
4ª ordem	55,267	4,5	0,01
5ª ordem	75,257	3,5	0,01
6ª ordem	89,317	1,5	0,01
7ª ordem	93,784	1,0	0,01
8ª ordem	95,104	1,0	0,01

Tabela 8.6 – Desempenho dos modelos lineares ARX identificados em $P = 0,7$.

Índice de Desempenho x Ordem do Modelo			
Ordem do Modelo	Índice de Desempenho (%)	$\alpha_{inicial}$	α_{final}
4ª ordem	39,109	3,5	0,01
5ª ordem	83,08	2,5	0,01
6ª ordem	94,004	1,0	0,01
7ª ordem	95,77	0,7	0,01
8ª ordem	96,172	0,7	0,01

A Figura 8.7 apresenta curvas com estimativas de erro percentual (100% - índice de desempenho) dos modelos ARX identificados nos três pontos de operação. Nota-se que os modelos identificados na condição operacional $P=0,1$ pu apresentaram desempenho inferior, quando comparados com os modelos identificados em $P=0,4$ pu e $P=0,7$ pu. Isto pode ser um indicativo de que nesta região a dinâmica do sistema possui características que um modelo ARX possui dificuldade para capturar. Contudo, mesmo assim, os modelos identificados em

$P=0,1$ pu apresentam um bom desempenho. Portanto, com base na análise de modelos com diferentes dimensões, foram selecionados os modelos de 6ª ordem, os quais apresentam uma boa relação entre desempenho e dimensão do modelo.

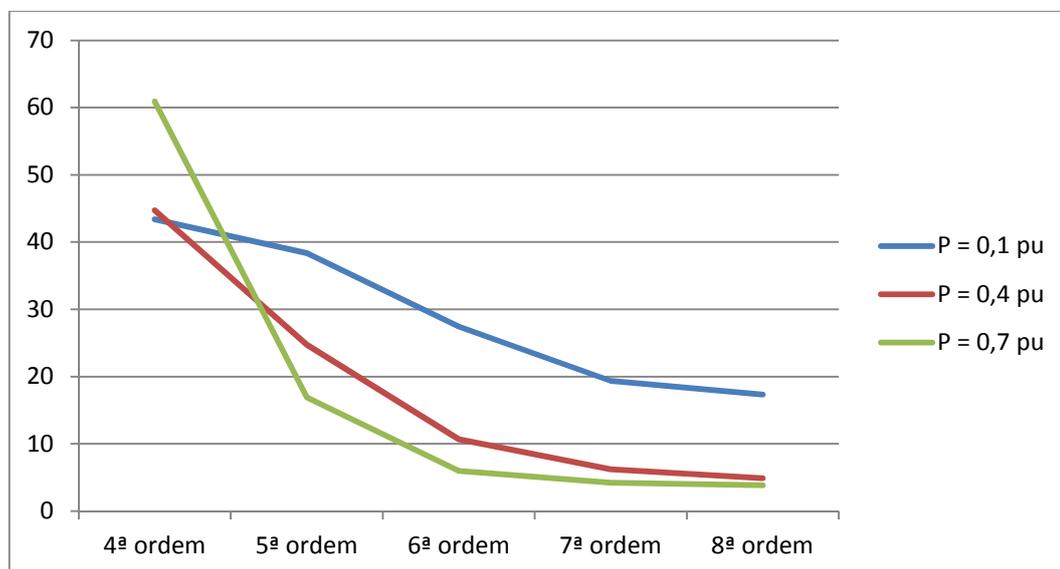


Figura 8.7 – Curvas com estimativa de erro percentual dos modelos ARX.

Os modelos ARX estimados são representados pela função de transferência pulsada da Equação (8.2).

$$\frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} = \frac{b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + b_3q^{-3} + b_4q^{-4} + b_5q^{-5} + b_6q^{-6}}{1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + a_3q^{-3} + a_4q^{-4} + a_5q^{-5} + a_6q^{-6}} \quad (8.2)$$

onde os valores dos coeficientes b_i e a_i , $i = 6$, estão apresentados na Tabela 8.7.

Tabela 8.7 – Parâmetros dos modelos locais identificados

$B(q^{-1})$	$P = 0,1$ pu	$P = 0,4$ pu	$P = 0,7$ pu
b_1	0,0039	0,0028	0,0034
b_2	0,0028	0,0108	0,0073
b_3	0,0095	0,0199	0,0205
b_4	0,0158	0,0088	0,0102
b_5	0,0004	-0,0091	-0,0260
b_6	-0,0154	-0,0372	-0,0362

$A(q-1)$	$P = 0,1 pu$	$P = 0,4 pu$	$P = 0,7 pu$
a_1	-1.8435	-1,8951	-2,1368
a_2	0.8059	0,8091	1,2550
a_3	0.2297	0,3172	0,0897
a_4	0.0813	0,0861	0,0893
a_5	-0.2903	-0,3648	-0,3982
a_6	0.1288	0,1350	0,1590

Na Figura 8.8 apresenta-se a comparação entre a saída real do sistema e a saída estimada pelo modelo ARX de sexta ordem identificado a partir dos dados coletados em $P = 0,7 pu$. Observa-se que o modelo capturou satisfatoriamente a dinâmica do modo de oscilação eletromecânico de 1,1 HZ. Vale ressaltar, que os dados utilizados durante o processo de validação não foram os mesmos utilizados para a estimação dos modelos. As curvas obtidas com a validação dos outros dois modelos ARX ($P = 0,1 pu$ e $P = 0,4 pu$) são similares às curvas da Figura 8.8, portanto, para simplificar a apresentação do trabalho, foram omitidas.

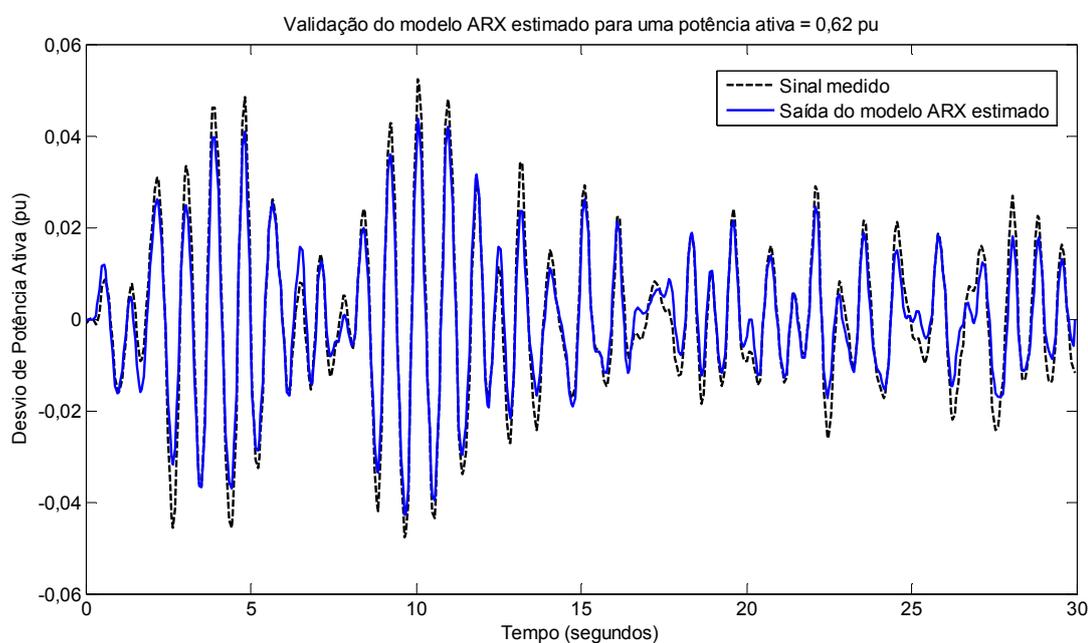


Figura 8.8 - Validação do modelo ARX de 6ª ordem identificado no ponto de operação $P=0,7$.

O valor de amortecimento relativo e frequência natural dos pólos dos modelos ARX identificados são apresentados nas 8.8 a 8.10. O par de pólos complexos dominantes, que estão associados ao modo de oscilação eletromecânica local da unidade geradora, teve um valor de amortecimento mínimo de 0,035 e máximo de 0,107. Com relação a frequência natural dos pólos dominantes, foram obtidos um valor mínimo de 1,097 Hz e um valor máximo de 1,154 Hz.

Tabela 8.8 – Pólos do modelo local de 6ª ordem estimado em P=0,1 pu.

Pólos dos modelo de 6ª ordem estimado em P=0,1		
Pólos	Amortecimento	Frequência (Hz)
$0.9300 \pm 0.3335i$	0,035	1,097
$-0.4700 \pm 0.4139i$	0,19	7,85
$0.4618 \pm 0.3510i$	0,642	2,7

Tabela 8.9 - Pólos do modelo local de 6ª ordem estimado em P=0,4 pu.

Pólos dos modelo de 6ª ordem estimado em P=0,4		
Pólos	Amortecimento	Frequência (Hz)
$0.9119 \pm 0.3459i$	0,0689	1,157
$-0.4900 \pm 0.4248i$	0,176	7,85
$0.5257 \pm 0.2473i$	0,77	2,23

Tabela 8.10 - Pólos do modelo local de 6ª ordem estimado em P=0,7 pu.

Pólos dos modelo de 6ª ordem estimado em P=0,7		
Pólos	Amortecimento	Frequência (Hz)
$0.9003 \pm 0.3392i$	0,107	1,154
$-0.4484 \pm 0.4399i$	0,193	7,675
$0.6166 \pm 0.2348i$	0,753	1,76

Os pólos dos modelos locais são apresentados na Figura 8.9. Nota-se que o amortecimento dos polos dominantes é menor no modelo identificado em $P = 0,1$, conforme foi detectado no ensaio de resposta ao pulso.

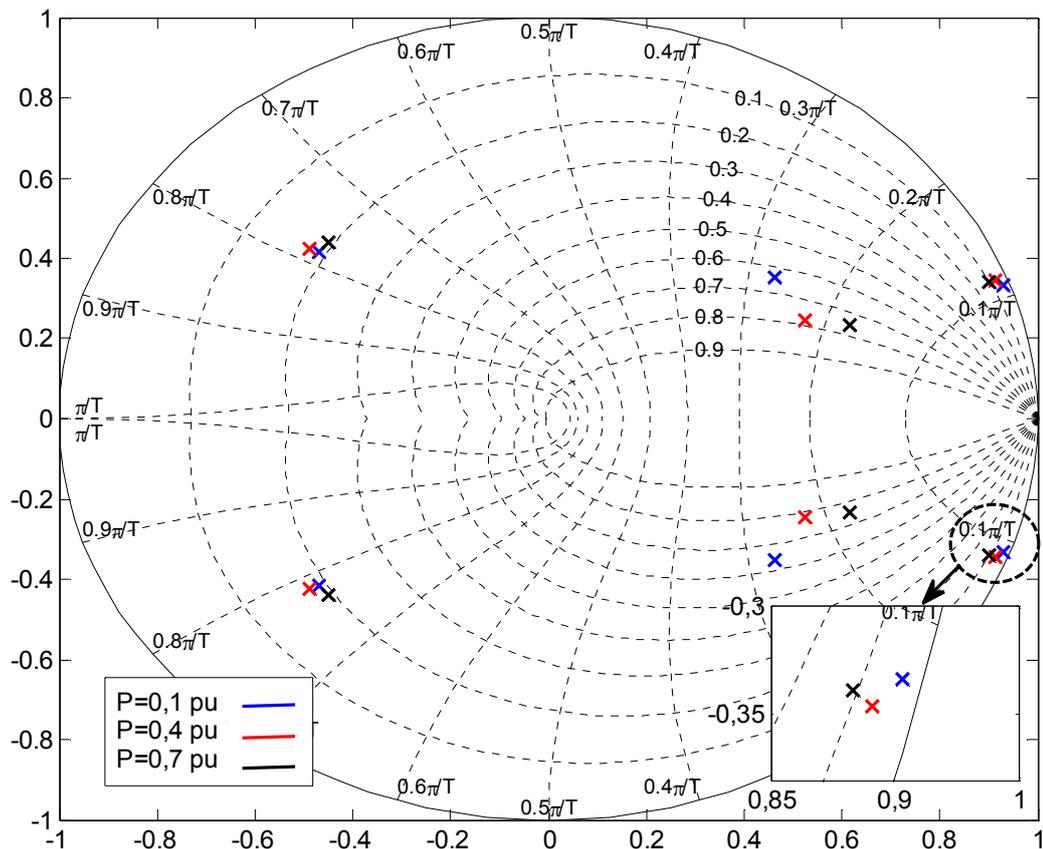


Figura 8.9 – Pólos dos modelos locais ARX identificados.

8.5 IDENTIFICAÇÃO DE MODELOS LPV VIA O MÉTODO LMS

Durante a estimação de modelos lineares locais é necessária a aquisição de dados de entrada e saída em uma condição operacional fixa. Porém, quando o objetivo é a estimação de modelos LPV, para a correta convergência do algoritmo de identificação LMS é necessário que os dados de entrada e saída sejam coletados não apenas para um valor fixo do parâmetro $\theta = P$, e sim para uma faixa de valores especificada pelo projetista. Para atender a esta condição, durante a coleta de dados para a estimação de um modelo LPV, a condição operacional do sistema foi variada entre um valor mínimo P_{min} igual a 0,1 pu e um valor

máximo P_{max} igual a 0,7 pu. Ou seja, foram capturados dados de entrada e saída para valores de θ entre 0,1 pu e 0,7 pu.

O valor de potência ativa da unidade geradora é controlado a partir da referência de carga (CF, carga-frequência) do regulador de velocidade do motor CC. Portanto, para a aquisição de dados em uma faixa de valores de potência ativa, foi aplicado um sinal senoidal com frequência de 0,001 Hz na entrada CF do RV.

A frequência do sinal aplicado no CF do RV deve ser menor que a frequência do modo de oscilação de interesse (1,1 Hz), visto que o objetivo deste sinal de excitação é alterar a condição operacional do sistema, para assim os dados coletados possuírem informações sobre a dinâmica entrada-saída do sistema para toda uma região operacional. A excitação da dinâmica do modo de oscilação eletromecânica é realizada por um sinal SBPA aplicado na referência do RAT. A Figura 8.1 ilustra os pontos onde foram aplicadas a SBPA (RAT) e a senóide (RV).

Outro fator que limita a frequência do sinal senoidal é um limitador de taxa de $\pm 0,005$ pu/s implementado na entrada da referência de carga do RV digital (Nascimento Filho, 2011). Este limitador de taxa é utilizado para limitar a velocidade do carregamento da unidade geradora por comandos no carga frequência. O objetivo deste limitador é evitar, em unidades geradoras acionadas por turbinas hidráulicas, sobrepressões no conjunto conduto forçado e caixa espiral (Kundur, et al., 1994). A unidade geradora do sistema de geração em escala reduzida é acionada por um motor CC, porém no módulo digital do RV existe um algoritmo que permite simular uma turbina hidráulica e os respectivos sistemas hidráulicos (válvulas e pistões) de controle (Nascimento Filho, 2011).

Os dados foram adquiridos pelo ESP digital no modo “identificação”. A Figura 8.10 ilustra os sinais adquiridos durante o ensaio: potência ativa filtrada (vermelho), desvio de potência ativa (verde) e SBPA (azul). Em um determinado momento próximo a 50 segundos, a unidade geradora foi conectada a rede elétrica. Após a sincronização, a potência ativa do gerador foi aumentada em rampa (0,005 pu/s) de 0 pu até 0,4 pu. A partir deste ponto, foram aplicados o sinal SBPA (RAT) e o sinal senoidal (RV). Após o sinal senoidal completar um período completo, o ensaio foi concluído, com uma duração aproximada de 22 minutos.

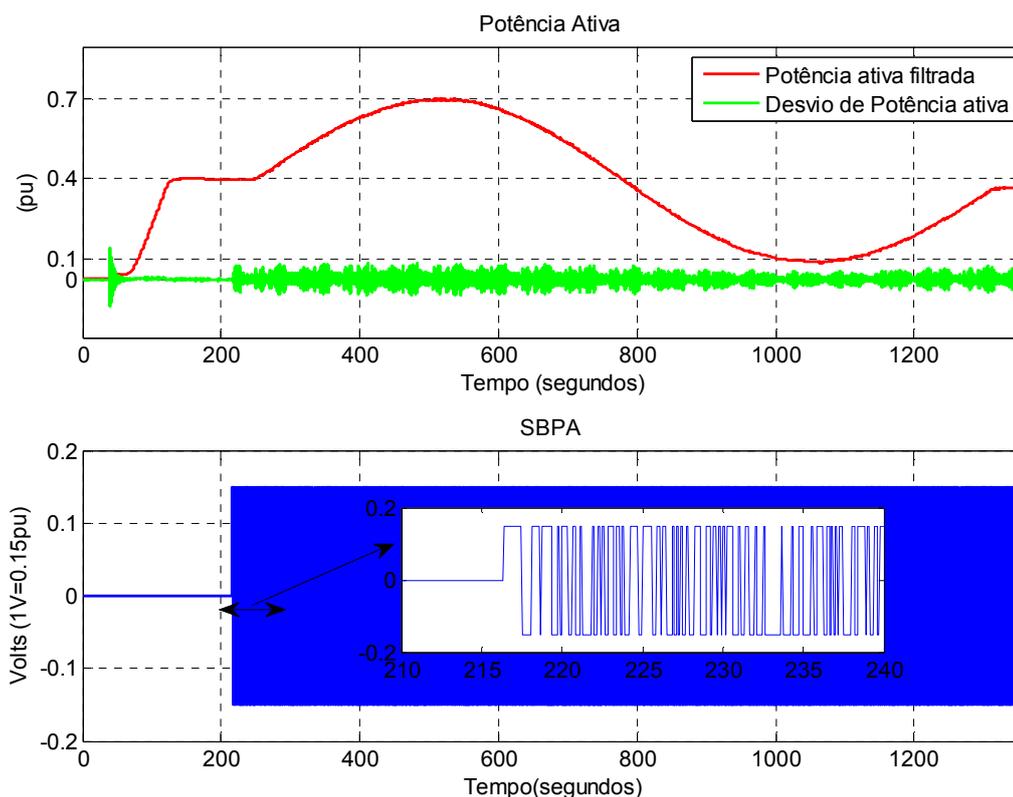


Figura 8.10 – Dados adquiridos durante a aplicação da senóide na referência do RV.

Foram coletadas 27.164 amostras (22,63 minutos), porém foram selecionadas apenas as amostras no intervalo onde foram aplicados os sinais de excitação. A sequência de dados resultante possui 22.101 amostras (18,41 minutos).

A partir da Figura 8.10 nota-se que a potência ativa alcançou apenas uma vez os pontos de operações máximo e mínimo. Porém, como foi definido nas condições de excitação do algoritmo LMS para a identificação de modelos LPV, quanto maior o número de vezes que o sistema atinja os valores extremos, melhor será a estimação. Para atender esta condição, o ensaio de aquisição de dados seria muito longo, o que é difícil de realizar em sistemas reais.

Como não é fisicamente possível alterar rapidamente a condição operacional da unidade geradora através de ensaios experimentais e também é difícil a aquisição de grandes sequências de dados, foi desenvolvido neste trabalho, um algoritmo que através do processamento dos dados adquiridos, é possível atender as necessidades de excitação do algoritmo LMS. A estratégia adotada é baseada em uma definição do próprio Teorema 4.1, o qual define que a variação do parâmetro externo, que neste caso é o sinal de potência ativa, pode variar rapidamente.

O algoritmo de processamento dos dados desenvolvido consiste, basicamente, da reordenação dos dados coletados. O primeiro passo é a divisão dos dados coletados em n

grupos, em que cada grupo é composto por j subgrupos. Em seguida é gerada uma sequência na qual os subgrupos são agrupados em ordem crescente. Considere, por exemplo, uma sequência de 24 amostras, dividida em $n = 3$ grupos e (A, B e C) e $j = 2$ subgrupos (A1-A2, B1-B2 e C1-C2), conforme é ilustrado na Figura 8.11.

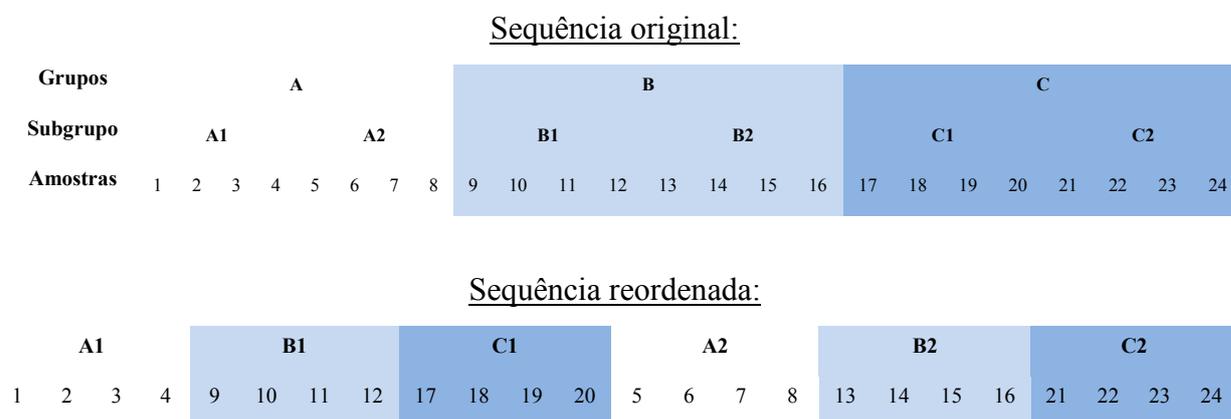


Figura 8.11 – Algoritmo de processamento dos dados de entrada e saída.

A Figura 8.12 ilustra os sinais de potência ativa e desvio de potência ativa processados pelo algoritmo de reordenação de dados, para um valor de $n = 10$ grupos e $j = 5$ subgrupos. (50 subgrupos no total). Para um total de 22.101 amostras, cada subgrupo possui 442 amostras (22,1 segundos).

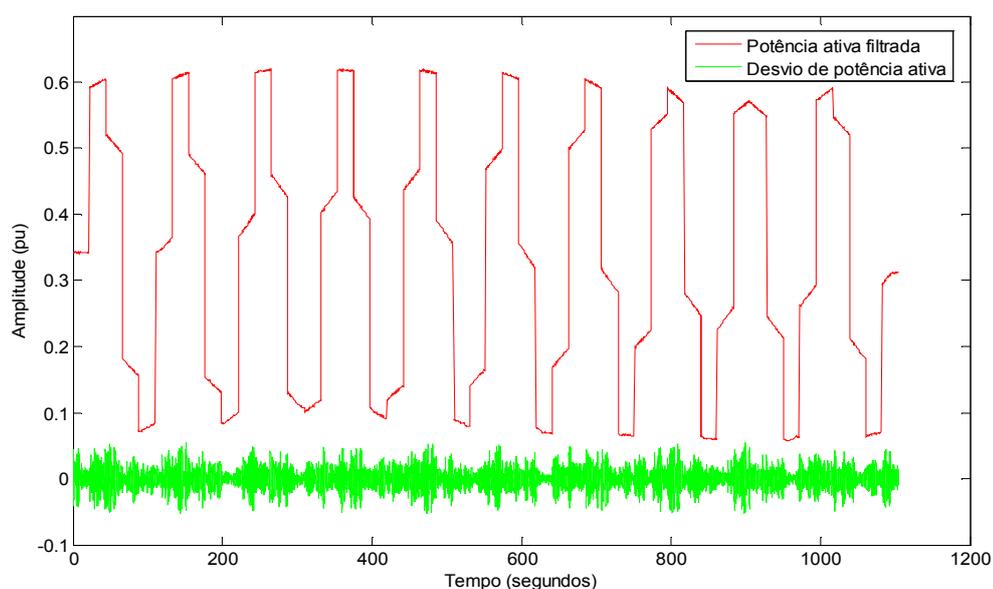


Figura 8.12 – Dados processados pelo algoritmo de reordenação de dados.

Os dados processados foram utilizados para a estimação de um modelo LPV de sexta ordem ($n_a=n_b=6$), mesma ordem dos modelos lineares locais identificados em condições operacionais fixas, é na forma da função de transferência pulsada a seguir:

$$\frac{B(q^{-1}, \theta)}{A(q^{-1}, \theta)} = \frac{b_1(\theta)q^{-1} + b_2(\theta)q^{-2} + b_3(\theta)q^{-3} + b_4(\theta)q^{-4} + b_5(\theta)q^{-5} + b_6(\theta)q^{-6}}{1 + a_1(\theta)q^{-1} + a_2(\theta)q^{-2} + a_3(\theta)q^{-3} + a_4(\theta)q^{-4} + a_5(\theta)q^{-5} + a_6(\theta)q^{-6}} \quad (8.3)$$

Com relação às funções paramétricas de ordem $N-1$ com dependência em $\theta = P$, foram testadas funções de 1ª e 2ª ordem (respectivamente $N=2$ e $N=3$). Estes modelos serão denominados, respectivamente, como modelo “LPV-LMS-1” e modelo “LPV-LMS-2”.

Inicialmente, a estimação dos parâmetros dos modelos LPV foi realizada com os dados não processados (Figura 8.10), o que resultou em índices de desempenho muito baixos, inferiores a 10%, conforme já era esperado. Em seguida, foram utilizados os dados processados (Figura 8.12). A Figura 8.13 ilustra a convergência dos parâmetros do modelo LPV de 6ª ordem com funções paramétricas de 1ª ordem (LPV-LMS-1), durante a execução do algoritmo de identificação LMS, utilizando os dados processados pelo algoritmo de reordenação. Foi utilizado um valor de $\alpha_{inicial} = 0,2$ e $\alpha_{final} = 0,01$.

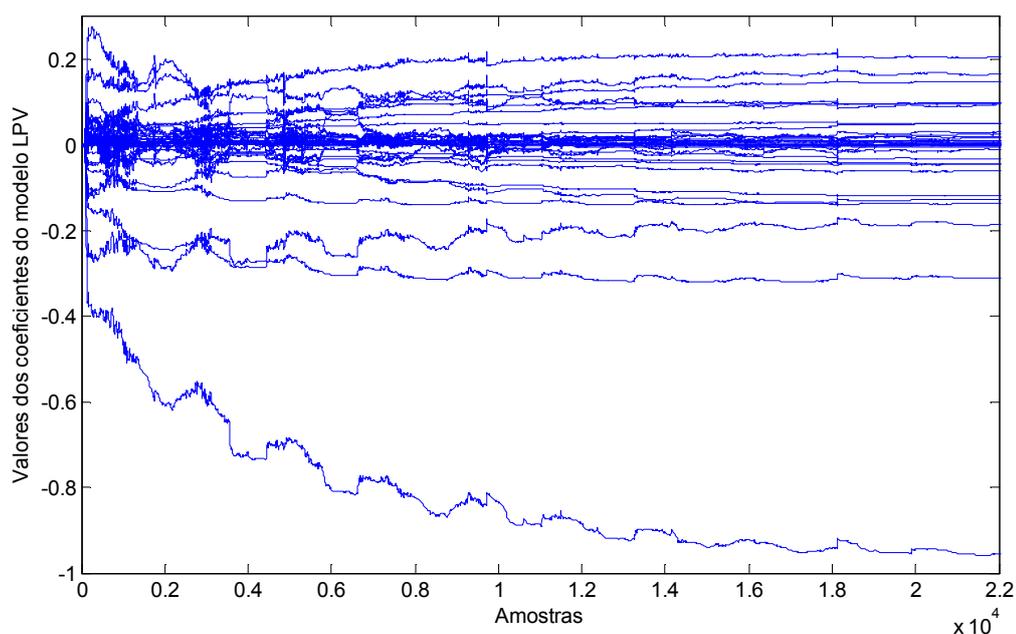


Figura 8.13 – Convergência dos parâmetros do modelo LPV-LMS-1.

Os valores dos parâmetros das funções paramétricas $\{b_i\}$ e $\{a_j\}$ dos dois modelos estão apresentados respectivamente nas Tabelas A.1 e A.2, no Apêndice A desta tese. Os índices de desempenho alcançados pelos modelos LPV-LMS-1 e LPV-LMS-2, foram, respectivamente, de 76,12 % e 78,23 %.

A partir da análise apenas do índice de desempenho, uma conclusão a priori seria que os modelos apresentam desempenho muito próximos, logo, deve-se selecionar o modelo de menor complexidade, no caso, o modelo LPV-LMS-1.

Na Figura 8.14 é apresentada uma comparação entre os pólos dos modelos LPV-LMS-1 (magenta) e LPV-LMS-2 (ciano), assim como os pólos dos modelos locais identificados em $P = 0,1$ PU (azul), $P = 0,3$ pu (vermelho) e $P = 0,6$ pu (preto). Para ser possível observar os pólos do modelo LPV para toda a faixa de incerteza modelada (todos os valores de P), foi necessário discretizar o espaço do parâmetro P , caso contrário, existiriam infinitos pólos para serem exibidos. Foi utilizada uma precisão de 0,01.

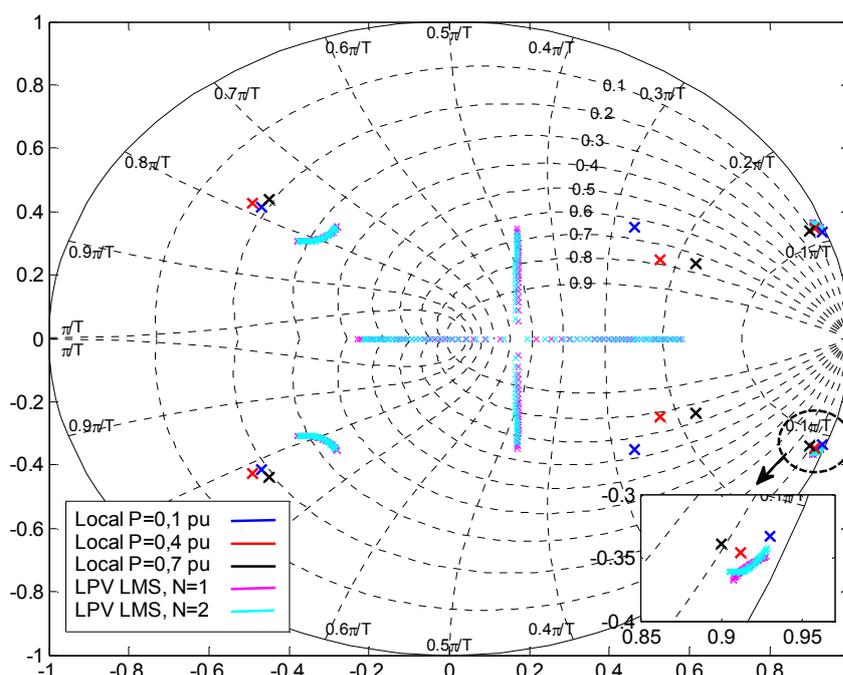


Figura 8.14 – Comparação entre os polos dos modelos LPV-LMS e modelos locais.

A Figura 8.15 apresenta um detalhe da região dos pólos dominantes associados ao modo de oscilação eletromecânica local do sistema de geração em escala reduzida. Nota-se que a região formada pelos pólos do modelo LPV com dependência de 2ª ordem (LPV-LMS-2) apresentam um perfil mais próximo aos polos dos modelos locais.

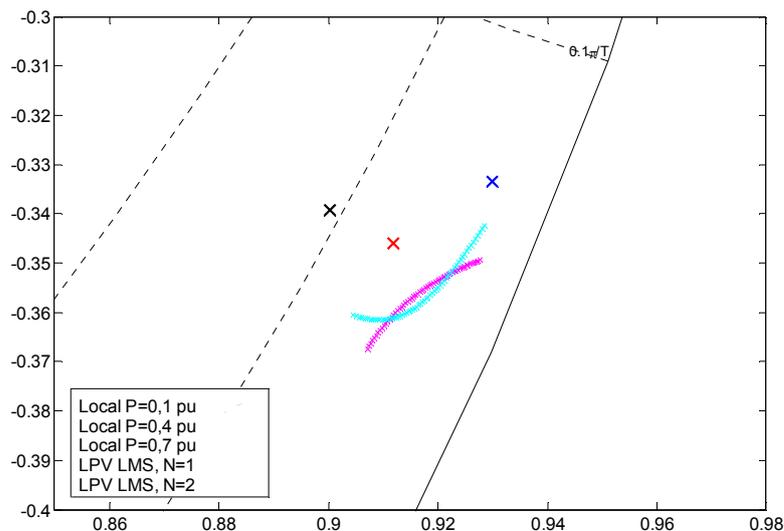


Figura 8.15 – Comparação entre os pólos dominantes dos modelos LPV-LMS e os modelos locais.

Na Figura 8.16 são apresentados os valores de amortecimento relativo dos polos dominantes dos modelos LPV-LMS, para diversos valores de P entre 0,1 e 0,7 pu. Além disso, são exibidos também os valores de amortecimento dos polos dominantes dos modelos locais. Percebe-se que nos pontos próximos a $P=0,1$, foram obtidos valores bem próximos entre os modelos LPV e locais. Por outro lado, nas regiões próximas a $P=0,7$, os valores obtidos com os modelos LPV não estão tão próximos ao valor de amortecimento do modelo local identificado no ponto de potência máxima. Isto é um indicativo de que para valores de potência elevada, os modelos LPV-LMS obtiveram apenas um desempenho razoável.

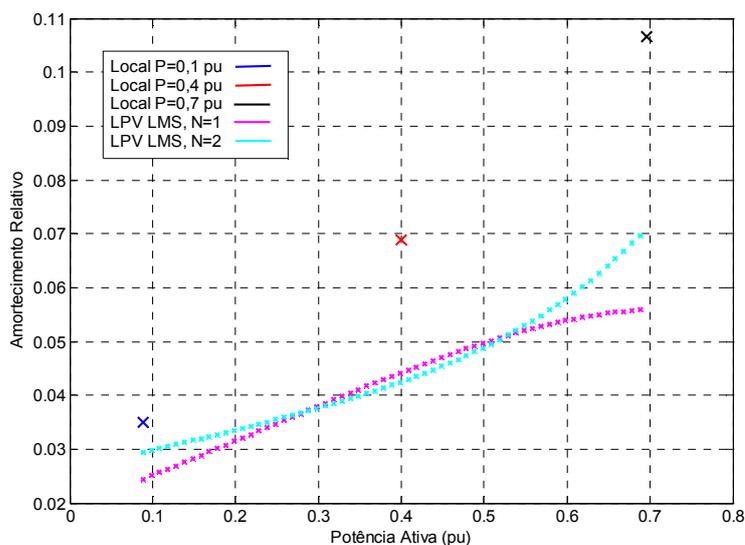


Figura 8.16 – Amortecimento dos pólos dominantes dos modelos LPV e locais identificados.

A Figura 8.17 apresenta os valores de frequência natural dos pólos dominantes dos modelos LPV-LMS e também dos modelos locais. Percebe-se que o modelo LPV com dependência de 2ª ordem (LPV-LMS-2) obteve melhor desempenho, quando comparado com o modelo LPV-LMS-1. Esta afirmação é justificada pelo fato de que a curva de valores gerada pelo modelo LPV-LMS-2 se aproxima mais dos valores obtidos com os modelos locais

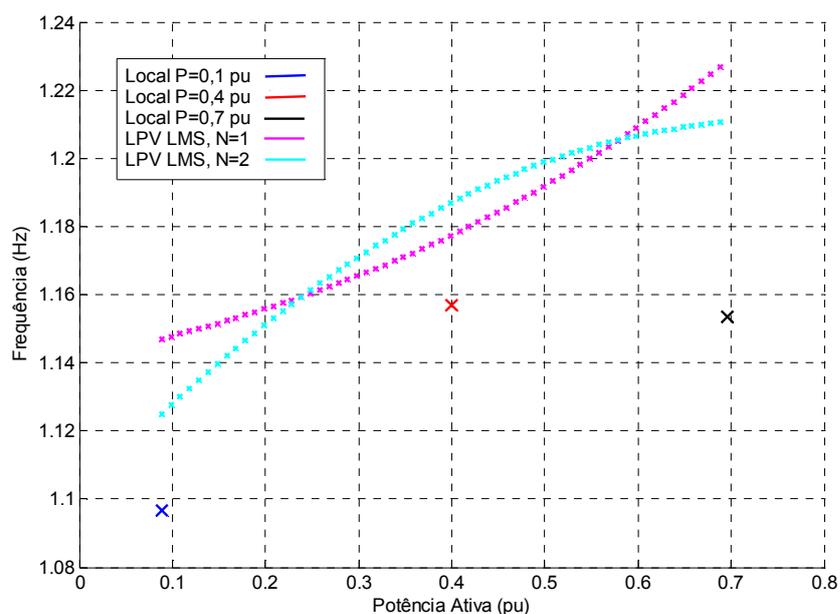


Figura 8.17 – Frequência dos polos dominantes dos modelos LPV e locais identificados.

8.6 IDENTIFICAÇÃO MODELOS LPV VIA O MÉTODO P-LMS

Esta seção da tese apresenta a identificação de modelos LPV através do método P-LMS desenvolvido neste trabalho. Os modelos LPV-PLMS foram estimados com a utilização de três sequências de dados, coletadas com o sistema em condições operacionais fixas de $P = 0,1$ pu, $P = 0,4$ pu e $P = 0,7$ pu. Estes dados foram os mesmos utilizados na identificação dos três modelos locais.

Assim como na seção anterior, foram identificados dois modelos LPV de 6ª ordem, um com dependência de 1ª ordem e outro com dependência de 2ª ordem. Estes modelos serão denominados, respectivamente, como modelo “LPV-PLMS-1” e modelo “LPV-PLMS-2”.

A Figura 8.18 ilustra a convergência dos parâmetros do modelo LPV-PLMS-1 durante a execução do algoritmo de identificação LMS.

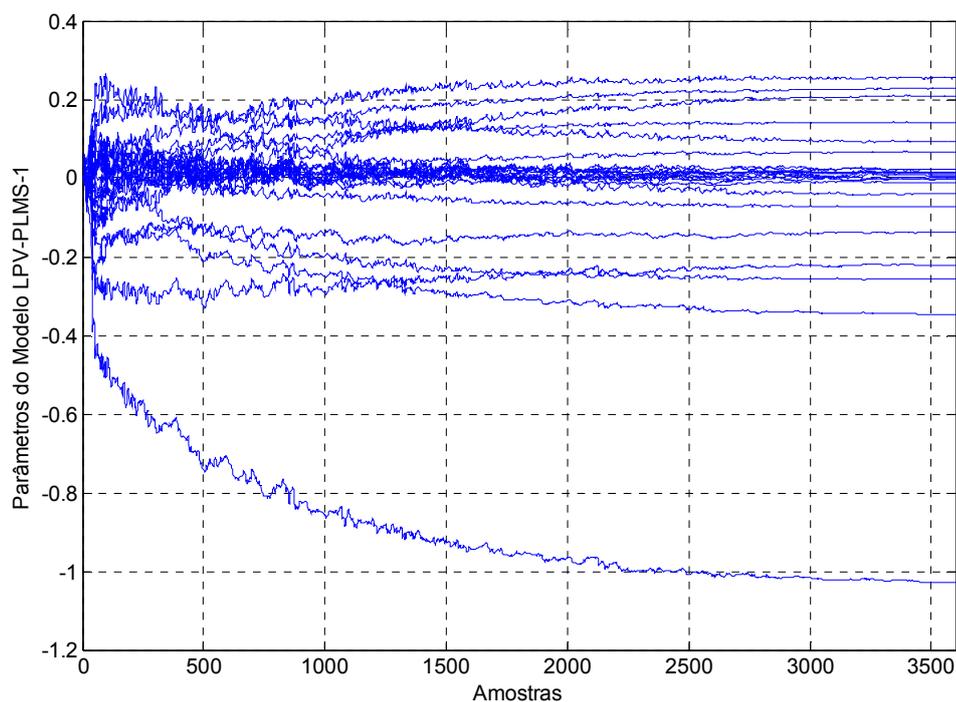


Figura 8.18 - Convergência dos parâmetros do modelo LPV.

Os valores dos parâmetros das funções paramétricas $\{b_i\}$ e $\{a_j\}$ dos dois modelos LPV-PLMS estão apresentados respectivamente nas Tabelas B.1 e B.2, no Apêndice B desta tese.

Para a validação dos modelos LPV-PLMS, foram utilizados os mesmos dados que foram utilizados na validação dos modelos LPV-LMS, ilustrados na Figura 8.10. Dessa forma, para a estimação dos modelos LPV-PLMS, foram utilizados dados com o sistema em condições operacionais fixas. Por outro lado, para a validação, foram utilizados dados que possuem informação sobre a dinâmica do sistema em toda a região de condições operacionais consideradas (P entre 0,1 pu e 0,7 pu). Foram alcançados índices de desempenho de 85,2 % e 91,4%, respectivamente para os modelos LPV-PLMS-1 e LPV-PLMS-2.

Na Figura 8.19 é apresentada uma comparação entre a saída do sistema medida e a saída estimada pelo modelo LPV-PLMS-2. Resultado semelhante é obtido para o modelo LPV-PLMS-1.

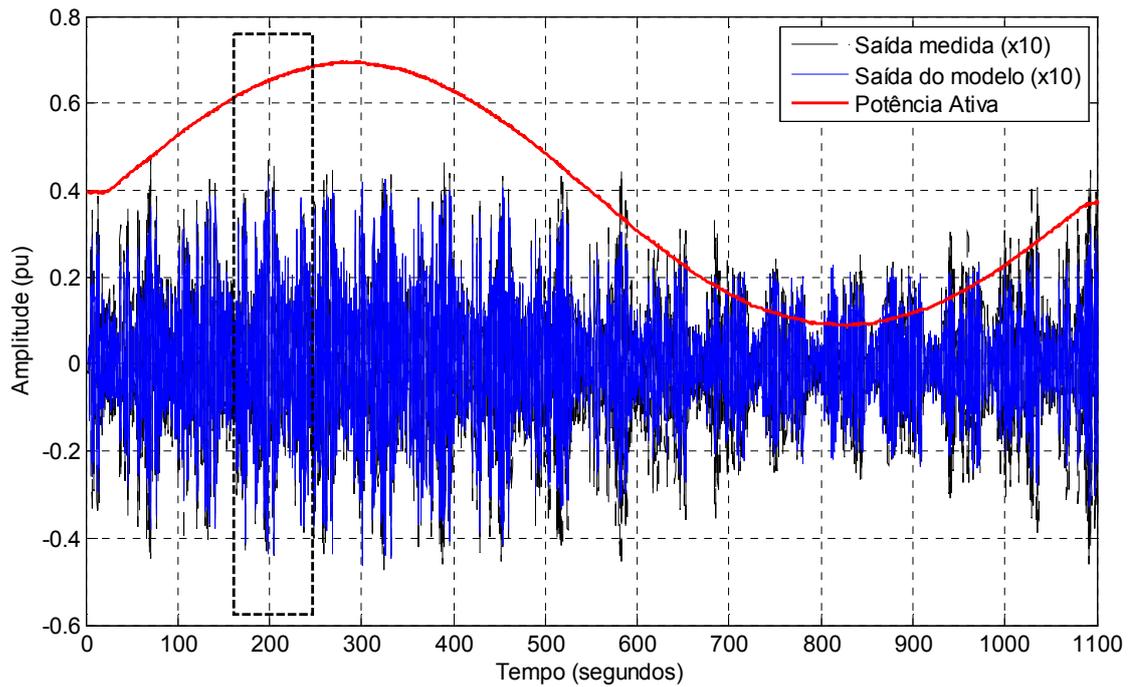


Figura 8.19 – Comparação entre a saída medida e a saída do modelo LPV-PLMS-2.

Um detalhe no gráfico da Figura 8.19, entre 190 e 220 segundos, é apresentado na Figura 8.20. Nota-se que o modelo LPV-PLMS-2 capturou adequadamente a dinâmica do sistema.

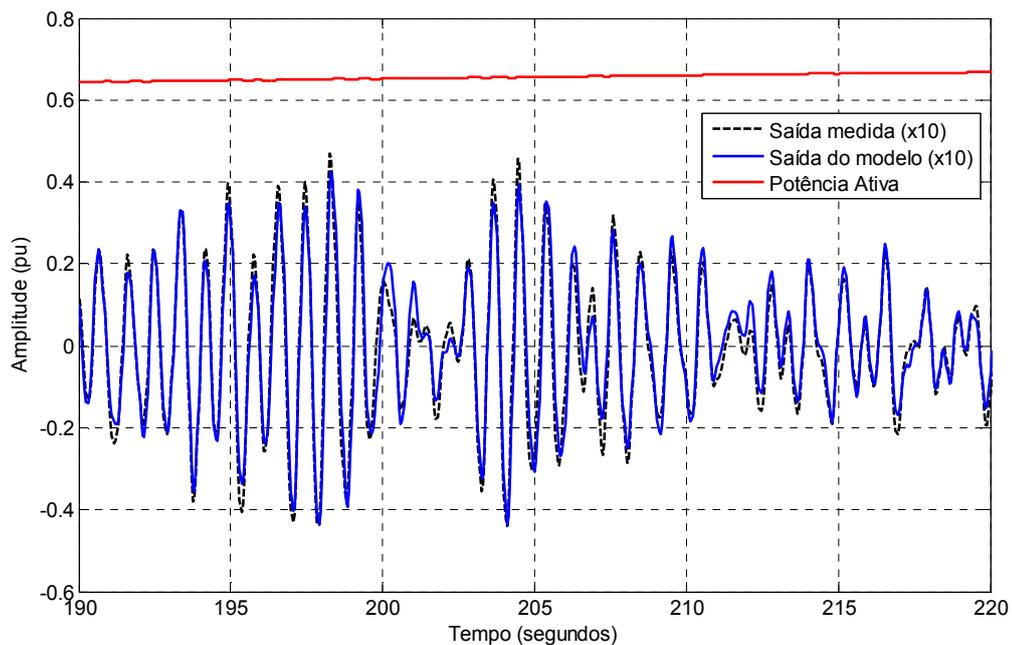


Figura 8.20 – Validação do modelo LPV-PLMS-2.

Na Figura 8.21 é apresentada uma comparação entre os pólos dos modelos LPV-PLMS-1 e LPV-PLMS-2.

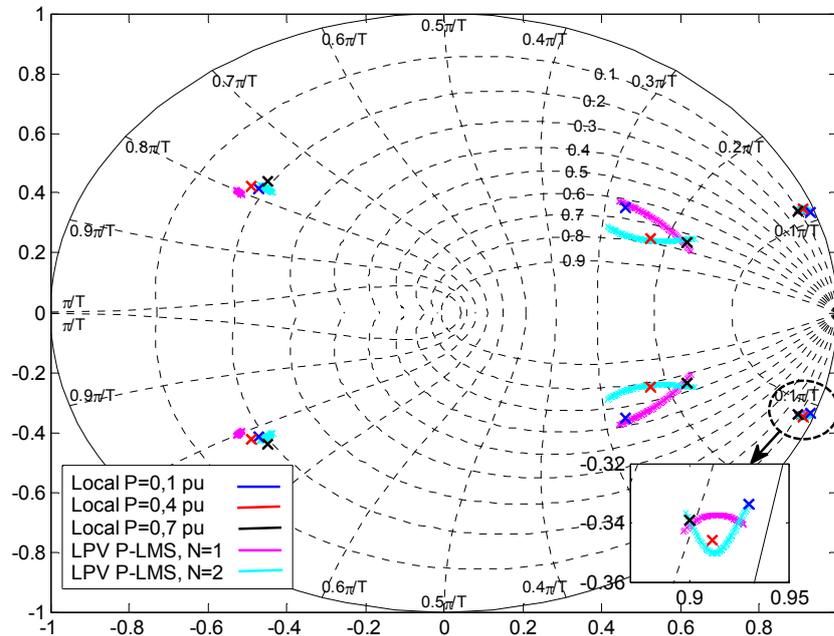


Figura 8.21 – Pólos dos modelos locais e modelos LPV identificados pelo método P-LMS.

Um detalhe nos polos dominantes mostra que a região composta pelos pólos do modelo LPV-PLMS-2 possui um perfil bem próximo aos pólos dos modelos locais, conforme é ilustrado na Figura 8.22.

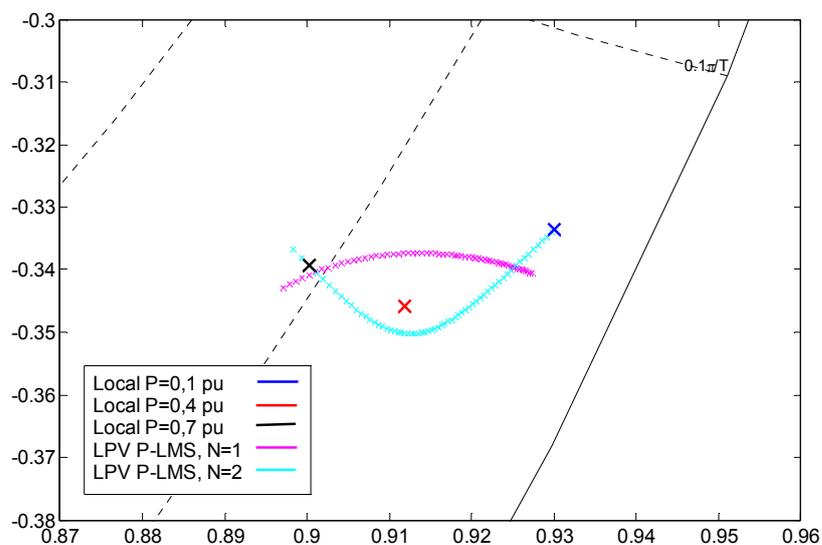


Figura 8.22 – Detalhe dos polos dos modelos locais e modelos LPV identificados com o método P-LMS.

A Figura 8.23 apresenta uma comparação entre os valores de amortecimento relativo dos pólos dominantes dos modelos LPV-PLMS, para diversos valores de P entre 0,1 e 0,7. Também são exibidos os valores de amortecimento dos pólos dominantes dos modelos locais. Nota-se que ambos os modelos obtiveram excelente desempenho.

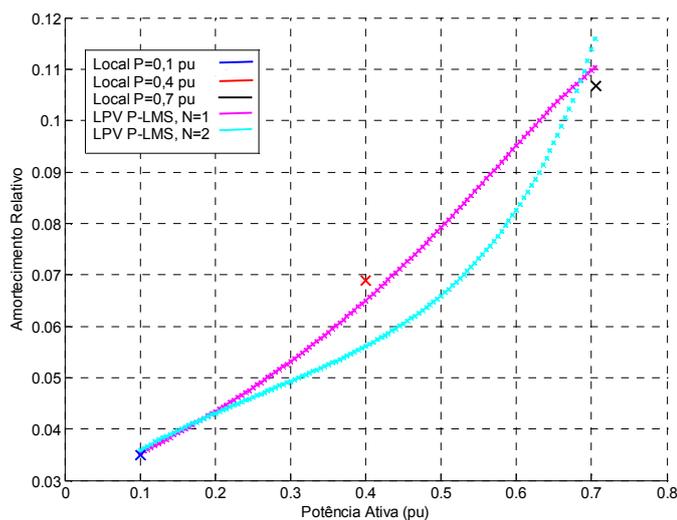


Figura 8.23 - Amortecimento relativo dos polos dominantes dos modelos locais e LPV.

A Figura 8.24 apresenta o valor de frequência natural dos pólos dominantes dos dois modelos LPV-PLMS identificados, para diversos valores de P entre 0,1 e 0,7 pu. São exibidos também os valores de frequência natural dos pólos dominantes dos três modelos locais.

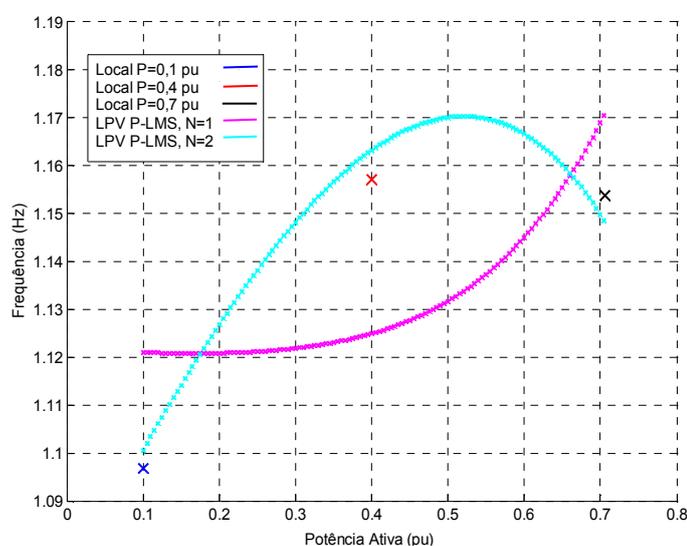


Figura 8.24 – Frequência dos polos dominantes dos modelos locais e LPV (método P-LMS).

A partir dos gráficos apresentados, percebe-se que a curva com valores de frequência natural gerada pelo modelo LPV-PLMS com dependência de 2ª ordem (LPV-PLMS-2) está bem próxima aos valores obtidos com os modelos locais.

O modelo LPV de 6ª ordem, com dependência paramétrica de 2ª ordem, identificado via o método P-LMS (modelo LPV-PLMS-2), obteve um melhor desempenho quando comparado aos demais modelos LPV apresentados. Dessa forma, este modelo será utilizado como base para o projeto dos controladores deste trabalho. Deste ponto em diante, quando for mencionado o termo “modelo LPV”, estará se referindo ao modelo LPV-PLMS-2.

8.7 PROJETO DE ESPS A PARÂMETROS FIXOS

A fim de avaliar o desempenho do ESP LPV, a resposta do mesmo foi comparada com a resposta de controladores a parâmetros fixos (controladores locais) projetados a partir de modelos linearizados em torno de um ponto de operação. É esperado que os controladores locais tenham ótimo desempenho nas respectivas condições operacionais onde foram projetados, porém o desempenho destes controladores deve diminuir assim que a condição operacional se afaste da nominal. O controlador LPV, por sua vez, deve manter o desempenho desejado para toda a região operacional utilizada no projeto, conforme será avaliado na próxima seção do trabalho.

O diagrama em blocos da Figura 8.25 ilustra a estrutura do ESP a parâmetros fixos. As oscilações eletromecânicas são medidas a partir do sinal de desvio de potência ativa, proveniente do conversor A/D de 16 bits. Este sinal é normalizado para valores em pu e em seguida processado por um filtro passa-baixas digital de 1ª ordem ($F_c = 5$ Hz), com o objetivo de minimizar os ruídos capturados pelo A/D. A partir deste ponto o sinal é aplicado na equação de diferenças que implementa o respectivo controlador local. A amplitude da saída de controle u é limitada em valores máximo (u_{max}) e mínimo (u_{min}). Normalmente estes valores são de aproximadamente $\pm 0,1$ pu (Kundur, et al., 1994). Durante a realização dos testes experimentais deste trabalho, foram utilizados limites em $\pm 0,25$ pu. A saída do controlador é somada a um possível sinal de perturbação do tipo pulso ou SBPA e em seguida é enviada ao conversor D/A.

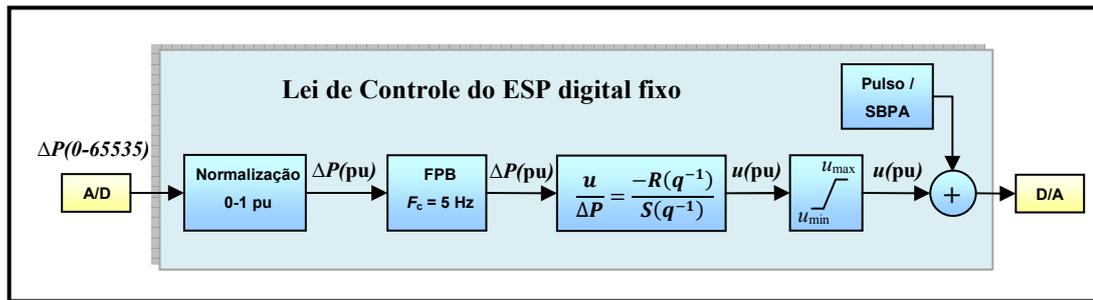


Figura 8.25 – Diagrama em blocos do ESP digital a parâmetros fixos.

Os controladores locais $R(q^{-1})/S(q^{-1})$ foram projetados através do método do deslocamento radial de polos, que é um caso particular do método de posicionamento de polos. O método consiste em deslocar radialmente os pólos dominantes em direção à origem do círculo unitário no plano z , aumentando assim o amortecimento natural (ζ) sem alterar significativamente a frequência natural (ω_n) do respectivo modo (Nogueira, et al., 2011.a) (Nogueira, et al., 2011.b).

O modelo LPV de 6ª ordem identificado pelo método P-LMS foi utilizado como base para o projeto dos controladores locais. Cada controlador local foi projetado a partir do modelo LPV para um valor fixo de $\theta=P$ (potência ativa). Ou seja, os polinômios $B(q^{-1}, P)$ e $A(q^{-1}, P)$ do modelo LPV foram calculados para valores fixos de P , resultando em modelos ARX convencionais formados pelos polinômios $B(q^{-1})$ e $A(q^{-1})$. Resultados semelhantes seriam obtidos com a utilização dos modelos locais identificados na Seção 8.4.

Considere um controlador local representado por uma função de transferência $R(q^{-1})/S(q^{-1})$. A estratégia de controle resume-se na busca dos polinômios $R(q^{-1})$ e $S(q^{-1})$ que satisfaçam a equação polinomial, conhecida como Equação Diofantina:

$$A(q^{-1})S(q^{-1}) + B(q^{-1})R(q^{-1}) = D(q^{-1}) \quad (8.4)$$

onde $B(q^{-1})$ e $A(q^{-1})$ são os polinômios do modelo ARX e $D(q^{-1})$ é um polinômio cujas raízes são os pólos desejados pelo projetista para a planta em malha-fechada. O polinômio $D(q^{-1})$ é especificado pelo projetista de acordo com o desempenho desejado para o modo dominante. O grau de amortecimento depende de um fator α (fator de contração radial), calculado através da equação:

$$\alpha = \exp[-(\zeta_d - \zeta)\omega_n T_s] \quad (8.5)$$

com $0 \leq \alpha \leq 1$. As variáveis ζ e ω_n são respectivamente o amortecimento e a frequência natural do modo de oscilação dominante, ζ_d é o amortecimento desejado e T_s é o intervalo de amostragem (50 ms). Os valores de ζ e ω_n são obtidos dos parâmetros do modelo ARX identificado, enquanto que o projetista deve especificar o valor do amortecimento desejado ζ_d . Valores típicos de amortecimento estão na faixa entre 0,1 (10%) e 0,3 (30%) (Kundur, et al., 1994) (Rogers, 2000).

A solução da equação (8.4) é obtida através da resolução do seguinte sistema linear (para o caso do modelo da planta ser de 4ª ordem):

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & b_1 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & 1 & 0 & b_2 & b_1 & 0 & 0 \\ a_2 & a_1 & 1 & b_3 & b_2 & b_1 & 0 \\ a_3 & a_2 & a_1 & b_4 & b_3 & b_2 & b_1 \\ a_4 & a_3 & a_2 & 0 & b_4 & b_3 & b_2 \\ 0 & a_4 & a_3 & 0 & 0 & b_4 & b_3 \\ 0 & 0 & a_4 & 0 & 0 & 0 & b_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\alpha - 1)a_1 \\ (\alpha^2 - 1)a_2 \\ (\alpha^3 - 1)a_3 \\ (\alpha^4 - 1)a_4 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8.6)$$

onde a_n e b_n são os coeficientes do modelo local ARX que foram previamente identificados, α é o fator de deslocamento radial especificado de acordo com o amortecimento desejado, e r_n e s_n são os coeficientes do controlador local.

As Tabelas 8.11 a 8.13 apresentam os parâmetros dos controladores locais projetados respectivamente para $P = 0,1$ pu, $P = 0,4$ pu e $P=0,7$ pu. Todos os controladores foram projetados para um ζ_d de 0,3.

Tabela 8.11 - Valores dos parâmetros do ESP fixo projetado para P=0,1 pu (Ts = 0,05 s).

Parâmetros de $R(q^{-1})$		Parâmetros de $S(q^{-1})$	
$r_0 = 6,066141$	$r_3 = 0,791709$	$s_0 = 1,0$	$s_3 = 0,03609$
$r_1 = -6,236359$	$r_4 = 0,827194$	$s_1 = 0,138074$	$s_4 = 0,121687$
$r_2 = -1,30193$	$r_5 = -0,565686$	$s_2 = 0,121285$	$s_5 = -0,10953$

Tabela 8.12 - Valores dos parâmetros do ESP fixo projetado para P=0,4 pu (Ts = 0,05 s).

Parâmetros de $R(q^{-1})$		Parâmetros de $S(q^{-1})$	
$r_0 = 4,271149$	$r_3 = 0,783987$	$s_0 = 1$	$s_3 = 0,028403$
$r_1 = -3,96027$	$r_4 = 0,70286$	$s_1 = 0,152718$	$s_4 = 0,14483$
$r_2 = -0,882865$	$r_5 = -0,4054$	$s_2 = 0,138421$	$s_5 = -0,11142$

Tabela 8.13 - Valores dos parâmetros do ESP fixo projetado para P=0,7 pu (Ts = 0,05 s).

Parâmetros de $R(q^{-1})$		Parâmetros de $S(q^{-1})$	
$r_0 = 1,825897$	$r_3 = 0,73988$	$s_0 = 1,0$	$s_3 = 0,04369$
$r_1 = -1,540934$	$r_4 = 0,246943$	$s_1 = 0,133238$	$s_4 = 0,068684$
$r_2 = -0,76409$	$r_5 = -0,187916$	$s_2 = 0,12288$	$s_5 = -0,03836$

Os pólos do polinômio característico de malha-fechada são mostrados na Figura 8.26. Os pólos correspondem aos controladores fixos em malha-fechada com os respectivos modelos locais utilizados no projeto. Nota-se que os controladores fixos apresentam um desempenho excelente quando operam na condição operacional na qual foram projetados. Ambos contribuíram satisfatoriamente no deslocamento dos polos dominantes para um valor de amortecimento de 0,3 e influenciando muito pouco nos demais modos do sistema.

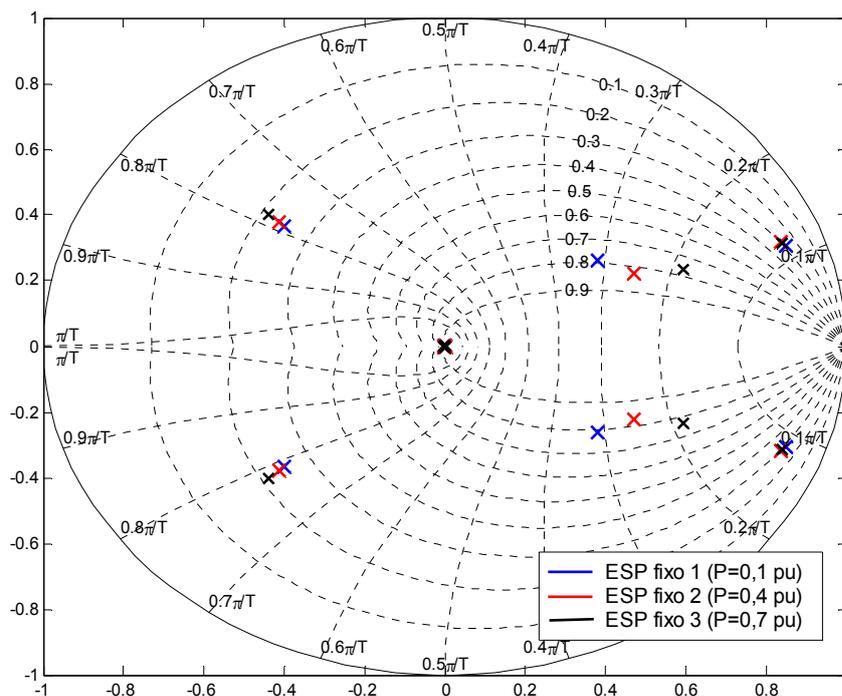


Figura 8.26 – Pólos do polinômio característico de malha-fechada (modelos ARX + controladores fixos).

Porém, quando o sistema se afasta da condição operacional onde cada controlador foi projetado, os respectivos controladores perdem desempenho, conforme é mostrado na Figura 8.27. Neste caso são apresentados os polos dos controladores fixos em malha-fechada com o modelo LPV de 6ª ordem identificado na seção anterior. Nota-se que os polos de malha-fechada dominantes compõem regiões que se afastam consideravelmente dos valores especificados pelo projeto, fato que caracteriza a perda de desempenho com a variação da condição operacional. Inclusive, o sistema chega próximo à região de instabilidade (pólos fora do círculo unitário).

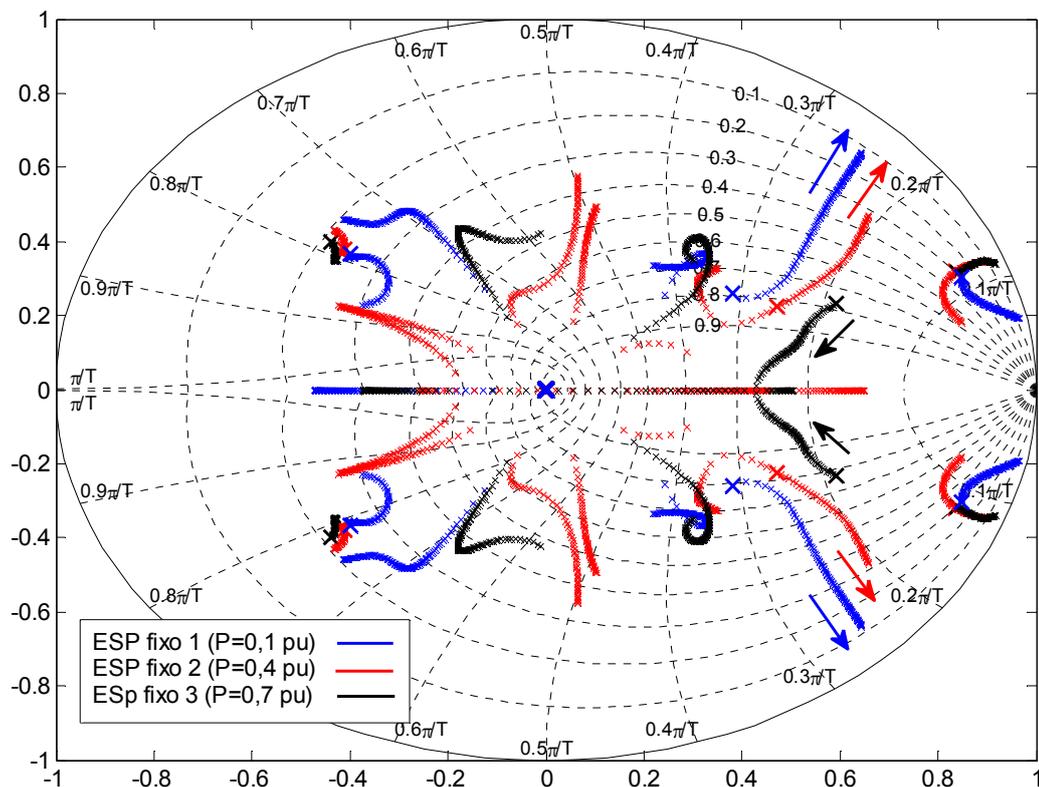


Figura 8.27 – Pólos do polinômio característico de malha-fechada (modelo LPV + controladores fixos).

Um detalhe da variação dos polos dominantes com a mudança da condição operacional é apresentado na Figura 8.28. Percebe-se que os polos dominantes do sistema se aproximam bastante do círculo unitário, ou seja, chegam próximo à instabilidade.

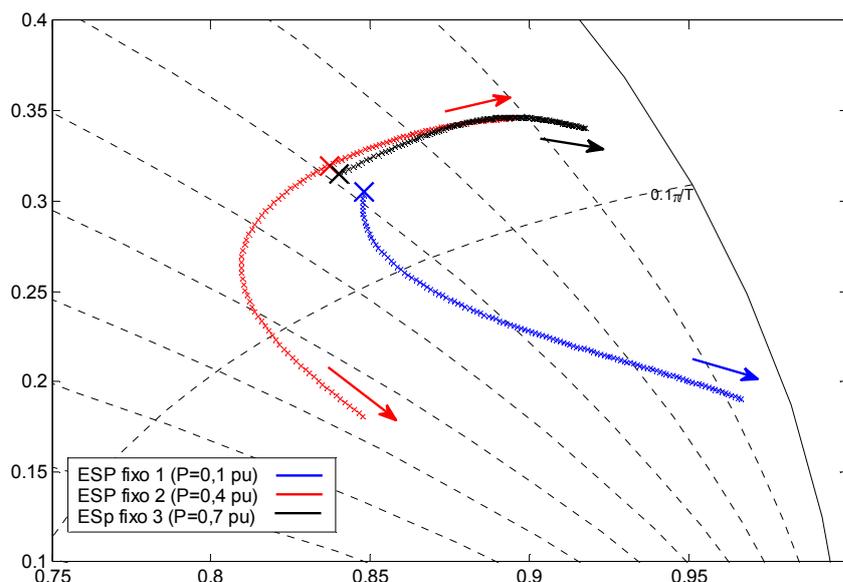


Figura 8.28 – Detalhe dos pólos do polinômio característico de malha-fechada (controladores fixos com modelo LPV de 6^a ordem).

A partir dos resultados apresentados conclui-se então que os controladores fixos apresentam desempenho satisfatório apenas quando operam em condições operacionais próximas das quais foram respectivamente projetados. A próxima seção trata do projeto do controlador LPV, o qual deve manter o sistema estável e com o desempenho próximo ao desejado para toda a faixa de incerteza modelada, ou seja, para todos os valores de potência ativa entre 0,1 pu e 0,7 pu.

8.8 PROJETO DO ESP LPV

Nesta etapa do capítulo é apresentado o projeto do estabilizador de sistemas de potência LPV. É realizada uma comparação entre o desempenho do ESP LPV e dos ESPs a parâmetros fixos projetados na seção anterior.

O diagrama em blocos da Figura 8.29 ilustra a lei de controle do ESP LPV. O sistema de controle possui duas entradas, o sinal de desvio de potência ativa (ΔP), através do qual o ESP LPV mede as oscilações eletromecânicas; e o sinal de potência ativa (P), o qual permite a medição da condição operacional para a adaptação dos parâmetros do controlador LPV. Ambos são normalizados para valores em pu e em seguida são processados por filtros passa-baixas de 1^a ordem digitais. O sinal de desvio de potência ativa é filtrado por um filtro com frequência de corte igual a 5 Hz, enquanto que o sinal de potência ativa é filtrado por um filtro

com frequência de corte igual a 0,2 Hz. A amplitude da saída de controle u é limitada em $\pm 0,25$ pu. A saída do controlador LPV é somada a um possível sinal de perturbação do tipo pulso ou SBPA e em seguida é enviada ao conversor D/A.

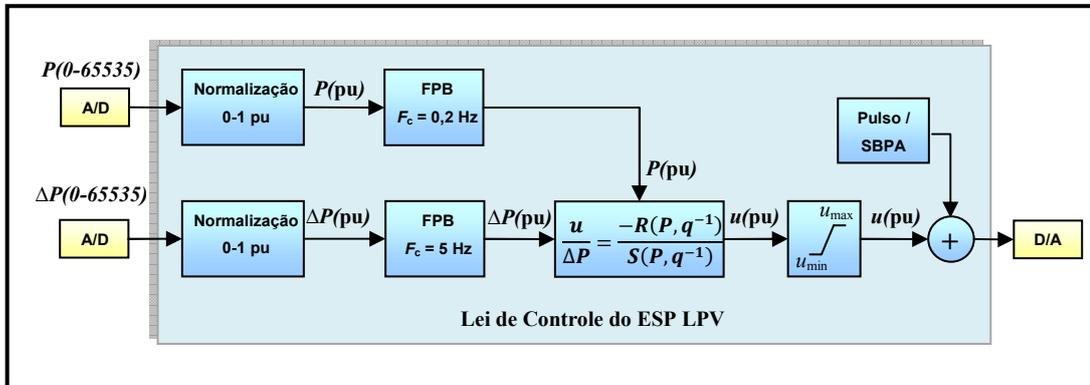


Figura 8.29 – Diagrama em blocos do ESP LPV desenvolvido.

O ESP LPV é representado na forma:

$$\frac{R(P, q^{-1})}{S(P, q^{-1})} = \frac{r_0(P) + r_1(P)q^{-1} + \dots + r_{n_r}(P)q^{-n_r}}{1 + s_1(P)q^{-1} + \dots + s_{n_s}(P)q^{-n_s}} \quad (8.7)$$

As constantes n_r e n_s são respectivamente a ordem dos polinômios $R(P, q^{-1})$ e $S(P, q^{-1})$. Os coeficientes $\{r_i(P)\}$ e $\{s_j(P)\}$ são funções com dependência polinomial em P (potência ativa), na forma:

$$\begin{aligned} r_i(P) &= r_{i1} + r_{i2}P + \dots + r_{iN}P^{N-1} \\ s_i(P) &= r_{i1} + r_{i2}P + \dots + r_{iN}P^{N-1} \end{aligned} \quad (8.8)$$

A estratégia adotada para a determinação dos parâmetros dos polinômios $R(P, q^{-1})$ e $S(P, q^{-1})$ do controlador do ESP LPV é baseada no método apresentado no Capítulo 5.

O projeto do ESP LPV consiste das seguintes etapas:

- I. Leitura do modelo LPV da planta;
- II. Definição da estrutura do controlador LPV e escolha de alguns parâmetros de entrada;
- III. Escolha do polinômio central;

- IV. Montagem da LMI robusta (PLMI);
- V. Relaxação da LMI robusta;
- VI. Solução via um problema de programação semidefinida (SDP);
- VII. Análise dos pólos de malha-fechada com o controlador LPV projetado;

Caso o controlador LPV não apresente o desempenho desejado, é necessário retornar ao passo 2 e escolher outro conjunto de valores para o problema.

(I) Leitura do modelo LPV da planta:

Todos os controladores LPV que serão apresentados nesta seção foram projetados com base no modelo LPV de 6ª ordem com dependência de 2ª ordem, identificado a partir de dados coletados experimentalmente na planta.

(II) Parâmetros de entrada:

Para a solução do controlador LPV é necessário definir os seguintes parâmetros de entrada:

- Ordem dos polinômios $R(P, q^{-1})$ e $S(P, q^{-1})$, respectivamente as constantes n_r e n_s ;
- Ordem das funções bases $\{r_i(P)\}$ e $\{s_j(P)\}$, a constante N ;
- Limite da norma H_∞ : a constante γ .

A Tabela 8.14 apresenta especificações de projeto de quatro controladores LPV que foram projetados.

Tabela 8.14 – Especificações dos controladores LPV projetados.

Caso	Ordem do controlador ($n_r = n_s$)	Ordem da dependência em P (N)	Limite H_∞ (γ)
1	5	3	100, 200 e 300
2	5	1	100, 200 e 300
3	4	3	100, 200 e 300
4	4	1	100, 200 e 300

Note que foram projetados controladores LPV de 4ª e 5ª ordem. Esta escolha arbitrária da ordem do controlador é possível devido à independência de ordem entre o modelo da planta e o controlador, quando utiliza-se a estratégia de controle LPV apresentada neste trabalho. Por outro lado, na técnica de deslocamento radial de pólos convencional é necessário que o controlador tenha ordem menor que a da planta (Barreiros, 1995). Dessa forma, como foi utilizado um modelo LPV da planta de 6ª ordem, todos os controladores locais são de 5ª ordem.

(III) Escolha do Polinômio Central:

Além das especificações apresentadas na Tabela 8.14, também é necessário escolher o polinômio alvo $C(q^{-1})$ da formulação LMI. Vale lembrar que os pólos de malha-fechada do sistema LPV (planta LPV e controlador LPV) tendem a estar próximos aos pólos de $C(q^{-1})$, por esta razão este polinômio é denominado “polinômio alvo” (Gilbert, et al., 2010).

Define-se $A_{cl}(q^{-1}, P)$ o polinômio característico de um sistema em malha-fechada composto por uma da planta $B(q^{-1}, P)/A(q^{-1}, P)$ e um ESP LPV na forma $R(q^{-1}, P)/S(q^{-1}, P)$. O amortecimento do modo eletromecânico local (modo de oscilação de interesse) da planta no respectivo ponto P é determinado pela posição dos pólos dominantes de $A_{cl}(q^{-1}, P)$. Para um determinado valor fixo de P , o polinômio $A_{cl}(q^{-1}, P)$ é igual a $A_{cl}(q^{-1})$, que é equivalente ao polinômio de malha-fechada do sistema composto pelo modelo LTI da planta identificado no ponto P_0 e um ESP a parâmetros fixos (controlador local) projetado no ponto P_0 . A partir dos três controladores locais apresentados na seção anterior, projetados em potências de 0,1, 0,4 e 0,7 pu, pode-se determinar três polinômios $A_{cl}(q^{-1})$.

A estratégia adotada neste trabalho foi a de escolher os pólos de $C(q^{-1})$ de acordo com os pólos do polinômio $A_{cl}(q^{-1})$ para o valor de P médio, ou seja, 0,4 pu. Dessa forma, os pólos de $C(q^{-1})$ são iguais aos pólos do sistema nominal em malha-fechada com um controlador local (controlador local base) projetado pelo método de deslocamento radial de pólos. Como o controlador local foi projetado para um amortecimento relativo de 0,3, o sistema em malha-fechada com o ESP LPV deverá ter um amortecimento próximo a 0,3.

Um detalhe que deve ser considerado é com relação à ordem (número de pólos) do polinômio $C(q^{-1})$, a qual deve ser igual à ordem do polinômio $A_{cl}(q^{-1}, P) = D(P) = D(\theta)$.

Esta condição é necessária para ser possível a operação $C'D(P) + D(P)'C$, contida na LMI robusta (5.15), parametrizada em $\theta = P$.

Quando a ordem especificada para o controlador LPV é igual à ordem do respectivo controlador local base utilizado como referência para a definição do polinômio central (para uma planta de 6ª ordem, ambos os controladores são de 5ª ordem), os polinômios característicos de malha-fechada $A_{cl}(q^{-1})$ e $A_{cl}(q^{-1}, P)$ serão de mesma ordem, logo pode-se utilizar diretamente $C(q^{-1}) = A_{cl}(q^{-1})$.

Porém, quando deseja-se utilizar um controlador LPV com ordem menor que a ordem do controlador local base, a multiplicação de vetores $C'D(P)$ ou $D(P)'C$ na LMI robusta não será possível. Para lidar com esta restrição, é necessária a eliminação de pólos do polinômio característico $A_{cl}(q^{-1})$.

A partir das condições apresentadas, será mostrado em seguida como foi realizada a escolha do polinômio $C(q^{-1})$ no projeto do ESP LPV. Para isto, considere a seguinte definição:

Definição 7.1: Um polinômio discreto na forma $R(P, q^{-1}) = \sum_{i=0}^n r_i(P) q^{-i}$, com um P fixo, por definição possui uma representação em vetor de coeficientes na forma $R = [r_0 \ r_1 \ r_2 \ \dots \ r_n]$.

O modelo LPV da planta com um P fixo igual a 0,4 pu é representado na forma (Apêndice B, Tabela B.2, com $P = 0,4$):

$$B = [0,0 \quad 0,0034 \quad 0,0037 \quad 0,0155 \quad 0,0177 \quad -0,0254 \quad -0,0320]$$

$$A = [1,0 \quad -1,9608 \quad 0,9709 \quad 0,1974 \quad 0,0749 \quad -0,3124 \quad 0,1166]$$

E o ESP a parâmetros fixos R/S projetado no respectivo ponto de operação $P = 0,4$ pu:

$$R = [4,2711 \quad -3,9603 \quad -0,8829 \quad 0,7840 \quad 0,7021 \quad -0,4054]$$

$$S = [1,0000 \quad 0,1527 \quad 0,1384 \quad 0,0284 \quad 0,1448 \quad -0,1114]$$

O polinômio característico de malha-fechada $A_{cl} = (AS + BR)$ resultante é:

$$A_{cl} = [1,0 \quad -1,7936 \quad 0,8124 \quad 0,1511 \quad 0,0524 \quad -0,2001 \quad 0,0683 \quad 0,0 \quad 0,0 \quad -0,0 \quad -0,0 \quad 0,0]$$

A Figura 8.30 ilustra a comparação dos pólos da planta sem ESP (A) e com o ESP a parâmetros fixos (A_{cl}) projetado em $P=0,4$. Nota-se que os pólos dominantes relacionados ao modo de oscilação eletromecânica foram deslocados radialmente para a posição de amortecimento igual 0,3, enquanto que os outros pólos se mantiveram próximos aos valores originais. Dessa forma, o ESP fixo contribuiu com o aumento do amortecimento do modo pouco amortecido sem influenciar consideravelmente os demais modos do sistema. O método de deslocamento radial de pólos inclui pólos adicionais, necessários para a solução do sistema linear (8.6), no centro do círculo unitário (pólos com amortecimento elevado).

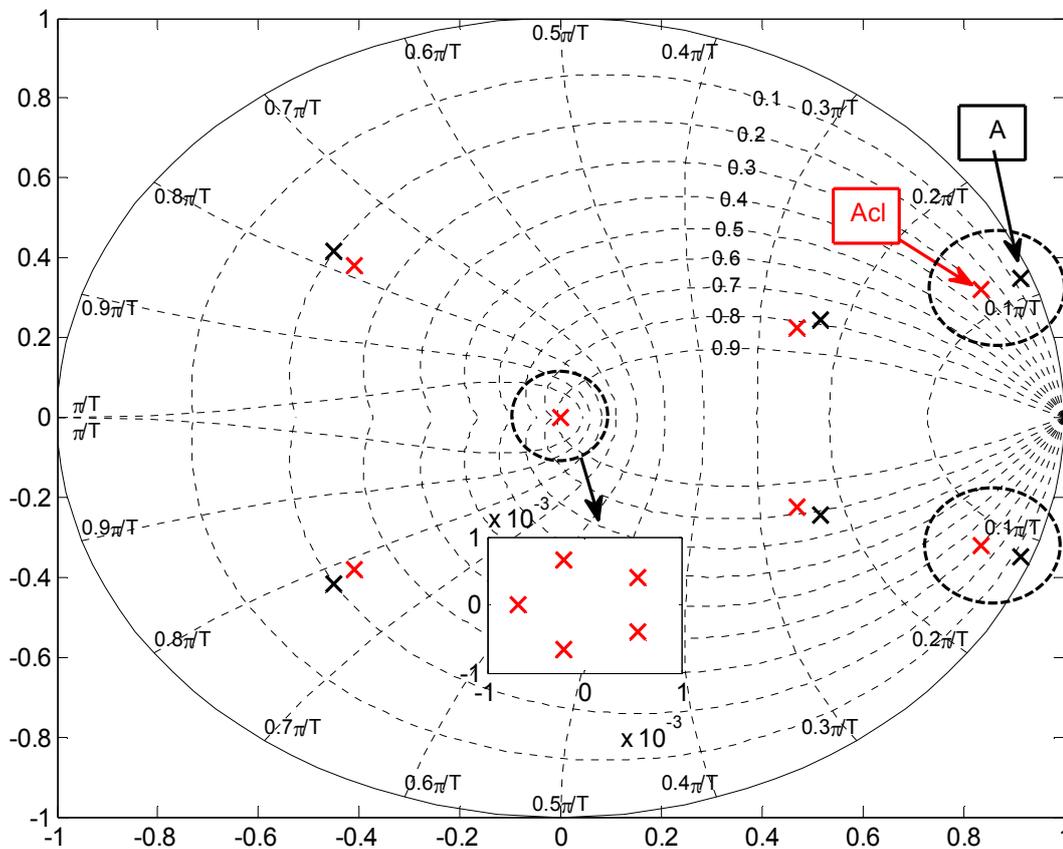


Figura 8.30 – Comparação entre os pólos dos polinômios A e A_{cl} .

A Tabela 8.15 apresenta os valores de amortecimento relativo (ξ) e frequência natural dos pólos dos polinômios A e A_{cl} .

Tabela 8.15 – Pólos dos polinômios A e A_{cl} .

Pólos de A (sem ESP)			Pólos de A_{cl} (com ESP fixo)		
Pólos	ξ	ω_n (Hz)	Pólos	ξ	ω_n (Hz)
$0,9152 \pm 0,3495i$	0,0562	1,16	$0,8372 \pm 0,3197i$	0,288	1,21
$-0,4497 + 0,4149i$	0,201	7,78	$-0,4114 \pm 0,3796i$	0,235	7,85
$0,5149 \pm 0,2434i$	0,787	2,27	$0,4710 \pm 0,2227i$	0,828	2,5
			$0,0006 \pm 0,0004i$	0,996	23,24
			$-0,0002 \pm 0,0007i$	0,968	23,88
			-0,0007	0,918	25,31

Nota-se que o valor de amortecimento relativo do modo dominante de A_{cl} , 0,288, está um pouco abaixo do valor desejado, 0,3. Caso A_{cl} seja utilizado como polinômio de base para a especificação do polinômio central C do método de projeto LPV, o par de pólos dominantes podem ser posicionados exatamente na posição desejada (0,3) através da multiplicação por um fator de deslocamento radial. A multiplicação por um fator de 0,995, por exemplo, posiciona os pólos dominantes exatamente na linha de amortecimento de 0,3. O polinômio A_{cl} modificado é:

$$A_{cl} = [1,0 \quad -1.7853 \quad 0.8034 \quad 0.1505 \quad 0.0534 \quad -0.1988 \quad 0.0676 \quad 0.0 \quad 0.0 \quad -0.00 \quad -0.00 \quad 0.0]$$

cujos pólos estão listados na Tabela 8.16:

Tabela 8.16 - Pólos do polinômio A_{cl} modificado.

Pólos de A_{cl} (com ESP fixo)		
Pólos	ξ	ω_n (Hz)
$0,833 \pm 0,3181i$	0,3	1,21
$-0,4114 \pm 0,3796i$	0,235	7,85
$0,4710 \pm 0,2227i$	0,828	2,5
$0,0006 \pm 0,0004i$	0,996	23,24
$-0,0002 \pm 0,0007i$	0,968	23,88
-0,0007	0,918	25,31

A partir da análise apresentada, conclui-se que o polinômio A_{cl} está adequado para ser utilizado como polinômio central ($C = A_{cl}$), para o caso da especificação de controladores de 5ª ordem. Porém, caso seja utilizado um controlador LPV com ordem menor que 5, será necessário eliminar pólos do polinômio A_{cl} .

Para o caso dos controladores LPV de 4ª ordem, o polinômio característico $D(P)$ será de 10ª ordem, então é necessário eliminar um polo de A_{cl} para poder solucionar a PLMI (5.15). Eliminando o polo real em -0,0007, o polinômio resultante é:

$$A_{cl} = \begin{bmatrix} 1,0 & -1,7943 & 0,8136 & 0,1505 & 0,05233 & -0,2001 & \dots \\ 0,0684 & -4 \cdot 10^{-5} & 3 \cdot 10^{-8} & -2 \cdot 10^{-11} & 15 \cdot 10^{-15} & & \dots \end{bmatrix}$$

Este polinômio será utilizado como polinômio central para o projeto dos ESPs LPV de 4ª ordem.

(IV) Montagem da LMI robusta:

Até este ponto já são conhecidos: o modelo LPV da planta, a estrutura do controlador, o polinômio central e a constante γ . O próximo passo é a montagem da PLMI (5.15), para $\theta = P$. São declaradas as variáveis de decisão do problema: os parâmetros do controlador, a matriz P e o escalar λ .

A PLMI resultante é uma matriz polinomial parametrizada em P , com dimensões de 13 x 13 e 12 x 12, respectivamente para o caso de controladores LPV de 5ª e 4ª ordem.

(V) Relaxação da LMI robusta:

Algumas considerações devem ser feitas para a correta relaxação da LMI robusta $L(k, P) \succeq 0$. Como a relaxação é baseada na prova de positividade da LMI via a decomposição em soma de quadrados, $L(P) = T(P)^*T(P)$, é necessário que o grau de dependência de $L(P)$ em P seja o dobro do grau de dependência de $T(P)$ em P . Ou seja, o maior expoente de P em todos os monômios de $L(P)$ deve ser um número par e o dobro do maior expoente de P em todos os monômios de $T(P)$ (Scherer, 2006).

A Tabela 8.17 apresenta o grau da dependência da PLMI $L(k, P)$ em P , para diversos controladores LPV. Nota-se que para o controlador com dependência $N=2$, resulta em uma

PLMI de grau 5 em P . Por esta razão, não foram avaliados controladores LPV com dependência de 2ª ordem em P .

Tabela 8.17 – Grau da PLMI $L(k, P)$ para diversos controladores LPV.

Modelo LPV da planta		Controlador LPV		Grau da PLMI em $P = \theta$
$n_b = n_a$	N	$n_r = n_s$	N	
6	2	4	1	4
6	2	4	2	5
6	2	4	3	6
6	2	5	1	4
6	2	5	2	5
6	2	5	3	6

Após a análise do grau da PLMI, é necessário definir as inequações $g_i(\theta) \geq 0$ que definem o conjunto semi-algebrico que delimita os possíveis valores para o parâmetro incerto P . Como a PLMI do projeto do ESP LPV é parametrizada em apenas uma variável, a potência ativa (P), o conjunto é uma reta que conecta o valor mínimo de P , 0,1 pu, ao valor máximo, 0,7 pu. Dessa forma, são definidas as seguintes inequações:

$$g_1(\theta_1) = 0,7 - \theta_1 \geq 0$$

$$g_2(\theta_1) = \theta_1 - 0,1 \geq 0$$

A relaxação da PLMI foi realizada com o auxílio do módulo SOS do YALMIP, conforme foi descrito na Seção 5.7 deste trabalho.

(VI) Solução da PLMI

O problema resultante da relaxação é um problema de programação semi-definida, o qual foi solucionado pelo programa SeDuMi [9]. O módulo de programação SOS do YALMIP realiza automaticamente a inicialização do programa SeDuMi.

(VII) Análise dos pólos de malha-fechada com os controladores LPV

A análise de desempenho dos ESPs LPV projetados foi realizada a partir dos pólos de do sistema em malha-fechada. As próximas quatro figuras ilustram os pólos do sistema com os respectivos ESPs LPV descritos na Tabela 8.14. Para cada caso, foi realizado o projeto para valores de $\gamma=100, 200$ e 300 (LimHoo).

A Figura 8.31 apresenta os pólos do sistema em malha-fechada com ESPs LPV de 4ª ordem com dependência de 1ª ordem em P ($N_r=N_s=4$ e $N=1$). Percebe-se que os ESPs mantiveram a estabilidade do sistema para toda a faixa de operação (potência ativa entre 0,1 pu a 0,7 pu), porém o desempenho foi insatisfatório, visto que houve pouco aumento do amortecimento do modo de oscilação eletromecânica local. Nota-se que os pólos dominantes compõem uma região que atinge valores de amortecimento abaixo de 0,1. Valores menores de γ foram investigados, porém não resultou em uma melhora do desempenho.

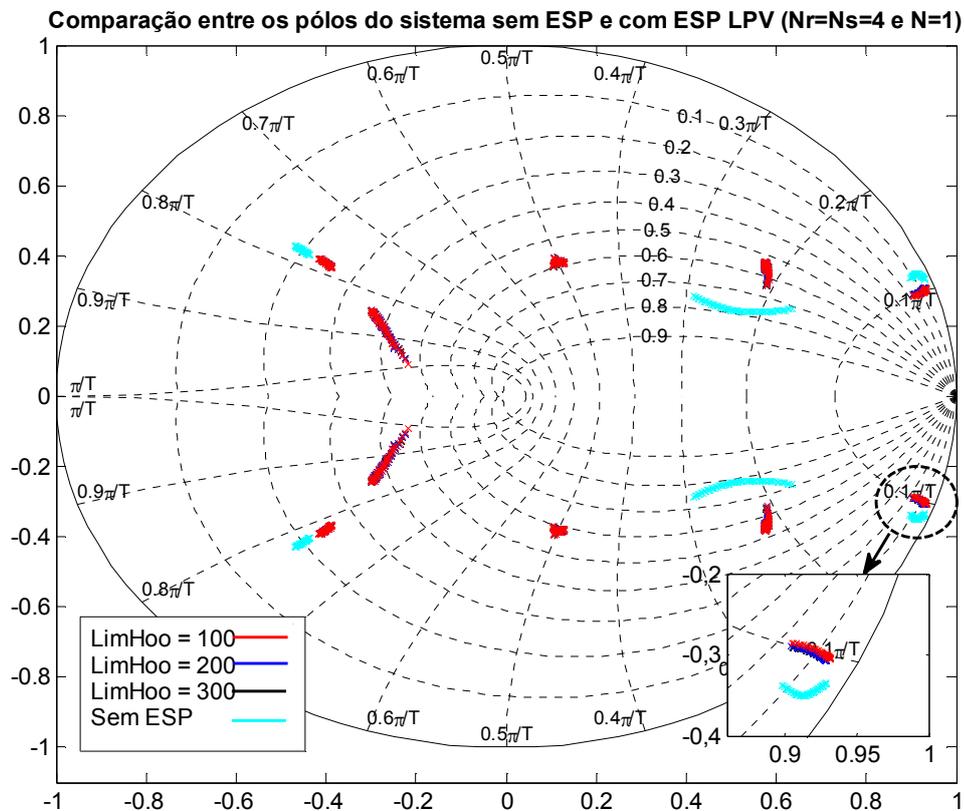


Figura 8.31 - Pólos do sistema sem ESP e com o ESP LPV ($N_r=N_s=4$ e $N=1$).

Os pólos do sistema em malha-fechada com ESPs LPV de 4ª ordem com dependência de 3ª ordem em P ($N_r=N_s=4$ e $N=3$), são apresentados na Figura 8.32. Assim como no caso anterior, percebe-se que os ESPs mantiveram a estabilidade do sistema para toda a faixa de operação. Com relação ao desempenho, houve uma melhora, visto que os pólos dominantes se encontram em uma região de amortecimento compreendida aproximadamente entre 0,3 e 0,1. Porém os pólos ainda se encontram em uma região de amortecimento abaixo do desejado.

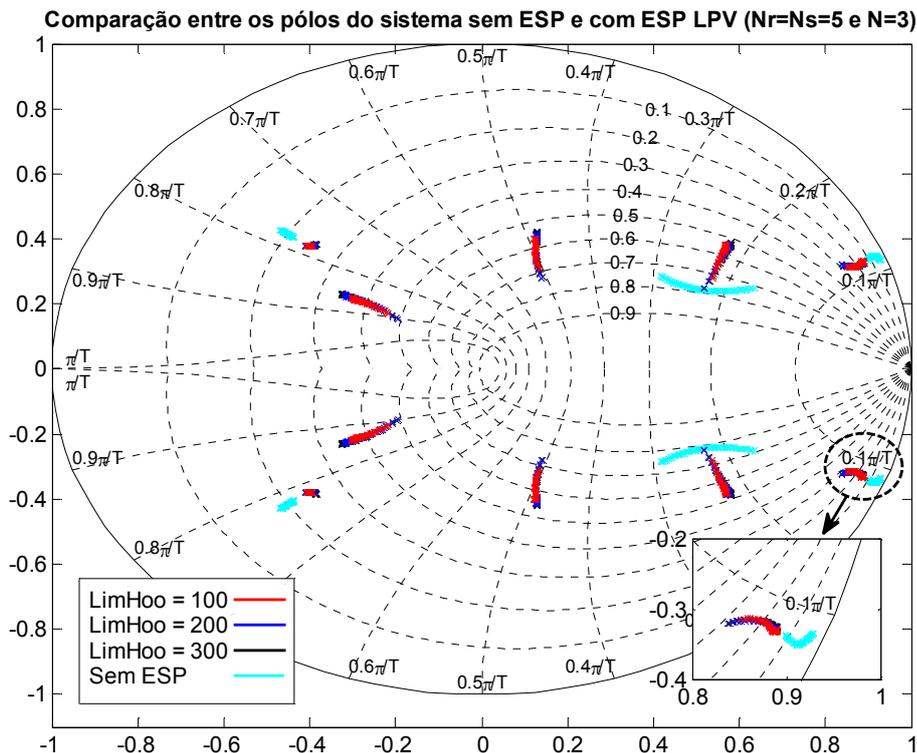


Figura 8.32 - Pólos do sistema sem ESP e com o ESP LPV ($N_r=N_s=4$ e $N=3$).

A Figura 8.33 apresenta os pólos do sistema em malha-fechada com ESPs LPV de 5ª ordem com dependência de 1ª ordem em P ($N_r=N_s=5$ e $N=1$). O sistema se manteve estável para toda a faixa de operação. Com relação aos pólos dominantes, percebe-se que estes estão confinados em uma região menor, comparado com os dois casos anteriores. Este fato é um ponto positivo, pois significa que a dinâmica do sistema em malha-fechada está menos sensível às variações na condição operacional. Contudo, os polos dominantes ainda estão confinados em uma região de amortecimento entre 0,2 e 0,1, valor abaixo do desejado.

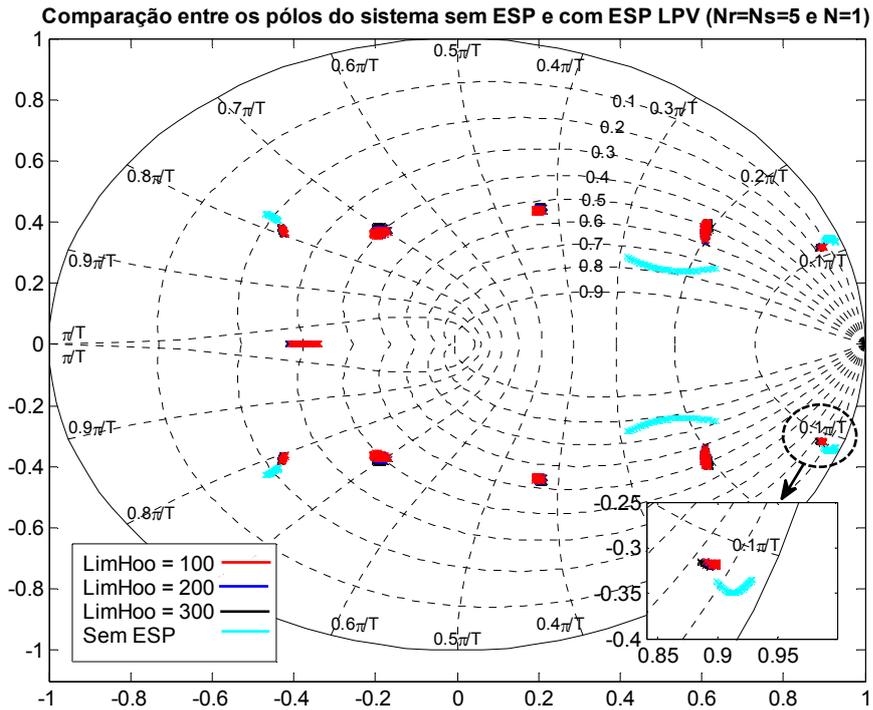


Figura 8.33 - Pólos do sistema sem ESP e com o ESP LPV ($N_r=N_s=5$ e $N=1$).

A Figura 8.34 apresenta os pólos do sistema em malha-fechada com ESPs LPV de 5ª ordem com dependência de 3ª ordem em P ($N_r=N_s=5$ e $N=3$). Neste caso, além de manter a estabilidade do sistema, os ESPs investigados apresentaram um desempenho ótimo para toda a faixa de condições operacionais. Nota-se que os pólos dominantes estão confinados em uma região bem próxima a linha de amortecimento de 0,3.

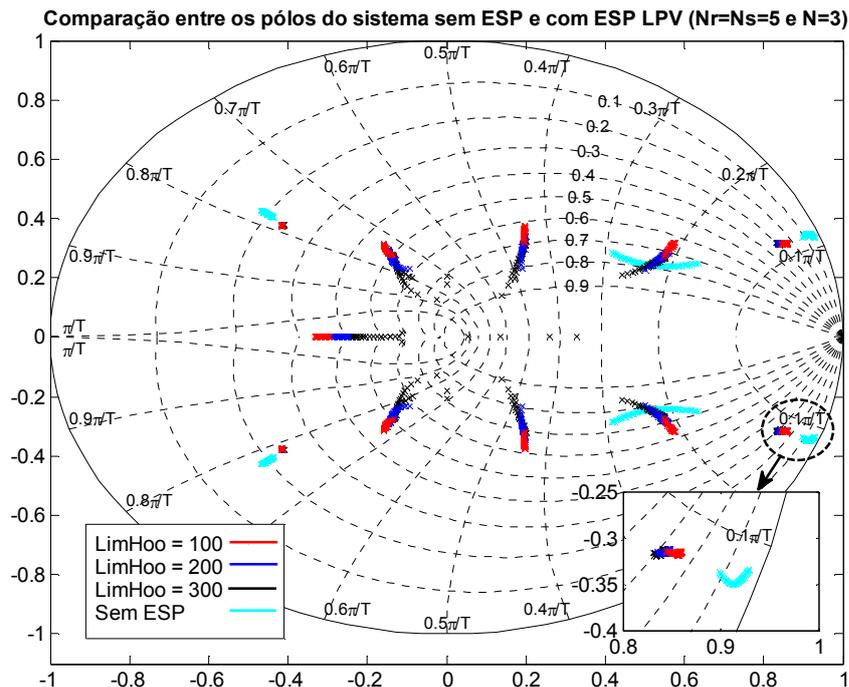


Figura 8.34 - Pólos do sistema sem ESP e com o ESP LPV ($N_r=N_s=5$ e $N=3$)

Um detalhe dos pólos dominantes do sistema em malha-fechada é ilustrado na Figura 8.35. Percebe-se que ambos os controladores deslocaram os pólos do sistema sem ESP radialmente para a linha de amortecimento de 0,3. Em especial, os ESPs projetados com $\gamma = 200$ e 300 , apresentaram pólos dominantes confinados em uma região em torno da linha de amortecimento igual a 0,3. Contudo, dentre os dois, o ESP projetado para $\gamma=200$ obteve melhor desempenho, visto que os demais pólos estão em regiões mais confinadas.

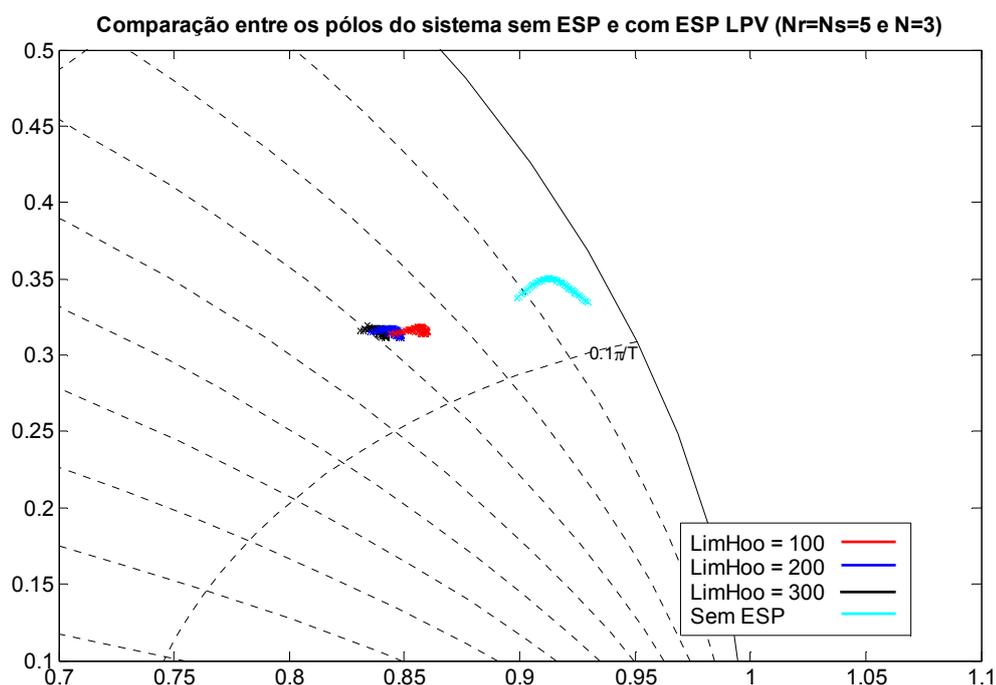


Figura 8.35 – Detalhe dos pólos dominantes do sistema sem ESP e com o ESP LPV ($N_r=N_s=5$ e $N=3$).

Com base na análise de pólos dos ESPs projetados, conclui-se que o ESP LPV projetado com $N_r=N_s=5$, $N=3$ e $\gamma=200$, obteve o melhor desempenho dentre todos os projetos apresentados. Dessa forma, este ESP LPV foi selecionado para ser utilizado nos demais ensaios deste trabalho. Os valores dos parâmetros deste ESP LPV são apresentados na Tabela C.1 do Apêndice C.

A Figura 8.36 apresenta uma comparação entre os pólos do sistema em malha-fechada com o controlador LPV e com os controladores a parâmetros fixos.

Comparação entre os pólos do sistema com os ESPs fixos e com o ESP LPV ($N_r=N_s=5$ e $N=3$)

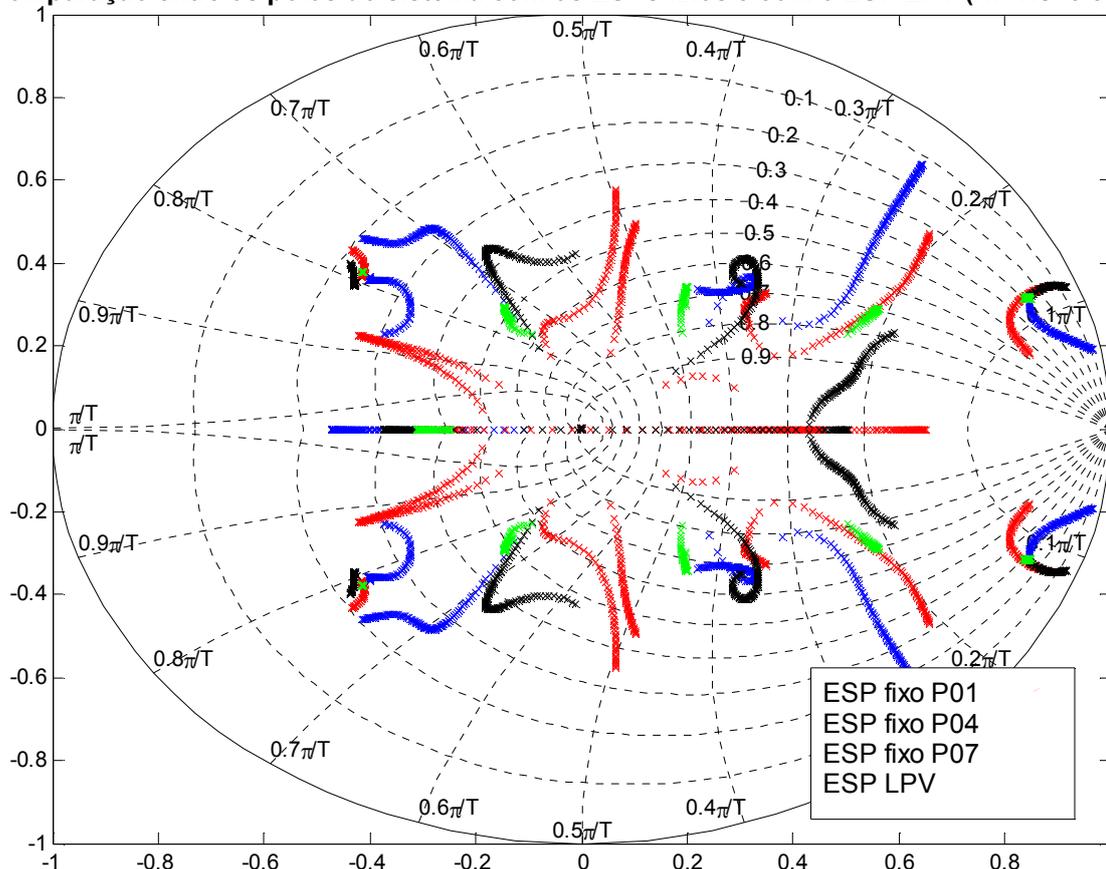


Figura 8.36 – Comparação entre os pólos de malha-fechada do sistema com o ESP LPV e os ESPs a parâmetros fixos.

A Figura 8.37 ilustra em detalhes a região onde se encontram os pólos dominantes da Figura 8.36. É notável a superioridade de desempenho do controlador LPV quando comparado com os ESPs a parâmetros fixos. O sistema em malha-fechada com o ESP LPV atende tanto o requisito de estabilidade, quanto os requisitos de desempenho, para todas as condições operacionais consideradas no problema.

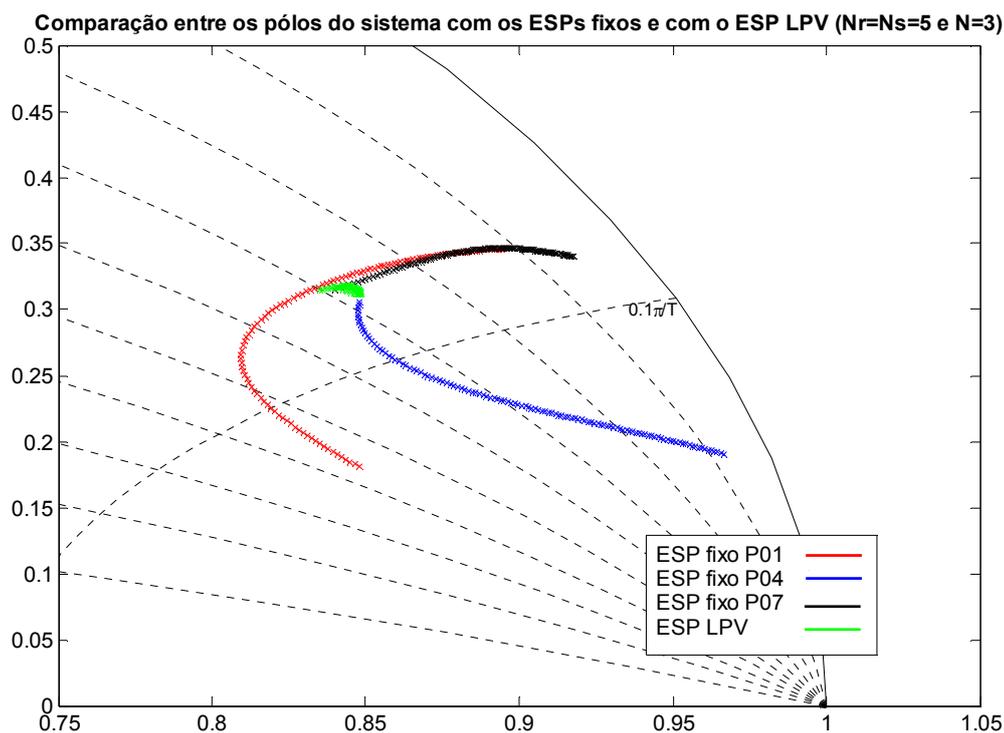


Figura 8.37 – Detalhe dos pólos do sistema em malha-fechada com o ESP LPV e os ESPs fixos.

8.9 RESPOSTA DO SISTEMA SUJEITO A PERTURBAÇÕES

Nesta etapa do projeto será avaliado o desempenho do sistema em malha-fechada com o ESP LPV quando sujeito a perturbações do tipo pulso. A resposta do ESP LPV será comparada com a resposta dos ESPs a parâmetros fixos e também com a resposta do sistema sem ESP. Em todos os casos, a variação pulso foi somada ao sinal de controle do ESP LPV, conforme apresentado na Figura 8.29.

A Figura 8.38 apresenta o sinal de desvio de potência ativa e o esforço de controle medidos na unidade geradora durante a aplicação da variação pulso. No presente ensaio a máquina estava com uma potência ativa igual a 0,1 pu. O pulso foi configurado com uma amplitude de 0,225 pu e uma duração de 0,15 segundos. Nota-se que tanto os ESPs a parâmetros fixos quanto o ESP LPV contribuíram com o aumento do amortecimento do modo de oscilação eletromecânica local. O ESP LPV (sinal verde) obteve um desempenho praticamente igual ao desempenho do ESP fixo projetado na respectiva condição operacional ($P=0,1$ pu, azul). Por outro lado, percebe-se que os ESPs fixos projetados nas outras

condições operacionais, $P = 0,4$ pu (sinal vermelho) e $P = 0,7$ pu (sinal preto), apresentaram uma resposta com um amortecimento mais baixo.

A partir do sinal de controle dos controladores investigados nota-se que o ESP LPV obteve uma saída bem próxima ao controlador fixo projetado na respectiva condição operacional. Os demais ESPs apresentam um esforço de controle menor, o que justifica o menor amortecimento do modo eletromecânico medido.

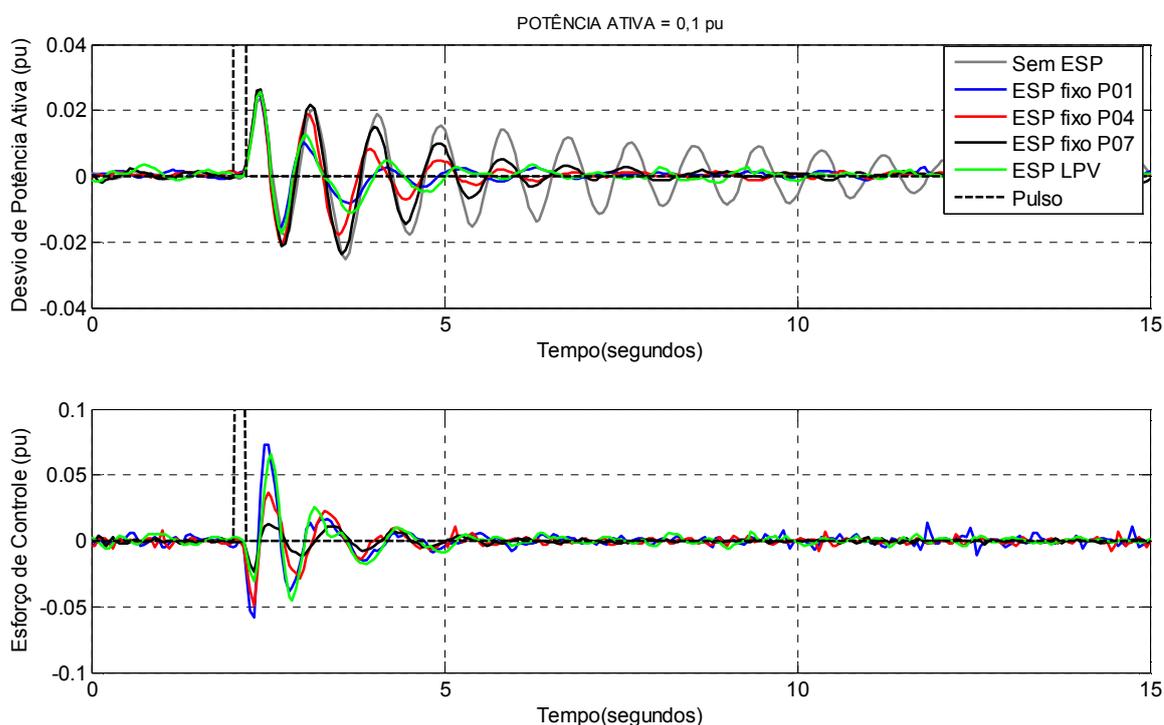


Figura 8.38 - Resposta ao pulso com o sistema operando em $P = 0,1$ pu

A Figura 8.39 ilustra a resposta ao pulso do sistema em uma condição operacional de $P=0,4$ pu. Assim como no ensaio anterior, o ESP LPV apresentou um desempenho bem próximo ao desempenho do ESP fixo projetado na mesma condição operacional do ensaio, visto que tanto o sinal de desvio de potência ativa, quanto o esforço de controle, são praticamente iguais. Porém, como esperado, o desempenho dos demais ESPs fixos foi notavelmente afetado pela variação da condição operacional.

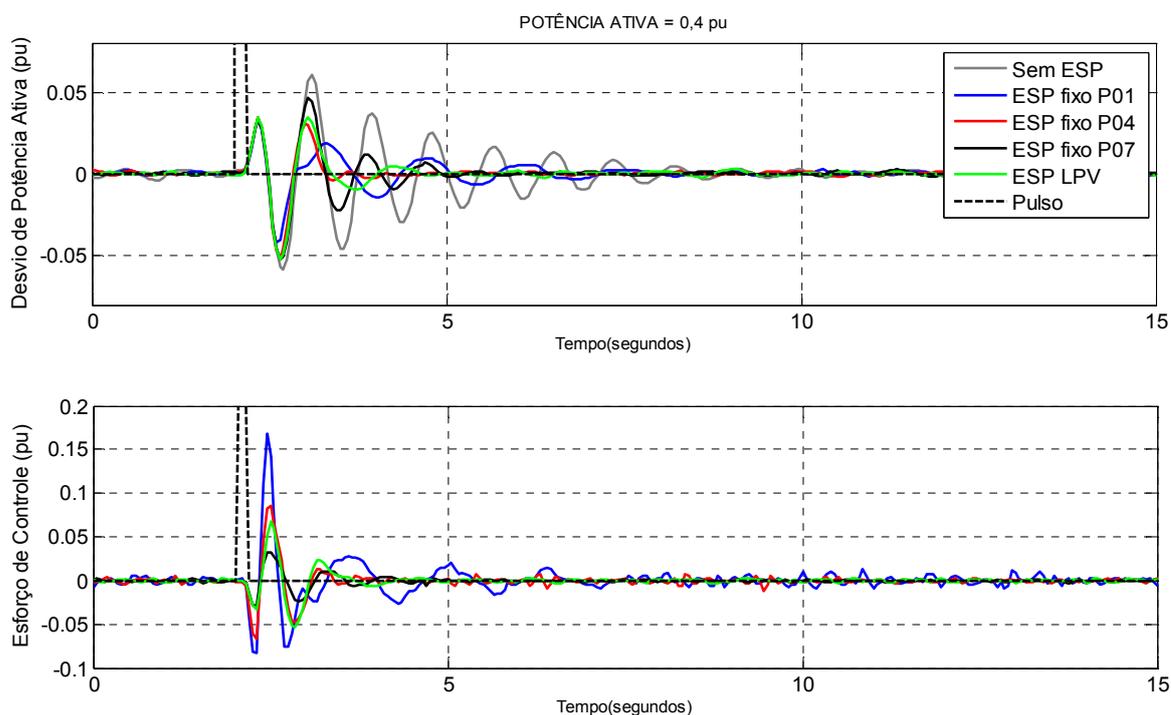


Figura 8.39 - Resposta ao pulso com o sistema operando em $P = 0,4$ pu.

A resposta ao pulso do sistema na condição operacional máxima ($P = 0,7$ pu) é apresentada na Figura 8.40. Este foi o caso mais crítico, visto que o modo de oscilação eletromecânica local se tornou instável quando foi aplicada uma perturbação com o sistema operando com o controlador fixo projetado em $P = 0,1$ pu. A resposta do sistema operando com o controlador fixo projetado no ponto de operação médio também não foi satisfatória, visto que houve um amortecimento exagerado do modo de oscilação eletromecânica dominante. Quanto à resposta do sistema operando com o ESP LPV, nota-se que a resposta é praticamente igual à resposta do sistema com o controlador fixo projetado no respectivo ponto de operação do ensaio. Dessa forma, o ESP LPV apresentou um desempenho satisfatório na condição operacional máxima.

A partir dos ensaios de resposta ao pulso apresentados ficou evidente o significativo desajuste dos ESPs a parâmetros fixos com a mudança da condição operacional. Por outro lado, o ESP LPV manteve a estabilidade e o desempenho do sistema para todas as condições operacionais consideradas no projeto.

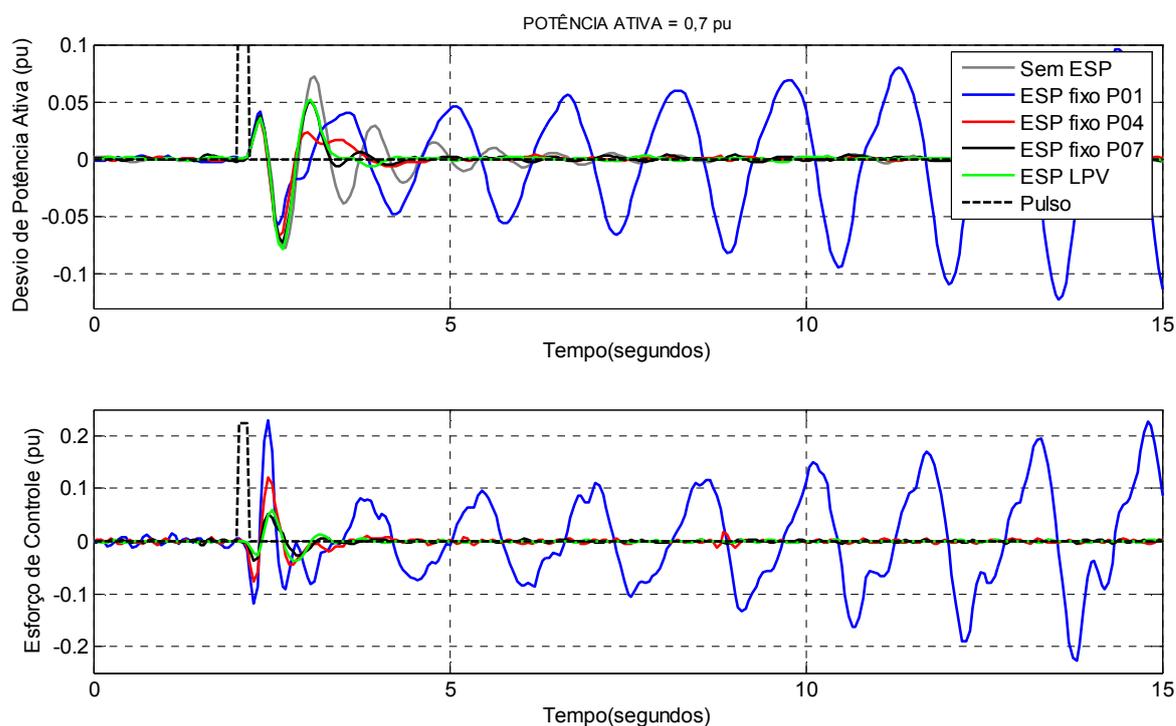


Figura 8.40 – Resposta ao pulso com o sistema operando em $P = 0,7$ pu.

O desempenho do ESP LPV também pode ser avaliado através da análise do espectro de frequências do sinal de desvio de potência ativa (saída da planta). Para isto, foram realizados ensaios que consistiram da aquisição do sinal de desvio de potência ativa, enquanto o sistema era excitado por uma SBPA. O sinal de excitação é necessário para poder coletar, na resposta da planta, informação significativa sobre a dinâmica do sistema. Este procedimento foi realizado com a unidade geradora sem ESP e com o ESP LPV, em condições de potência ativa $P = 0,1$ (Figura 8.41), $0,4$ (Figura 8.42) e $0,7$ pu (Figura 8.43). Nota-se que o espectro do sistema sem ESP apresenta um pico em torno de $1,1$ Hz, o que caracteriza o modo de oscilação eletromecânica pouco amortecido. Por outro lado, com a inclusão do ESP LPV, o pico em torno de $1,1$ Hz encontra-se devidamente amortecido, mas sem alterar significativamente as demais frequências, conforme desejado.

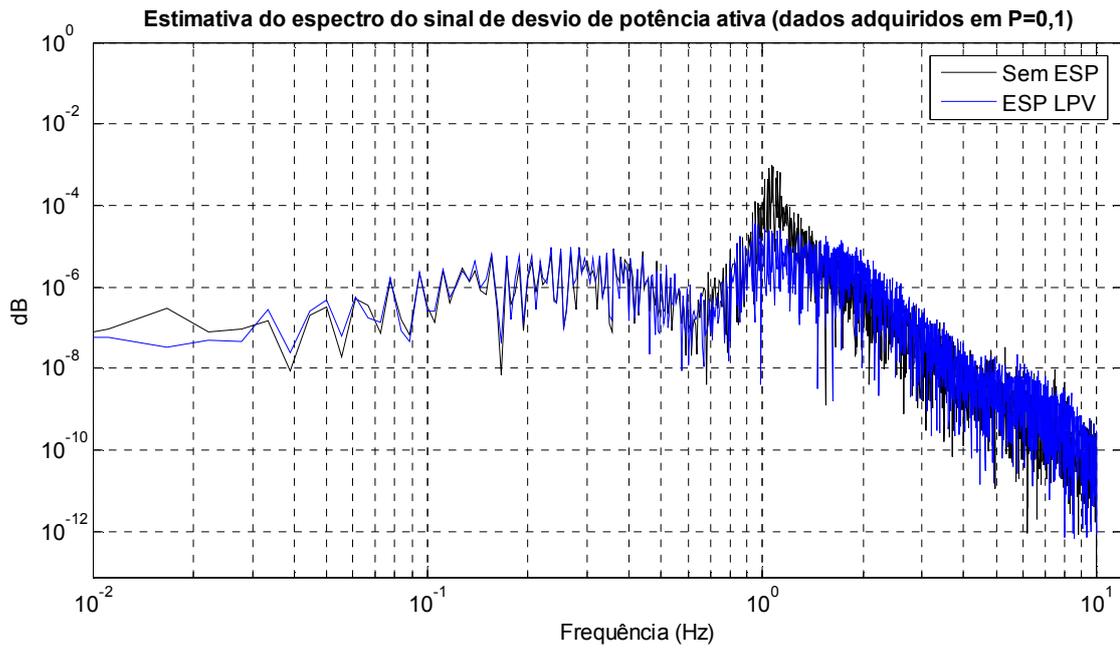


Figura 8.41 – Espectro do sinal de desvio de potência ativa ($P = 0,1$ pu).

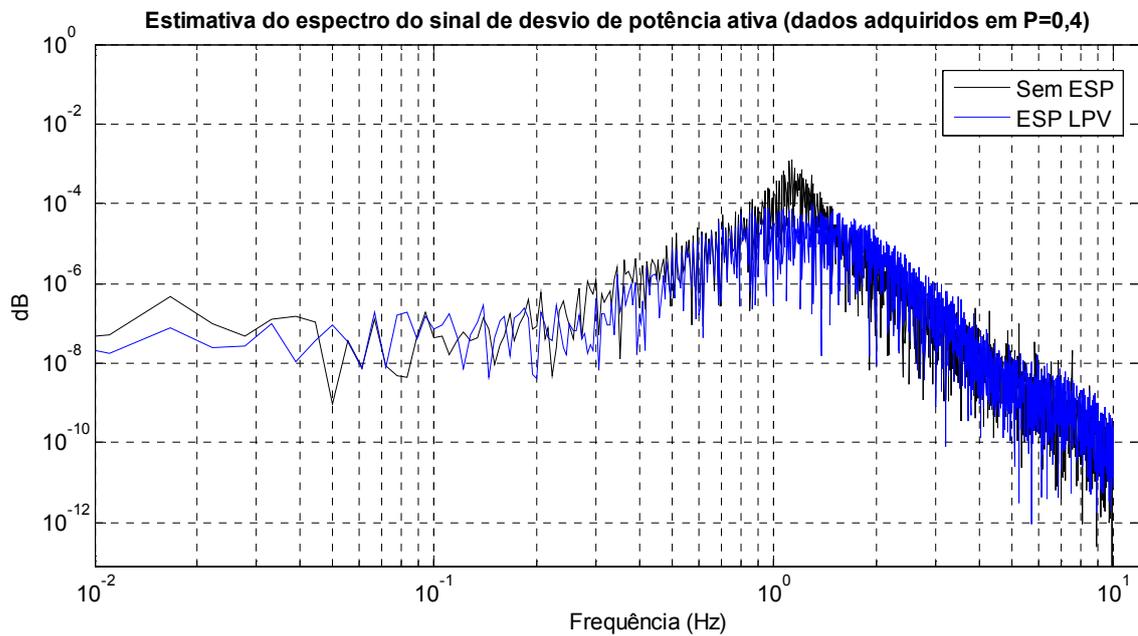


Figura 8.42 - Espectro do sinal de desvio de potência ativa ($P = 0,4$ pu).

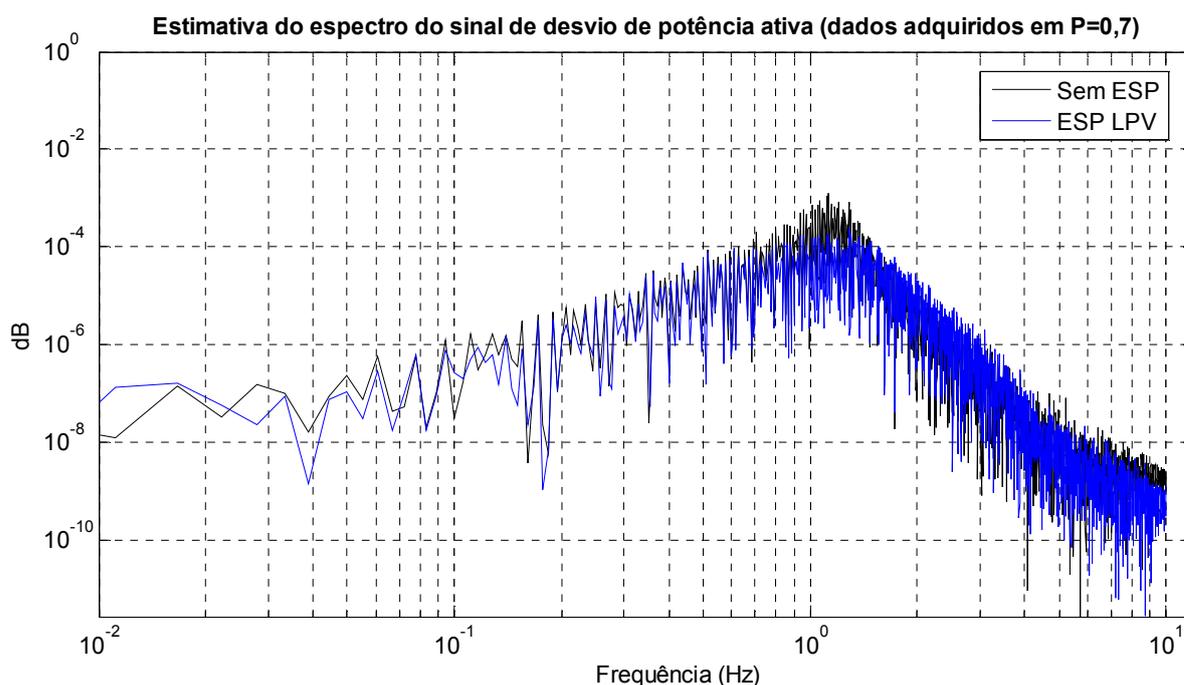


Figura 8.43 – Espectro do sinal de desvio de potência ativa ($P = 0,7$ pu).

8.10 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais obtidos no sistema de geração em escala reduzida. Na primeira parte do capítulo foram apresentados detalhes sobre o *hardware* e o *software* do sistema embarcado desenvolvido para a implementação do ESP LPV. Em seguida, foram apresentados os testes experimentais para a identificação de modelos, projeto de controladores e testes de controle em malha-fechada.

A partir da experiência que o autor desta tese obteve na realização dos testes experimentais no sistema de geração em escala reduzida, conclui-se que o teste em laboratório

é uma etapa essencial para a validação de estratégias de controle e identificação avançadas, antes da realização de testes em sistemas reais de grande porte. Os resultados apresentados neste capítulo foram obtidos com a realização de exaustivos testes, ao longo dos quais foi necessário realizar modificações tanto no *hardware* e *software* do ESP LPV, quanto nos algoritmos de estimação de modelos e projeto de controladores LPV. A realização destes ensaios diretamente em um sistema real de grande porte, sem validação prévia em laboratório, poderia resultar em resultados insatisfatórios.

CAPÍTULO 9 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS NA UHE DE TUCURUÍ

9.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados dos testes de campo do ESP LPV na unidade geradora UGH08 (350 MVA, primeira casa de força) da UHE de Tucuruí.

Os ensaios foram realizados em duas etapas. Na primeira, foram adquiridos dados do sistema em diversas condições operacionais de potências ativa e reativa, a fim de obter informações acerca da variação da dinâmica do modo de oscilação eletromecânica de acordo com a mudança do ponto de operação do gerador. Neste ensaio foi detectado que o amortecimento e a frequência do modo de oscilação eletromecânica são mais sensíveis às variações da potência reativa.

Na segunda etapa, realizada em outra visita à UHE de Tucuruí, a potência ativa foi mantida fixa enquanto foram identificados modelos lineares para 3 condições de potência reativa. A partir de cada um dos modelos, foram projetados ESPs a parâmetros fixos.

Os dados coletados nos três pontos de potência reativa foram agrupados e utilizados para a estimação de um modelo LPV de 4ª ordem. A partir desse modelo foi projetado o ESP LPV.

Os sinais de teste, para excitação da planta, foram injetados em um ponto de soma do circuito somador do regulador automático de tensão (RAT), da respectiva unidade geradora, conforme esquema ilustrado na Figura 9.1. Os sinais da planta foram coletados através de um transdutor que disponibiliza saídas analógicas, com amplitude de ± 5 Vcc, proporcionais à potência ativa, potência reativa e tensão terminal. Durante os ensaios, foi desativada a ação do ESP analógico da respectiva unidade geradora, enquanto que os ESPs analógicos das demais máquinas permaneceram ativados.

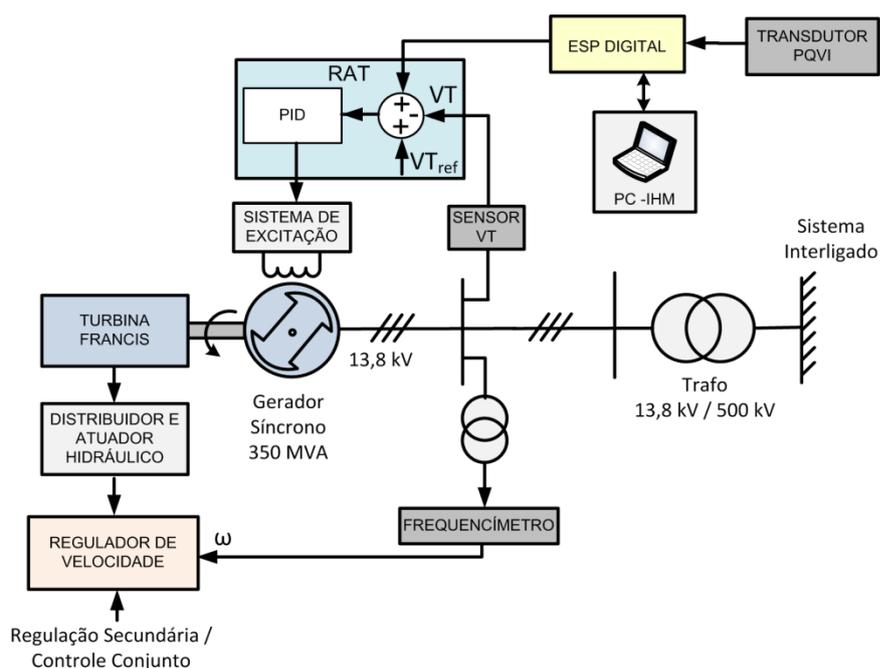


Figura 9.1 – Esquema simplificado dos testes de campo na UGH08.

A Figura 9.2 ilustra os equipamentos instalados ao lado do armário do regulador automático de tensão da UGH08. Os sinais de saída do ESP digital foram aplicados em um ponto de soma da cartela analógica que implementa o somador principal do RAT. Nesse ponto, uma variação de tensão de 1,0 VDC resulta em uma variação na tensão terminal do gerador síncrono de 0,1 pu. Além do ESP digital e do transdutor PQVI, também foi utilizada uma fonte de alimentação industrial de ± 15 Vcc, um computador portátil com a IHM e uma gravadora de DSPIC modelo ICD2.

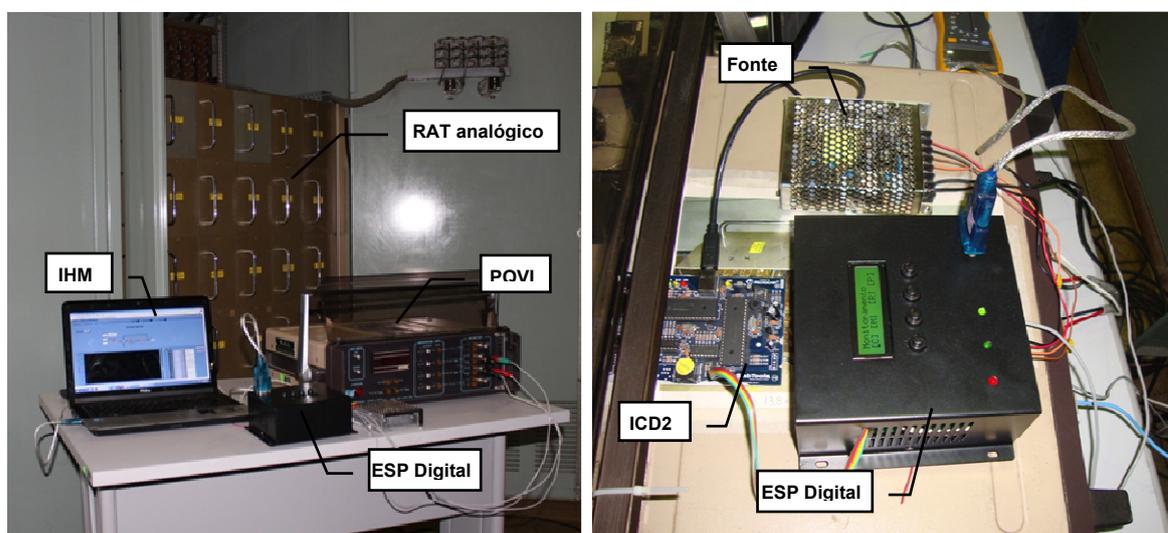


Figura 9.2 – Equipamentos instalados ao lado do RAT da UGH08.

9.2 RESPOSTA AO PULSO

Um modo de oscilação eletromecânica com frequência de aproximadamente 1,6 Hz foi observado a partir do sinal de desvio de potência ativa, quando foi aplicada uma perturbação pulso à referência do RAT da unidade geradora, conforme é ilustrado na Figura 9.3. A variação pulso foi parametrizada com 150 ms de duração e amplitude de 0,12 pu da referência de tensão (1,2 volts). As oscilações medidas no sinal de desvio de potência ativa do gerador alcançaram valores máximos de 0,02 pu, não afetando substancialmente a operação do sistema.

A partir da Figura 9.3, percebe-se que há um aumento da frequência do modo de oscilação eletromecânica com o aumento da potência reativa da unidade geradora. Dessa forma, é esperado que um ESP a parâmetros fixos projetado em uma determinada condição operacional de potência reativa tenha o desempenho deteriorado quando a potência reativa da unidade geradora se afaste do ponto de operação onde o ESP foi ajustado.

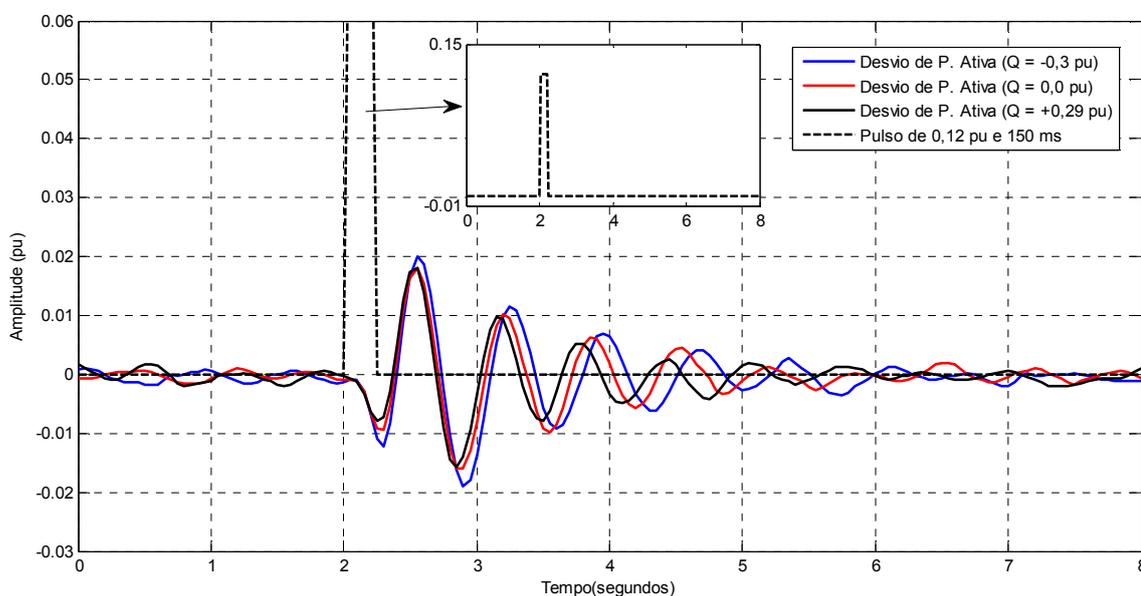


Figura 9.3 – Desvio de potência ativa da UGH08 para diferentes condições operacionais de potência reativa.

9.3 IDENTIFICAÇÃO DE MODELOS LOCAIS

A fim de avaliar a variação da dinâmica do sistema com a mudança do ponto de operação (variação das potências ativa e reativa), foram realizados ensaios de identificação em um conjunto de condições operacionais.

No período em que os testes de campo foram realizados, a usina não estava com a capacidade máxima de geração, visto que o reservatório estava com 74% (queda líquida de 55m) da capacidade total. Com esta queda líquida, o valor operacional máximo da potência ativa é de aproximadamente 0,74 pu (259 MW), valor este que é limitado pelo rendimento da turbina para a respectiva queda líquida do reservatório. Nessa condição, o valor mínimo de potência ativa é de 200 MW (0,57 pu). Valores de potência abaixo de 0,57 pu não são operacionais, visto que são regiões onde há cavitação na turbina.

De acordo com limitações físicas da planta, a região de operação total da unidade geradora no plano PxQ (curva de capacidade) foi segmentada em 9 regiões, sendo 3 níveis de potência ativa e três níveis de potência reativa, como pode ser observado na Tabela 9.1.

Tabela 9.1 – Condições Operacionais dos Modelos Locais.

<i>Ponto</i>	1	2	3
1	$P = 0,74$ $Q = -0,16$	$P = 0,742$ $Q = 0,0$	$P = 0,735$ $Q = +0,16$
2	$P = 0,68$ $Q = -0,2$	$P = 0,682$ $Q = 0,0$	$P = 0,68$ $Q = -0,13$
3	$P = 0,625$ $Q = -0,2$	$P = 0,63$ $Q = 0,0$	$P = 0,63$ $Q = +0,12$

Para cada um dos 9 pontos de operação foram adquiridos dados e a partir desses foram estimados modelos ARX de 4ª ordem, representativos da dinâmica do sistema em torno do respectivo ponto de operação. Para isto, foram utilizados sinais de excitação SBPA de pequena amplitude, a fim de minimizar a influência das não-linearidades do sistema. Os pares de dados de entrada e saída foram coletados com um intervalo de amostragem de 50 ms.

A Figura 9.4 apresenta um segmento do conjunto de dados adquiridos em um dos 9 pontos de operação. O sinal de entrada é o desvio na referência de tensão do RAT (em pu), enquanto que o sinal de saída é o desvio na potência ativa de saída do gerador (em pu).

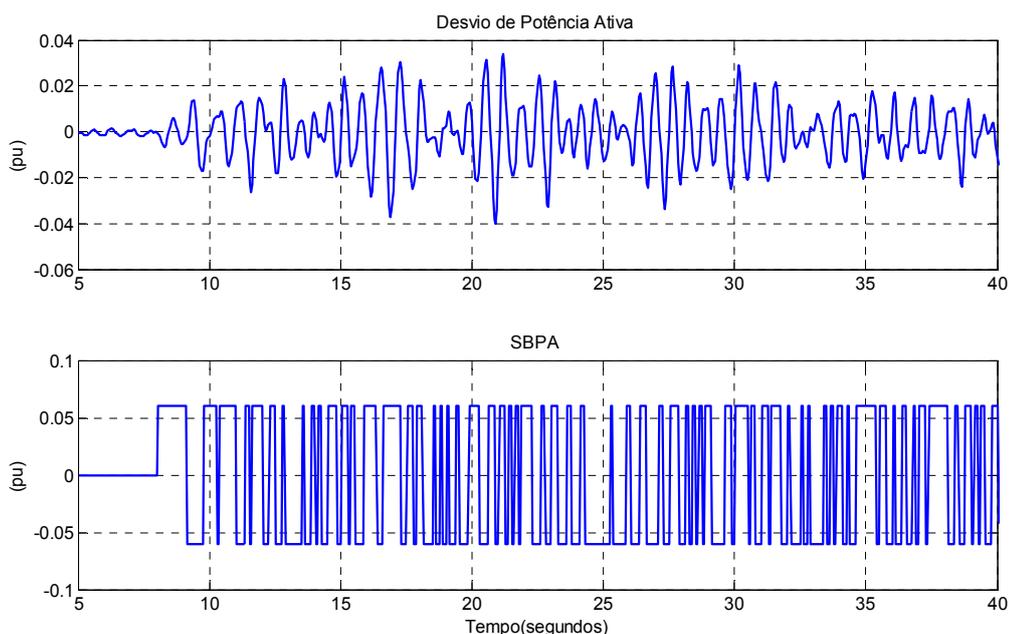


Figura 9.4 – Sinais de entrada e saída coletados durante o ensaio de identificação na UGH 08.

A Figura 9.5 apresenta a estimativa do espectro dos sinais de entrada e saída obtida a partir do processamento dos dados medidos no teste. Como esperado, no espectro dos dados que representam a resposta da planta, percebe-se claramente um pico em torno de 1,6 Hz, o que caracteriza o modo de oscilação pouco amortecido. Nota-se que o espectro da SBPA, por sua vez, é aproximadamente plano em torno da faixa especificada no projeto, caracterizando a semelhança com um ruído branco na faixa entre 0,02 hz e 5,5 hz.

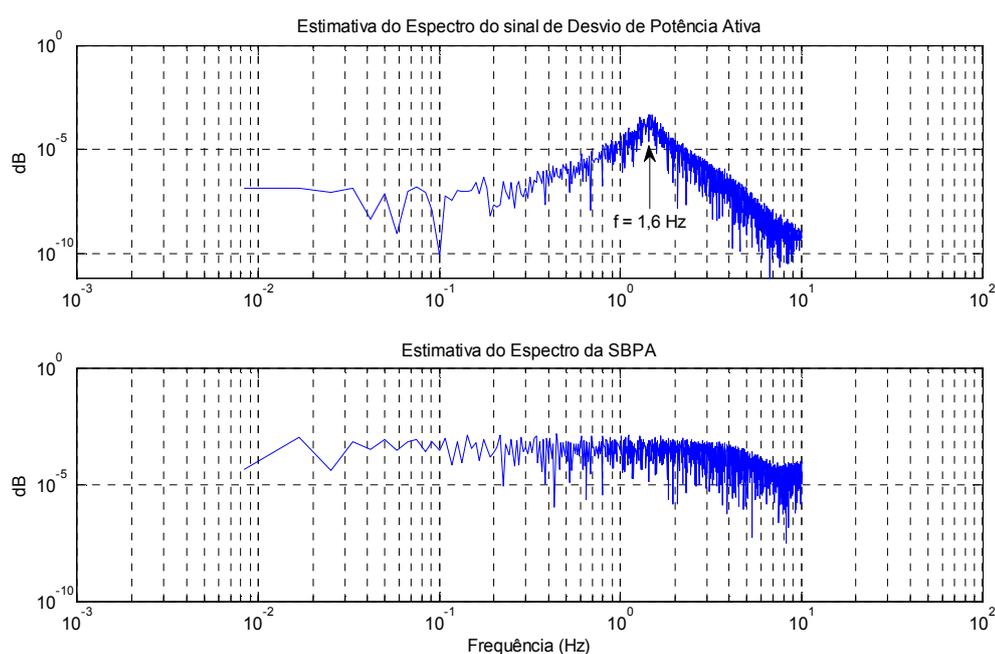


Figura 9.5 – Estimativa do espectro dos sinais de entrada e saída coletados na UGH 08.

O gráfico da Figura 9.6 ilustra os valores do amortecimento relativo do modo de oscilação pouco amortecido dos modelos ARX de 4ª ordem identificados nos pontos de operação da Tabela 9.1. Observa-se que quanto maior a absorção de reativo, maior o amortecimento. Por outro lado, quanto maior a geração de reativo, menos amortecido fica o sistema. A variação do amortecimento com a mudança da potência ativa não é tão notável.

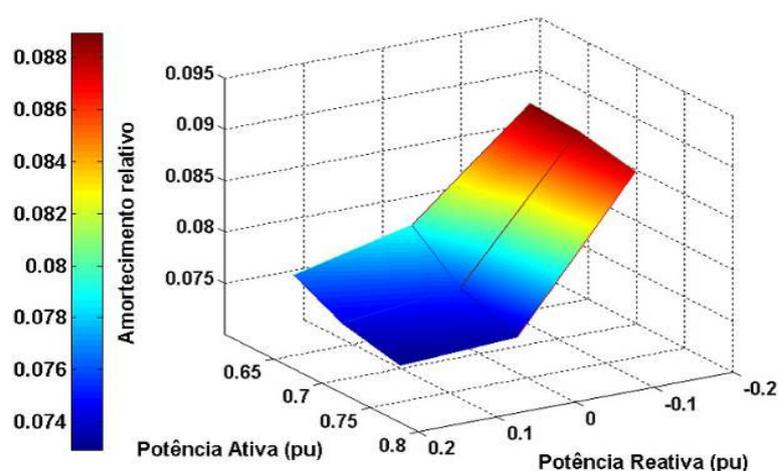


Figura 9.6 - Variação do amortecimento do modo de oscilação pouco amortecido de acordo com a mudança de P e Q .

A partir da Figura 9.7, observa-se que a frequência do modo de oscilação aumenta com o aumento do reativo e diminui quanto menor o reativo. A variação da frequência com a mudança da potência ativa não é tão notável.

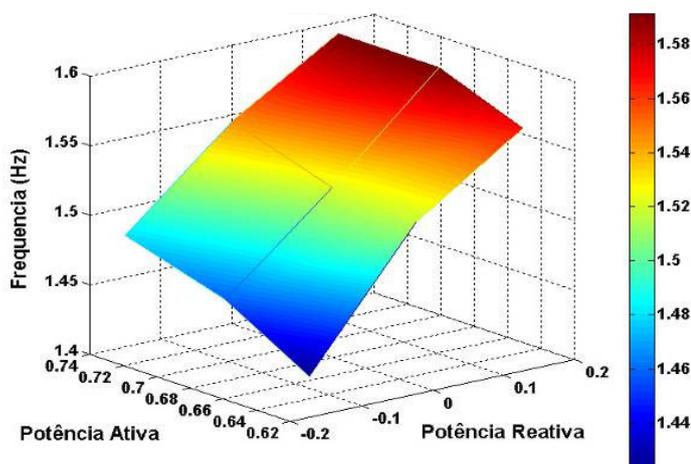


Figura 9.7 - Variação da frequência do modo de oscilação pouco amortecido de acordo com a mudança de P e Q .

9.4 IDENTIFICAÇÃO DE MODELOS LPV

As nove sequências de dados, coletadas na combinação dos 3 pontos de potência ativa (P) e dos 3 pontos de potência reativa (Q), foram agrupadas conforme é ilustrado na Figura 9.8.

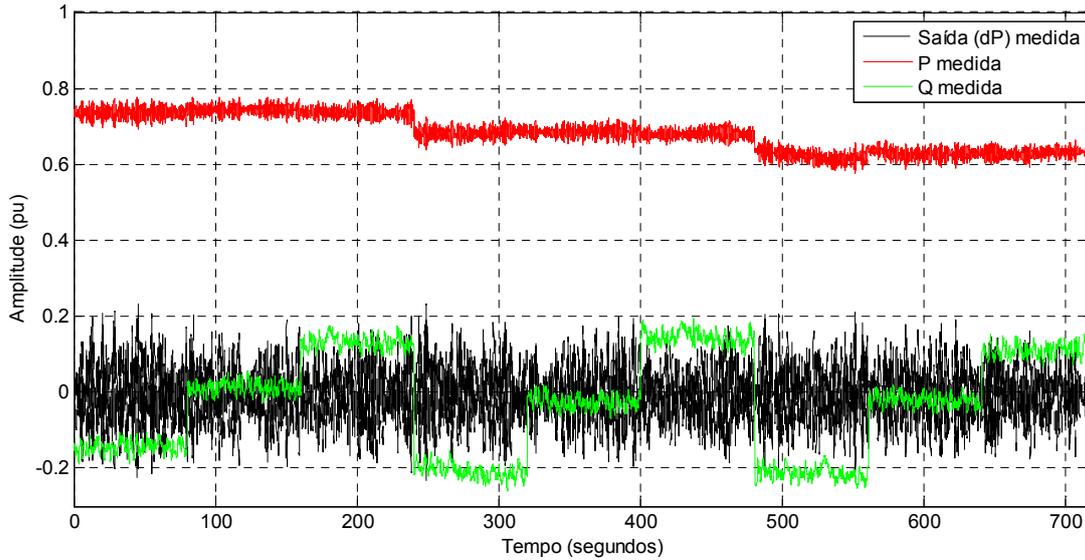


Figura 9.8 – Agrupamento dos dados coletados nos 9 pontos de operação de P e Q.

Em seguida o conjunto de dados resultante foi processado pelo algoritmo LMS para a estimação de um modelo ARX de LPV 4ª ordem ($n_b = n_a = 4$), na forma da Equação (9.1).

$$\frac{B(q^{-1}, P, Q)}{A(q^{-1}, P, Q)} = \frac{b_1(P, Q)q^{-1} + b_2(P, Q)q^{-2} + b_3(P, Q)q^{-3} + b_4(P, Q)q^{-4}}{1 + a_1(P, Q)q^{-1} + a_2(P, Q)q^{-2} + a_3(P, Q)q^{-3} + a_4(P, Q)q^{-4}}, \quad (9.1)$$

onde $b_i(P, Q), i = 1, \dots, n_b$, e $a_i(P, Q), i = 1, \dots, n_a$, são polinômios multivariáveis de 1ª ordem, com dependência em P e Q , conforme a Equação (9.2).

$$\begin{aligned} b_i(P, Q) &= b_{i1} + b_{i2}P + b_{i3}Q + b_{i4}PQ \\ a_i(P, Q) &= a_{i1} + a_{i2}P + a_{i3}Q + a_{i4}PQ. \end{aligned} \quad (9.2)$$

Os parâmetros do modelo LPV estimado pelo algoritmo LMS estão apresentados na Tabela D.1 do Apêndice D. Foi utilizado um valor de $\alpha_{inicial} = 2$ e $\alpha_{final} = 0,001$.

A Validação do modelo ARX LPV foi realizada a partir da comparação entre a resposta medida do sistema (linha preta) e a saída do modelo LPV estimado (linha azul), conforme é apresentado na Figura 9.9. Foi obtido um valor de índice de desempenho de 78%.

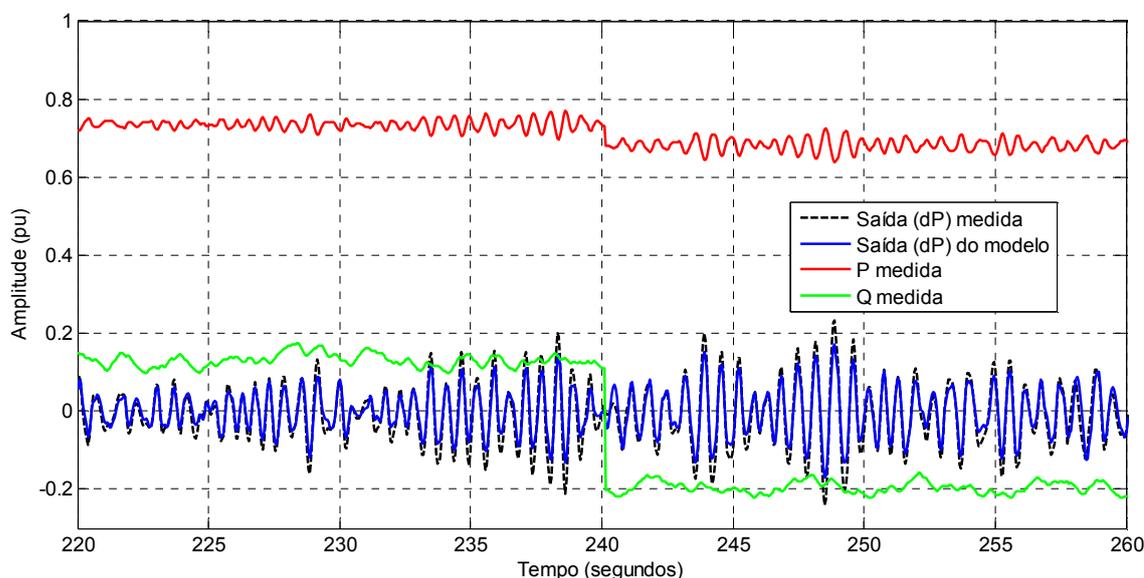


Figura 9.9 – Validação do modelo LPV estimado através da simulação no tempo.

A partir da análise dos modelos estimados do sistema, pôde-se notar que a dinâmica do modo de oscilação eletromecânica com frequência em torno de 1,6 Hz é mais sensível às variações da potência reativa. Este conhecimento foi útil na definição da potência reativa como a variável de operação do ESP LPV. A potência ativa também poderia ser utilizada como variável de operação do ESP LPV, porém não seria uma boa relação custo benefício, pois a inclusão dessa variável aumentaria a complexidade do modelo, do controlador e da solução do problema (LMI parametrizada).

Devido às restrições operacionais dos ensaios em campo na UHE de Tucuruí, não houve tempo hábil para a realização dos testes de controle do ESP LPV. Esses ensaios foram realizados em outra visita técnica à usina. As informações obtidas da análise dos modelos identificados no 1º teste foram importantes para a programação da 2ª sequência de testes na UHE de Tucuruí. A escolha da variável Q como variável de operação do ESP LPV, por exemplo, foi útil para determinar que nos testes seguintes (2º ensaio) a potência ativa poderia ser mantida fixa, enquanto a variação na condição operacional seria realizada apenas com a alteração da potência reativa. Essa definição implica em uma diminuição considerável do tempo necessário para a realização dos ensaios.

9.5 PROJETO DO ESP LPV

O modelo LPV identificado no 1º ensaio poderia ser utilizado para o projeto do ESP LPV, porém, no 2º ensaio, foi possível alcançar valores mais extremos de potências reativa ($\pm 0,3$ pu) e ativa (0,85 pu), quando comparado com os valores extremos utilizados no 1º ensaio (Tabela 9.1). Dessa forma, visando modelar o sistema nos pontos de operação de potência reativa não previstos no 1º ensaio, foram coletados novos dados em três pontos de potência reativa: mínima (-0,3 pu), nula (0,0 pu) e máxima (+0,3 pu).

Os dados coletados foram processados pelo algoritmo LMS para a estimação de um modelo ARX LPV de 4ª ordem com dependência apenas em Q . Este modelo é equivalente ao modelo apresentado anteriormente (que depende de P e Q) para um valor fixo de potência ativa (P). Foram utilizadas funções de 2ª ordem para os parâmetros b_i e a_i . Os parâmetros do modelo LPV estimado pelo algoritmo LMS estão apresentados na Tabela D.2 do Apêndice D. Foi utilizado um valor de $\alpha_{inicial} = 2$ e $\alpha_{final} = 0,001$. O modelo foi validado obtendo um valor de índice de desempenho de 92 %. Esse modelo LPV foi utilizado para o projeto do ESP LPV.

Após a determinação do modelo LPV do sistema, foi realizada a formulação da LMI parametrizada, utilizando a mesma metodologia dos testes no LACSPOT, conforme apresentado no capítulo anterior. Foram especificados polinômios de 3ª ordem ($n_r = n_s = 3$) para compor a função de transferência do ESP LPV. Foi escolhida uma dependência de 2ª ordem na variável de operação Q . Os parâmetros do ESP LPV projetado estão listados na Tabela D.3 do Apêndice D.

Para fins de avaliação do desempenho do ESP LPV, a resposta deste foi comparada com a resposta de três ESPs a parâmetros fixos, projetados a partir de modelos lineares ARX estimados a partir dos dados coletados nos pontos de potência reativa mínima (-0,3 pu), nula (0,0 pu) e máxima (+0,3 pu). A metodologia de projeto adotada para esses controladores fixos foi a mesma utilizada nos ensaios da unidade geradora do LACSPOT.

A Figura 9.10 apresenta os pólos de malha fechada do sistema com o ESP LPV e com os ESPs a parâmetros fixos. Note que os pólos de malha fechada, para o caso do ESP LPV, estão confinados em torno da linha de amortecimento relativo de 0,3, conforme desejado. Por outro lado, os pólos de malha fechada, para o caso do sistema com os ESPs fixos, percorrem regiões que se afastam do pólo especificado no projeto (amortecimento relativo de 0,3 e frequência de 1,6 Hz). Este comportamento é um indicativo de perda de desempenho.

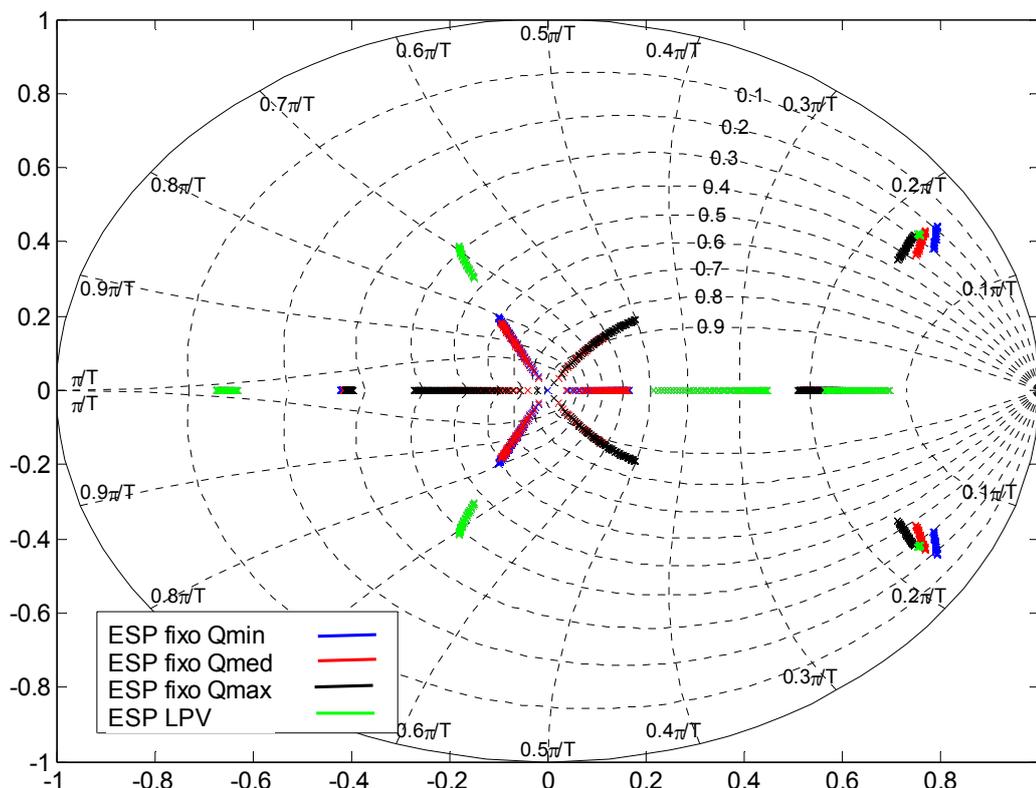


Figura 9.10 – Pólos do sistema em malha fechada com os ESPs fixos e o ESP LPV.

Os pólos de malha-fechada dominantes são apresentados em maior detalhe na Figura 9.11. Note que se forem comparados os mapas de pólos da UGH 08 (Figura 9.11) e da unidade geradora do LACSPOT (capítulo anterior, Figura 8.37), percebe-se que os pólos da primeira percorrem regiões menores no plano z , com destaque aos pólos de malha fechada do sistema com os ESPs fixos. Esse comportamento já era esperado, visto que nos ensaios de identificação na UGH 8 foi constatado que a dinâmica do modo de oscilação eletromecânica não é tão afetada pelas variações de condição operacional, quando comparado ao modo de oscilação local do sistema de geração em escala reduzida.

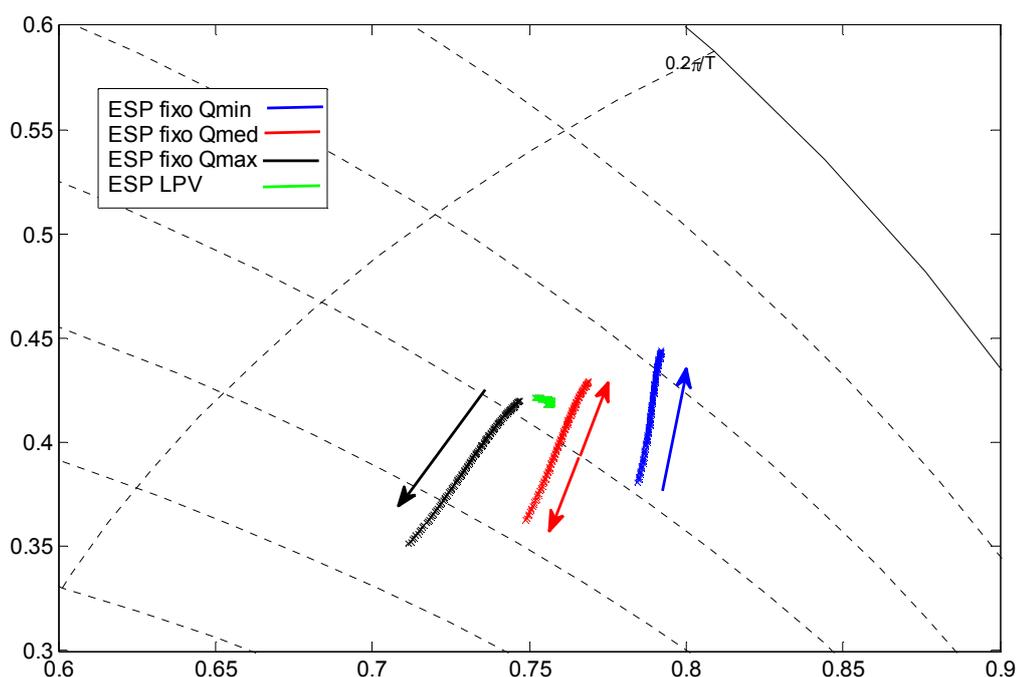


Figura 9.11 – Detalhe nos pólos dominantes da Figura 9.10.

9.6 ENSAIOS DE CONTROLE DO ESP LPV NA UGH 08

A Figura 9.12 apresenta uma comparação entre a resposta do sistema em malha fechada com o ESP LPV e os ESPs fixos, quando uma perturbação do tipo pulso é aplicada na referência de tensão da unidade geradora 08. O ensaio foi realizado em uma condição operacional de potência ativa de 300 MW (0,857 pu) e potência reativa próxima de 0,0 MVar (0,0 pu). Note que neste ponto de operação foi projetado o ESP fixo Q_{med} , portanto, é esperado que esse a resposta do sistema com esse ESP fixo apresente o desempenho desejado, assim como a resposta do sistema com o ESP LPV. A partir da Figura 9.12, nota-se que para esses dois casos (curvas vermelha e verde, respectivamente), tanto o desvio de potência ativa quanto o esforço de controle as duas respostas são praticamente idênticas, validando assim o projeto.

Quanto ao ESP fixo Q_{min} (curva azul), projetado em $Q = -0,3$ pu, observa-se que houve uma pequena redução do amortecimento da resposta. É possível notar que o esforço de controle é um pouco menor do que o dos demais ESPs. Esse comportamento equivale ao

deslocamento dos pólos em direção ao círculo unitário quando a condição operacional se afasta de $Q = -0,3$ pu, conforme os pólos de cor azul da Figura 9.11.

Comportamento similar é apresentado na resposta do sistema com o ESP fixo Q_{\max} (curva preta), projetado em $Q = +0,3$ pu. Percebe-se que o esforço de controle é mais elevado, característica justificada pelo deslocamento dos pólos dominantes em direção ao centro do círculo do plano-z, na Figura 9.11.

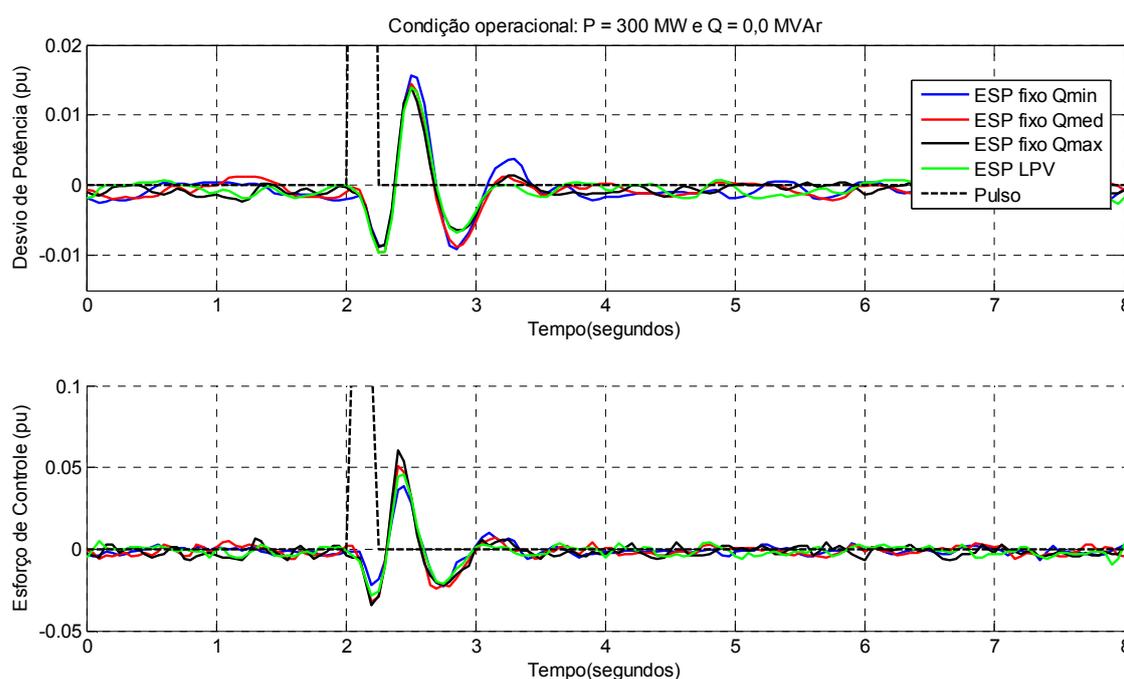


Figura 9.12 – Resposta do sistema à um pulso aplicado na referência do RAT da UGH08.

9.7 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados resultados inéditos de testes de campo de um ESP LPV em uma unidade geradora de grande porte. A partir dos ensaios apresentados, percebe-se que o ESP LPV manteve o desempenho do sistema em malha fechada para uma região de condições operacionais, conforme desejado no projeto.

A metodologia de identificação de modelos e testes de controle, adotada nesta tese, se mostrou adequada para testes em unidades geradoras de grande porte, inclusive quando conectadas a grandes sistemas elétricos, tal como a UHE de Tucuruí. A estimação de modelos LPV foi realizada a partir de ensaios de identificação onde foram aplicados apenas sinais de

excitação de pequena amplitude (menores que 5% dos valores nominais), os quais não comprometeram a interligação da unidade geradora ao sistema interligado nacional.

Não foi notado nenhum efeito adverso na unidade geradora durante a realização dos ensaios experimentais desta tese.

CAPÍTULO 10 - CONCLUSÕES

10.1 CONCLUSÕES

Nesta tese foram apresentados o desenvolvimento e os testes experimentais de um estabilizador de sistemas de potência com estrutura do tipo LPV, aplicado ao amortecimento de oscilações eletromecânicas em um sistema de geração em escala de laboratório e em uma unidade geradora da UHE de Tucuruí.

A investigação experimental de técnicas de identificação e controle LPV aplicadas ao problema de estabilidade eletromecânica, em sistemas elétricos de potência reais, é um dos pontos inovadores do desenvolvimento desta tese. A maioria dos trabalhos publicados, até este momento, apresentam apenas a aplicação destas estratégias em problemas de simulação computacional.

O ESP LPV foi implementado em um sistema embarcado, baseado em um controlador digital de sinais, com capacidade de aquisição e geração de sinais analógicos, além de comunicação serial com um PC. O sistema possui rotinas computacionais para o processamento de leis de controle digital a parâmetros fixos e LPV, assim como rotinas para a geração de sinais de teste do tipo pulso e SBPA. Este sistema embarcado foi desenvolvido especificamente para a aplicação investigada neste trabalho. Até onde é do conhecimento do autor desta tese, não existem equipamentos comerciais que reúnam em um só produto as funcionalidades necessárias para a investigação experimental das metodologias de identificação e controle LPV, propostas nesta tese.

A função de transferência do ESP LPV desenvolvido é composta por polinômios que dependem de forma polinomial de uma variável proporcional ao sinal de potência ativa. Dessa forma, de acordo com o valor de potência ativa medida em tempo real, os coeficientes do ESP LPV são ajustados para garantir a estabilidade e desempenho do sistema para toda a faixa de condições operacionais consideradas no projeto.

Para fins de avaliação de desempenho, as respostas obtidas do sistema com o ESP LPV foram comparadas com a resposta do sistema com ESPs a parâmetros fixos. A partir dos ensaios de controle realizados no sistema de geração em escala reduzida, pode-se observar a considerável perda de desempenho dos ESPs a parâmetros fixos. Por outro lado, o ESP LPV manteve a estabilidade e desempenho do sistema para todas as condições operacionais

consideradas. Ao longo de todos testes de controle em malha-fechada com o ESP LPV, não foi observado nenhum efeito adverso no sistema.

A síntese do ESP LPV desenvolvido é baseada em um problema de otimização na forma de LMIs parametrizadas. Para a solução da PLMI, foi desenvolvido um programa que realiza a relaxação da PLMI através de uma decomposição em soma de quadrados.

Os modelos paramétricos LPV utilizados no projeto do ESP LPV foram identificados experimentalmente a partir de dados coletados na planta. Os ensaios de identificação foram realizados com a utilização do sistema embarcado desenvolvido neste trabalho, o qual possui funcionalidades para a geração de sinais de excitação, aquisição de sinais analógicos e comunicação com um PC para armazenamento dos dados coletados. Para a estimação dos parâmetros dos modelos LPV, foram desenvolvidos programas que implementam os métodos LMS e P-LMS.

A metodologia sistemática adotada na realização dos ensaios experimentais é uma das contribuições desta tese, visto que a maioria dos trabalhos científicos, sobre identificação e controle de sistemas, não apresentam detalhes sobre a implementação real das técnicas propostas. Geralmente os métodos apresentados são validados apenas com testes computacionais em sistemas de ordem reduzida. Dessa forma, a sequência de ensaios de identificação e controle que foi realizada no sistema de geração em escala reduzida, é um produto que não é encontrado com facilidade na literatura. A metodologia proposta pode ser utilizada em outras aplicações em sistemas reais.

De acordo com os resultados apresentados, conclui-se que o ESP LPV obteve excelente desempenho no amortecimento do modo de oscilação eletromecânica local do sistema de geração em escala reduzida. A aplicação desta estratégia em controle de sistemas elétricos de potência não se restringe ao amortecimento de oscilações eletromecânicas, sendo, por exemplo, útil para o ajuste de reguladores de velocidade e de tensão.

10.2 PESQUISAS FUTURAS

As sugestões para trabalhos futuros serão apresentadas por partes. Primeiro são apresentadas sugestões para melhorias nos algoritmos de identificação de modelos LPV, em seguida são sugeridas melhorias na técnica de controle do ESP LPV. Por fim são apresentadas outras possíveis aplicações para a metodologia de projeto desenvolvida nesta tese.

10.2.1 MELHORIAS NOS ALGORITMOS DE IDENTIFICAÇÃO DE MODELOS LPV

Uma das dificuldades encontradas no desenvolvimento deste trabalho foi a definição da ordem dos polinômios dos modelos LPV identificados. A fim de identificar sistemas LPV com alta precisão, deve haver uma seleção ótima da respectiva ordem e estrutura do modelo. Abordagens de identificação existentes sofrem da desvantagem de que um conjunto de dependências funcionais deve ser escolhido a priori para a parametrização dos coeficientes do modelo. Esta escolha muitas vezes é realizada a partir de exaustivos testes. Em Tóth (2009), é proposta uma metodologia que seleciona automaticamente a ordem e a estrutura da dependência de modelos LPV, a partir de dados medidos na planta. São apresentados resultados que comprovam a eficácia da estratégia proposta. Dessa forma, uma contribuição importante para futuros trabalhos é a implementação e investigação experimental de estratégias para a definição automática da estrutura ótima dos modelos LPV, com base nos dados coletados na planta.

Outra questão importante a ser pesquisada é a investigação de estratégias para a determinação automática do tamanho do passo dos algoritmos LMS e P-LMS, os quais até onde se pode desenvolver neste trabalho, são definidos manualmente pelo usuário durante exaustivos testes. No trabalho de Wang (2009), é proposto uma estratégia que independe de parâmetros definidos pelo usuário, visto que o ajuste do tamanho do passo é realizado a cada iteração de acordo com uma função de custo. Em (Hwang & Li, 2009) é apresentado um algoritmo LMS de passo-variável baseado em uma média ponderada do gradiente. Com base nestes e outros trabalhos, pesquisas futuras podem ser direcionadas como objetivo de expandir estes métodos para o caso de algoritmos LMS para modelos LPV.

10.2.2 MELHORIAS NA TÉCNICA DE PROJETO DO ESP LPV

O desempenho da metodologia de projeto de controladores LPV apresentada neste trabalho depende da escolha do polinômio central. Este polinômio foi definido com base nos polos do polinômio característico de malha-fechada do sistema nominal. Outras escolhas, possivelmente poderiam resultar em resultados melhores, porém, até este momento, esta análise não foi realizada. Dessa forma, uma boa contribuição para futuros trabalhos seria a investigação aprofundada da influência do polinômio central na posição dos pólos do sistema

em malha-fechada. Em Ali (2010) e Ali (2011), a estratégia de controle LPV desenvolvida em Gilbert (2010) é modificada, de tal forma que o polinômio central é ajustado ao longo da solução da LMI, de acordo com um índice de desempenho do sistema em malha-fechada.

Outro ponto que pode ser melhorado é a expansão dos algoritmos implementados para o caso de sistemas multivariáveis (Ali, et al., 2011) e também para sistemas com atraso de transporte.

10.2.3 FUTURAS APLICAÇÕES EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

Pretende-se dar continuidade às investigações do desempenho das técnicas de identificação e controle LPV em outros problemas dinâmicos de sistemas elétricos de potência, tal como o controle amortecedor via dispositivos FACTs e o controle de sistemas de geração distribuída. Além disso, também é necessária a realização de ensaios em campo em uma unidade geradora de grande porte real.

Com relação ao tipo de ESP investigado, alguns trabalhos (Ferraz, et al., 2002) mostram que com a inclusão de um ESP com entrada de potência ativa, variações de carga na máquina podem interferir na tensão de campo do gerador, através da ação do ESP, gerando assim transitórios indesejáveis na tensão terminal e potência reativa. Uma alternativa adotada é o uso de ESPs que utilizam a potência acelerante como sinal de entrada (Kamwa, et al., 2005). Dessa forma, uma proposta de trabalhos futuros é a investigação de ESPs LPV com entrada de potência acelerante.

CAPÍTULO 11 REFERÊNCIAS

- Ackermann, J., 2002. *Robust control: the parameter space approach*. Germany: Springer.
- Aguirre, L. A., 2007. *Introdução à identificação de sistemas - técnicas Lineares e não-lineares aplicadas a sistemas reais*. 3 ed. s.l.:UFMG.
- Ali, M., Abbas, H. S. & Werner, H., 2011. *MIMO Controller Synthesis for LTI and LPV Systems Using Input-Output Models*. Milano (Italy), s.n., pp. 11338-11343.
- Ali, M., Abbas, H. & Werner, H., 2010. *Controller Synthesis for Input-Output LPV Models*. Atlanta, GA, USA, s.n., pp. 7694-7699.
- Amato, F., 2006. *Robust Control of Linear Systems Subject to Uncertain Time-Varying Parameters*. s.l.:Elsevier.
- Apkarian, P. & Adams, R. J., 1998. Advanced Gain-Scheduling Techniques for Uncertain Systems. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, January, 6(1), pp. 21-32.
- Apkarian, P. & Tuan, H. D., 2000. Parameterized LMIs in Control Theory. *SIAM J. Contr. Optim.*, Volume 38 , p. 1241–1264.
- Araújo, G. A. L., 2001. *Desenvolvimento e Implementação de Reguladores Digitais de Tensão e de Velocidade em um Gerador Síncrono*, Brasil: s.n.
- Astrom, K. J. & Wittenmark, B., 1994. *Adaptive Control*. 2nd ed. s.l.:Prentice Hall.
- Bamieh, B. & Giarré, L., 2002. Identification of linear parameter varying models. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Volume 12, pp. 841-853.
- Barra Jr., W., 2001. *Estratégias neuro-fuzzy adaptativas aplicadas ao controle de sistemas de potência*, Belém-PA: s.n.
- Barra Jr., W., Barreiros, J. A. L., da Costa Jr., C. t. & Ferreira, A. M. D., 2005. Controle fuzzy aplicado à melhoria da estabilidade dinâmica em sistemas elétricos de potência. *Controle e Automação*, Abril, Maio e Junho, 16(2), pp. 173 -186.
- Barreiros, J. A. L., 1995. *Métodos de Controle Adaptativo Auto-Ajustáveis Aplicados à Síntese de Estabilizadores de Sistemas de Potência*, Brasil: s.n.
- Barreiros, J. A. L. et al., 2006. Estabilizador neural não-linear para sistemas de potência treinado por rede de controladores lineares. *Controle e Automação*, pp. 115-126.

Bartlett, A., Hollot, C. & Huang, L., 1988. Root locations of an entire polytope of polynomials: It suffices to check the edges. *Mathematics of Control, Signals, and Systems*, Volume 1, pp. 61-71.

Bhattacharyya, S. P., 1995. *Robust Control: The Parametric Approach*. s.l.:Prentice Hall.

Bianchi, F. D. & Battista, H. D., 2007. *Wind Turbine Control Systems: Principles, Modelling and Gain Scheduling Design*. s.l.:Springer.

Bianchi, F. D., Mantz, R. J. & Christiansen, C. F., 2005. Gain scheduling control of variable-speed wind energy conversion systems using quasi-LPV models. *Control Engineering Practice*, Volume 13, pp. 247-255.

Bossa, T. S., Martins, N., da Silva, R. J. G. C. & Pellanda, P. C., 2011. A Field Test to Determine PSS Effectiveness at Multigenerator Power Plants. *Transactions on Power Systems*, August, 26(3), pp. 1522-1533.

Boyd, S., Ghaoui, L. E., Feron, E. & Balakrishnan, V., 1994. *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*. s.l.:SIAM.

Bozorg, M., 2006. Linear systems with a polynomial uncertainty: Stability margins and control. *Journal of Systems and Control Engineering*, 220(1), pp. 53-62.

Briat, C., 2008. *Commande et Observation Robustes des Systèmes LPV Retardés*, Grenoble: s.n.

Campos, B. M. et al., 2004. *Digital PI Fuzzy Control Strategies Applied to an Electric Micro-Generator System*. s.l., s.n.

Castellanos, R., Messinab, A. R. & Sarmiento, H., 2005. Robust stability analysis of large power systems using the structured singular value theory. *Electrical Power and Energy Systems*, Volume 27, pp. 389-397.

Chen, G., Malik, O. & Hancock, G., 1994. Implementation and experimental studies of an adaptive self-optimizing power system stabilizer. *Control Engineering Practice*, 2(6), pp. 969-977.

Cheng, S.-j., Chow, Y., Malik, O. & Hope, G., 1986. An Adaptive Synchronous Machine Stabilizer. *Transactions on Power Systems*, August, 1(3), pp. 101-107.

Chesi, G., 2011. LMI Techniques for Optimization over Polynomials in Control: a Survey. *IEEE Transactions on Automatic Control*.

Coelho, A. A. R. & Coelho, L. S., 2004. *Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares*. 1 ed. s.l.:UFSC.

Collins, E. R., 2009. An Energy Conversion Laboratory Using Industrial-Grade Equipment. *IEEE Transactions on Power Systems*, February, 24(1), pp. 3-11.

De Caigny, J. et al., 2012. Gain-scheduled dynamic output feedback control for discrete-time LPV systems. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, Volume 22, pp. 535-558.

de Mello, F. P. & Concordia, C., 1969. Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, April, 88(4), pp. 316-327.

Fadali, M. S., 2002. *Stability testing for systems with polynomial uncertainty*. s.l., s.n., pp. 3896 - 3901.

Ferraz, J., Martins, M., Zeni Jr., N. & Soares, J. a. T. G., 2002. *Adverse Increase in Generator Terminal Voltage and Reactive Power Transients Caused by Power System Stabilizers*. New York, s.n., pp. 747-752 .

Ferreira, A. M. D., Barreiros, J. A. L., Jr., W. B. & Brito-de-Souza, J., 2007. Robust adaptive LQG/LTR TCSC controller applied to damp power system oscillations. *Electric Power Systems Research*, 77(8), p. 956-964.

Giarré, L., Bauso, D., Falugi, P. & Bamieh, B., 2006. LPV model identification for gain scheduling control: An application to rotating stall and surge control problem. *Control Engineering Practice*, April, 14(4), pp. 351-361.

Gilbert, W., Henrion, D., Bernussou, J. & Boyer, D., 2010. Polynomial LPV synthesis applied to turbofan engines. *Control Engineering Practice*, Volume 18, pp. 1077-1083.

Ginter, V. J. & Pieper, J. K., 2001. Robust Gain Scheduled Control of a Hydrokinetic Turbine. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, July, 19(4), pp. 805-817.

Goldemberg, C., Pellini, E. L. & Ura, S., 2006. *Real time simulator for hydro-generator excitation systems*. 2006, Montreal, Quebec, Canada, s.n., pp. 2585-2590.

Grimble, M. J., 2006. *Robust industrial control systems: Optimal design approach for polynomial systems*. 1 ed. s.l.:Wiley.

Hassan, M. A. M. & Malik, O. P., 1993. Implementation and laboratory tests results for a fuzzy logic based self-tuned power system stabilizer. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 8(2), pp. 221-228.

Hassan, M. A. M., Malik, O. P. & Hope, G. S., 1991. A fuzzy logic based stabilizer for a synchronous machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 6(3), pp. 407-413.

He, B. & Yang, M., 2006. Robust LPV Control of Diesel Auxiliary Power Unit for Series Hybrid Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(3), pp. 791-798.

Henrion, D., 2011. Positive polynomial matrices for LPV controller synthesis. *Proposed as a contributed chapter for a project of Springer LNCIS volume on LPV control*, August.

Henrion, D., Bachelier, O. & Sebek, M., 2001. D-Stability of polynomial matrices. *International Journal of Control*, 20 May, 74(8), pp. 845-856.

Henrion, D. & Garulli, A., 2005. *Lecture Notes in Control and Information Sciences - Positive Polynomials in Control*. s.l.:Springer.

Henrion, D. & Garulli, A., 2005. *Positive Polynomials in Control - Lecture Notes in Control and Information Sciences*. New York: Springer.

Hsu, Y.-Y. & Chen, C.-R., 1991. Tuning of power system stabilizers using an artificial neural network. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, December, 6(4), pp. 612-619.

Husek, P., 2008. *Systems Structure and Control - Chapter 5: Stability Analysis of Polynomials with Polynomial Uncertainty*. s.l.:InTech.

Hwang, J.-K. & Li, Y.-P., 2009. Variable Step-Size LMS Algorithm With a Gradient-Based Weighted Average. *IEEE Signal Processing Letters*, December, 16(12), pp. 1043-1046.

Kamwa, I., Grondin, R. & Trudel, G., 2005. IEEE PSS2B Versus PSS4B: The Limits of Performance of Modern Power System Stabilizers. *Transactions on Power Systems*, May, 20(2), pp. 903-915.

Keel, L. & Bhattacharyya, S., 1999. Robust stability and performance with fixed-order controllers.. *Automatica*, pp. 1717-1724.

Kundur, P. S., Balu, N. J. & Lauby, M. G., 1994. *Power System Stability and Control*. New York: McGraw-Hill Professional.

Landau, I. D. & Zito, G., 2006. *Digital Control Systems: Design, Identification and Implementation*. 1 ed. s.l.:Springer.

Larsen, E. & Swann, D., 1981. Applying Power System Stabilizers – Parts 1-3. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, June, Volume 100, pp. 3017-3046.

Leith, D. J. & Leithead, W. E., 2000. Survey of Gain-Scheduling Analysis Design. *International Journal of Control*, 73(11), pp. 1001-1025.

Levine, W. S., 2010. *The Control Systems Handbook, Second Edition: Control System Advanced Methods*. 2 ed. s.l.:CRC Press.

Liu, Q., Vittal, V. & Elia, N., 2006. Expansion of System Operating Range by an Interpolated LPV FACTS Controller Using Multiple Lyapunov Functions. *IEEE Transactions on Power Systems*, August, 21(3), pp. 1311-1320.

Liu, Q., Vittal, V. & Elia, N., 2006. LPV Supplementary Damping Controller Design for a Thyristor Controlled Series Capacitor (TCSC) Device. *Transactions on Power Systems*, 21(3), pp. 1242-1249.

Löfberg, J., 2004. *A Toolbox for Modeling and Optimization in MATLAB*. Taipei, Taiwan, s.n.

Löfberg, J., 2009. Pre- and post-processing sum-of-squares programs in practice. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 54(5), pp. 1007-1011.

Lordelo, A. & Ferreira, P., 2002. *Interval Anaysis and Design of Robust Pole Assignment Design*. Las Vegas, s.n.

Madisetti, V., 1997. *The Digital Signal Processing Handbook*. s.l.:CRC Press.

Martins, N. et al., 1999. *Retuning Stabilizers for the North-South Brazilian Interconncction*. s.l., s.n., pp. In proceeding of Power Engineering Society Summer Meeting - IEEE.

Microchip, 2004. *Datasheet, dsPIC30f5011: High-Performance Digital Signal Controllers*, s.l.: s.n.

Microchip, 2004. *Datasheet, MCP4921: 12-Bit DAC with SPI Interface*, s.l.: s.n.

Microchip, 2005. *16-bit Language Tools Libraries*, s.l.: s.n.

Mohammadpour, J. & Scherer, C. W., 2012. *Control of linear parameter varying systems with applications*. New York: Springer.

Moraes, A. R. B. d., 2011. *Desenvolvimento e Implementação de Estratégias de Controle Digital para Regulação de Tensão e Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas em um Gerador Síncrono de 10 KVA*, Belém: s.n.

Moraes, A. R. b. d. & Silva, E. N. V. d., 2008. *Modernização do Sistema de Regulação de Tensão e Velocidade de um Grupo Gerador de 10KVA*, Belém: s.n.

Moutinho, M. N., da Costa Jr., C. T. & Barreiros, J. A. L., 2009. Identification, Digital Control and Fuzzy Logic Techniques Applied to a Synchronous Generator. *IEEE Latin America Transactions*, 7(2), pp. 141-150.

Nascimento Filho, P. S., 2011. *Investigação de estratégias de controle digital para regulação de velocidade e emulação da dinâmica de turbinas hidráulicas, com implementação e testes experimentais em uma micromáquina de 10kva*, Belém: s.n.

Noergaard, T., 2005. *Embedded Systems Architecture: A Comprehensive Guide for Engineers and Programmers*. s.l.:Newnes - Elsevier.

Nogueira, F. G. et al., 2011.b. Estabilizador de sistemas de potencia digital aplicado a uma unidade geradora da UHE de Tucuruí. *SBA Controle & Automação*, Set./Out., Volume 5, pp. 535-544.

Nogueira, F. G. et al., 2010. *Desenvolvimento e testes de campo de um protótipo de um regulador de velocidade digital aplicado a uma unidade hidrogeradora de 10 MVA*. São Paulo, s.n.

Nogueira, F. G. et al., 2012. *Ajuste de um ESP via Técnicas de Identificação e Controle LPV em uma Unidade Geradora Hidráulica*. Rio de Janeiro, s.n.

Nogueira, F. G. et al., 2011.a. Development and field tests of a damping controller to mitigate electromechanical oscillations on large diesel generating units. *Electric Power Systems Research*. *Electric Power Systems Research*, pp. 725-732.

Nogueira, F. G. et al., 2011.c. *Projeto de um estabilizador de sistemas de potência digital com adaptação paramétrica baseada em lógica fuzzy para uma unidade geradora de 350 MVA*. Mar del Plata - Argentina, s.n.

Oliveira, J. d. & Trofino, A., 2002. Análise e síntese H_∞ para sistemas LPV. *Revista Controle & Automação*, 13(1), pp. 6-12.

Oliveira, R. C. d. L. F. d., 2006. *Estudo de Robustez em Sistemas Lineares por Meio de Relaxações em Termos de Desigualdades Matriciais Lineares*, Campinas: s.n.

Pai, M. A., Vournas, C. D., Michel, A. N. & Ye, H., 1997. Applications of interval matrices in power system stabilizer design. *Electrical Power & Energy Systems*, 19(3), pp. 179-184.

Pal, B. & Chaudhuri, B., 2005. *Robust Control in Power Systems*. 1 ed. s.l.:Springer.

Patre, B. M. & Deore, P., 2007. Robust stability and performance for interval process plants. *ISA Transactions*, pp. 343-349.

Qin, W. & Wang, Q., 2007. An LPV approximation for admission control of an internet web server: Identification and control. *Control Engineering Practice*, 15(12), pp. 1457-1467.

Qiu, W., Vittal, V. & Khammash, M., 2004. Decentralized Power System Stabilizer Design Using Linear Parameter Varying Approach. *IEEE Transactions on Power Systems*, 19(4), pp. 1951-1960.

Ramakrishnaa, G. & Malik, O., 2010. Adaptive PSS using a simple on-line identifier and linear pole-shift controller. *Electric Power Systems Research*, April, 80(4), pp. 406-416.

Risuenho, J. R. R., 2005. *Desenvolvimento de um estabilizador digital de sistemas de potência para testes em unidades geradores da UHE de Tucuruí*, Brasil: s.n.

Robak, S., 2009. Robust SVC controller design and analysis for uncertain power systems. *Control Engineering Practice*, Volume 17, pp. 1280-1290.

Rogers, G., 2000. *Power System Oscillations*. s.l.: Kluwer Academic Publishers Group.

Rommès, J. M. N. F. F., 2010. Computing Rightmost Eigenvalues for Small-Signal Stability Assessment of Large-Scale Power Systems. *Transactions on Power Systems*, May, 25(2), pp. 929-938.

Rugh, W. J. & Shamma, J. S., 2000. Research on gain scheduling. *Automatica*, Volume 36, pp. 1401-1425.

Rump, S. M., 2009. INTLAB implementation of an interval global optimization algorithm. *Optimization Methods & Software*, 24(4-5), pp. 749-759.

Scherer, C. W., 2006. LMI relaxations in robust control. *European Journal of Control*, 12(1), pp. 3-29.

Scherer, C. & Weiland, S., 2005. *Linear Matrix Inequalities in Control*. s.l.:s.n.

Scherer, C. W. & Hol, C. W. J., 2006. Matrix Sum-of-Squares Relaxations for Robust Semi-Definite Programs. *Mathematical Programming*, 107(1-2), pp. 189-211.

Sedra, A. S. & Smith, K. C., 2000. *Microeletrônica*. 4 ed. São Paulo: Pearson Makron Books.

Sena, J. et al., 2011. An object-oriented framework applied to the study of electromechanical oscillations at Tucuruí hydroelectric power plant. *Electric Power Systems Research*, Volume 81, pp. 2081-2087.

Shamma, J., 1988. *Analysis and design of gain scheduled control systems*, Department of Mechanical Engineering: s.n.

Sturm, J. F., 1999. Using SeDuMi 1.02, a Matlab toolbox for optimization over symmetric cones. *Optimization Methods and Softwares*, 11(12), pp. 625-653.

Texas Instruments, 2003. *Datasheet, Analog-to-digital Converter - ADS8345*, s.l.: s.n.

Tóth, R. et al., 2009. *Order and Structural Dependence Selection of LPV-ARX Models Using a Nonnegative Garrote Approach*. Shanghai, P.R. China, s.n., pp. 7406-7411.

Wang, P., Kam, P. Y. & Chia, M. W., 2009. *A novel automatic step-size adjustment approach in the LMS algorithm*. China, s.n., pp. 867-871.

Working Group on Prime Mover and Energy Supply Models for System Dynamic Performance Studies, 1992. Hydraulic turbine and turbine control models for system dynamic studies. *Transactions on Power Systems*, 7(1), pp. 167-179.

You, R., Eghbali, H. J. & Nehrir, M. H., 2003. An Online Adaptive Neuro-Fuzzy Power System Stabilizer for Multimachine Systems. *IEEE Transactions on Power Systems*, February, 18(1), pp. 128-135.

APÊNDICE A - Parâmetros dos modelos LPV identificados pelo método LMS.

Tabela A.1 - Parâmetros do modelo LPV, para $n_a = n_b = 6$ ($T_s = 0,05$ s).

Parâmetros do polinômio: $B(q^{-1}, P)$
$b_1(P) = 0,004588 + 0,0031P$
$b_2(P) = 0,003593 + 0,0094P$
$b_3(P) = 0,006973 + 0,0171P$
$b_4(P) = 0,018263 + 0,0129P$
$b_5(P) = 0,01212 - 0,0202P$
$b_6(P) = -0,005435 - 0,0758P$
Parâmetros do polinômio: $A(q^{-1}, P)$
$a_1(P) = -1,4068 - 0,2883P$
$a_2(P) = 0,3103 + 0,207P$
$a_3(P) = 0,1938 + 0,1293P$
$a_4(P) = 0,10247 + 0,0207P$
$a_5(P) = -0,02607 - 0,0935P$
$a_6(P) = 0,04383 - 0,1014P$

Tabela A.2 – Parâmetros do modelo LPV, para $n_a = n_b = 6$ ($T_s = 0,05$ s).

Parâmetros do polinômio: $B(q^{-1}, P)$
$b_1(P) = 0,00364 + 0,0078P - 0,0052P^2$
$b_2(P) = -0,00172 + 0,0463P - 0,0472P^2$
$b_3(P) = 0,003289 + 0,041P - 0,0302P^2$
$b_4(P) = 0,013352 + 0,047P - 0,0438P^2$
$b_5(P) = 0,007255 + 0,014P - 0,0437P^2$
$b_6(P) = -0,00363 - 0,0923P + 0,0226P^2$
Parâmetros do polinômio: $A(q^{-1}, P)$
$a_1(P) = -1,4182 - 0,224P - 0,0695P^2$
$a_2(P) = 0,30483 + 0,2041P + 0,0133P^2$
$a_3(P) = 0,19882 + 0,1348P - 0,024P^2$
$a_4(P) = 0,10149 + 0,0373P - 0,0259P^2$
$a_5(P) = -0,02888 - 0,0783P - 0,0181P^2$
$a_6(P) = 0,040935 - 0,1049P + 0,0153P^2$

APÊNDICE B - Parâmetros dos modelos LPV identificados pelo método P-LMS.

Tabela B.1 - Parâmetros do modelo LPV, para $n_a = n_b = 6$ ($T_s = 0,05$ s).

Parâmetros do polinômio: $B(q^{-1}, P)$
$b_1(P) = 0,00372 - 0,0015P$
$b_2(P) = 0,00189 + 0,0087P$
$b_3(P) = 0,007926 + 0,0187P$
$b_4(P) = 0,018995 - 0,0073P$
$b_5(P) = 0,00836 - 0,0481P$
$b_6(P) = -0,012898 - 0,0425P$
Parâmetros do polinômio: $A(q^{-1}, P)$
$a_1(P) = -1,6807 - 0,4451P$
$a_2(P) = 0,53304 + 0,4335P$
$a_3(P) = 0,37661 + 0,185P$
$a_4(P) = 0,04645 - 0,1040P$
$a_5(P) = -0,263 - 0,2624P$
$a_6(P) = 0,13115 + 0,0711P$

Tabela B.2 - Parâmetros do modelo LPV, para $n_a = n_b = 6$ ($T_s = 0,05$ s).

Parâmetros do polinômio: $B(q^{-1}, P)$
$b_1(P) = 0,00336 + 0,001P - 0,0025P^2$
$b_2(P) = 0,00412 - 0,0096P + 0,0216P^2$
$b_3(P) = 0,00697 + 0,024P - 0,0067P^2$
$b_4(P) = 0,01241 + 0,036P - 0,0571P^2$
$b_5(P) = 0,00598 - 0,0392P - 0,098P^2$
$b_6(P) = -0,00947 - 0,0827P + 0,0657P^2$
Parâmetros do polinômio: $A(q^{-1}, P)$
$a_1(P) = -1,782 - 0,3812P - 0,1644P^2$
$a_2(P) = 0,734 + 0,4986P + 0,234P^2$
$a_3(P) = 0,1845 + 0,0571P - 0,0624P^2$
$a_4(P) = 0,1101 - 0,0495P - 0,0967P^2$
$a_5(P) = -0,2163 - 0,1995P - 0,1018P^2$
$a_6(P) = 0,08489 + 0,0185P + 0,1518P^2$

APÊNDICE C - Parâmetros do ESP LPV.

Tabela C.1 – Parâmetros do ESP LPV, para $n_r = n_s = 5$ ($T_s = 0,05$ s).

Parâmetros do polinômio: $R(q^{-1}, P)$
$r_0(P) = 5,3107 - 3,601P - 1,0346P^2 - 0,6299P^3$
$r_1(P) = -5,2877 + 4,8957P - 0,5661P^2 + 2,9085P^3$
$r_2(P) = -1,2969 + 1,9369P - 1,5798P^2 - 1,6477P^3$
$r_3(P) = 0,4073 + 1,0158P - 1,5629P^2 + 1,3118P^3$
$r_4(P) = 0,5667 + 0,7802P - 2,2274P^2 + 0,5689P^3$
$r_5(P) = -0,4707 + 0,2776P - 0,1474P^2 + 0,7562P^3$
Parâmetros do polinômio: $S(q^{-1}, P)$
$s_1(P) = -0,0009 + 0,1507P + 0,933P^2 - 0,6661P^3$
$s_2(P) = 0,0514 - 0,0254P + 0,9272P^2 - 0,5291P^3$
$s_3(P) = 0,0455 - 0,3403P + 1,124P^2 - 0,517P^3$
$s_4(P) = -0,0371 - 0,6612P + 1,4886P^2 - 0,7005P^3$
$s_5(P) = -0,0499 - 0,4288P + 1,0474P^2 - 0,527P^3$

APÊNDICE D – Ensaios na UHE de Tucuruí.

Tabela D.1 - Parâmetros do modelo ARX LPV com dependência em P e Q , para $n_a = n_b = 4$ ($T_s = 0,05$ s).

Parâmetros do polinômio: $B(q^{-1}, P, Q)$
$b_1(P, Q) = -0,0028 - 0,0035P + 0,0264Q - 0,0034PQ$
$b_2(P, Q) = 0,0548 - 0,0350P + 0,0481Q - 0,0232PQ$
$b_3(P, Q) = 0,0380 - 0,0288P - 0,0160Q - 0,0110PQ$
$b_4(P, Q) = -0,0709 + 0,0401P - 0,0899Q + 0,0395PQ$
Parâmetros do polinômio: $A(q^{-1}, P, Q)$
$a_1(P, Q) = -1,1414 + 0,1055P - 0,5689Q + 0,0507PQ$
$a_2(P, Q) = 0,3085 + 0,0076P + 0,3079Q - 0,0034PQ$
$a_3(P, Q) = 0,2526 - 0,0105P + 0,1542Q - 0,0059PQ$
$a_4(P, Q) = -0,0221 - 0,0001P - 0,1294Q + 0,0063PQ$

Tabela D.2 - Parâmetros do modelo ARX LPV com dependência em Q , para $n_a = n_b = 4$ ($T_s = 0,05$ s).

Parâmetros do polinômio: $B(q^{-1}, Q)$
$b_1(Q) = 0,0017 + 0,0008Q - 0,0011Q^2$
$b_2(Q) = -0,1506 + 0,0686Q - 0,0110Q^2$
$b_3(Q) = -0,0532 + 0,0438Q - 0,0011Q^2$
$b_4(Q) = 0,2424 - 0,0818Q + 0,0193Q^2$
Parâmetros do polinômio: $A(q^{-1}, P)$
$a_1(Q) = -1,8406 + 0,1468Q - 0,0919Q^2$
$a_2(Q) = 0,8971 - 0,0585Q + 0,0382Q^2$
$a_3(Q) = 0,3232 - 0,0394Q + 0,0126Q^2$
$a_4(Q) = -0,2496 + 0,0461Q - 0,0153Q^2$

PARÂMETROS DO ESP LPV

Tabela D.3 – Parâmetros do ESP LPV, para $n_r = n_s = 3$ ($T_s = 0,05$ s).

Parâmetros do polinômio: $R(q^{-1}, Q)$
$r_0(P) = -0,7827 - 0,8213Q + 0,0160Q^2$
$r_1(P) = 0,6526 + 1,2175Q - 0,2093Q^2$
$r_2(P) = -0,0350 - 0,2384Q + 0,0183Q^2$
$r_3(P) = -0,0356 - 0,0906Q - 0,0026Q^2$
Parâmetros do polinômio: $S(q^{-1}, Q)$
$s_1(Q) = 0,2106 - 0,1166Q - 0,0153Q^2$
$s_2(Q) = 0,0433 - 0,2440Q + 0,0738Q^2$
$s_3(Q) = -0,0850 - 0,2014Q + 0,0882Q^2$