



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

CLEYSON AMORIM COSTA

BELÉM  
DEZEMBRO/2013

CLEYSON AMORIM COSTA

**PROJETO E AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DE UMA ESTRATÉGIA  
BASEADA EM ANÁLISE INTERVALAR APLICADA AO PROJETO  
DE ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTÊNCIA ROBUSTO  
IMPLEMENTADO EM UM SISTEMA DE GERAÇÃO DE 10KVA**

Dissertação de Mestrado apresentada como requisito final de avaliação, para obtenção do título de *Mestre em Engenharia Elétrica*, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal do Pará (UFPA).

Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Walter Barra Júnior.

BELÉM

DEZEMBRO/2013

CLEYSON AMORIM COSTA

**PROJETO E AVALIAÇÃO EXPERIMENTAL DE UMA ESTRATÉGIA  
BASEADA EM ANÁLISE INTERVALAR APLICADA AO PROJETO  
DE ESTABILIZADOR DE SISTEMAS DE POTÊNCIA ROBUSTO  
IMPLEMENTADO EM UM SISTEMA DE GERAÇÃO DE 10KVA**

Dissertação de Mestrado apresentada como requisito final de avaliação, para obtenção do título de *Mestre em Engenharia Elétrica*, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da Universidade Federal do Pará (UFPA).

Área de Concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Aprovado em: \_\_\_\_\_.

Conceito: \_\_\_\_\_.

BANCA EXAMINADORA:

\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Walter Barra Junior (Orientador/UFPA)

\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. José Augusto Lima Barreiros (Membro/UFPA)

\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Jorge Roberto Brito de Souza (Membro/UFPA)

\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. André Maurício Damasceno Ferreira (Membro/UFPA)

\_\_\_\_\_  
Dr. José Adolfo da Silva Sena (Membro/EletoNorte)

VISTO:

\_\_\_\_\_  
Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes  
(Coordenador. do PPGEE/UFPA)

*Dedico este trabalho:*

*Aos meus queridos pais, Noeme e Tarcísio que sempre me apoiaram e fizeram de tudo para que eu nunca desistisse de estudar e vencer na vida.*

*A minha querida bisavó Lourdes que dedicou seu amor à minha vida, aos meus tios que foram peças fundamentais para a formação de meus valores éticos e moraes.*

*Aos meus irmãos: Alex e Tarcísio e a minha amada Ellen Patrícia que estiveram em meu lado em momentos preciosos da minha vida.*

*Nem tão longe que eu não possa ver  
Nem tão perto que eu possa tocar  
Nem tão longe que eu não possa crer que um dia chego lá  
Nem tão perto que eu possa acreditar que o dia já chegou.*  
- Humberto Gessinger

*A persistência é o caminho do êxito.*  
- Charles Chaplin

*Agradecimentos:*

*Agradeço, primeiramente, a Deus, pelas graças alcançadas em minha vida, pela proteção diária e pela paz que sinto.*

*Agradeço a toda minha família pelo apoio ao longo da minha trajetória na universidade, principalmente, durante o desenvolvimento deste trabalho.*

*Agradeço também em especial ao meu orientador e professor Walter Barra Junior pelos ensinamentos e orientações que recebi desde o meu ingresso no grupo de controle.*

*Aos meus amigos Anderson Moraes e Paulo Nascimento pela orientação durante todos esses anos que estive no laboratório.*

*Aos amigos e colegas: Florindo, Fernando, Marcus Ciro, Cleonor, Renan, Sichar e Conceição que participaram diretamente das atividades no LACSPOT.*

*Aos professores José A. L. Barreiros, Carlos Tavares C. Jr. e Marcus Vinicius A. N. pela oportunidade de participar nos projetos de pesquisa, onde pude ampliar meu conhecimento.*

## RESUMO

Neste trabalho, são apresentados a metodologia de projeto e resultados de testes experimentais de um estabilizador de sistema de potência (ESP), implementado em um sistema de geração em escala reduzida de 10 kVA, localizado no Laboratório de Controle e Sistema de Potência (LACSPOT) da Universidade Federal do Pará (UFPA).

O projeto do ESP é baseado em uma estratégia de controle robusto com ênfase em incertezas paramétricas estruturadas, as quais são tratadas com ferramentas da teoria de análise intervalar. Estas incertezas são decorrentes de mudanças do ponto de operação do sistema, que provocam variações nos parâmetros de um modelo matemático linearizado referente ao comportamento dinâmico do sistema elétrico de potência no referido ponto de operação.

Para o projeto do ESP robusto intervalar, são realizados uma série de ensaios experimentais com o propósito de estimar os parâmetros de modelos linearizados da planta, representando satisfatoriamente a dinâmica dos modos poucos amortecidos do sistema de geração interligado. O método de identificação é baseado em técnica de identificação paramétrica, baseado em mínimos quadrados. A partir de um conjunto de dados de entrada e saída, para cada ponto de operação, um modelo linear, do tipo auto-regressivo com entrada exógenos (ARX), estimado para fim de uso do projeto do ESP.

Por fim, uma série de testes experimentais é realizada no sistema de geração interligado a rede elétrica local, com o propósito de verificar a efetividade da técnica de controle robusto intervalar proposta para a sintonia do ESP. A partir da análise da função custo do sinal de erro de desvio de potência elétrica na saída do gerador síncrono e a função custo do sinal de controle do ESP comprova-se experimentalmente o bom desempenho obtido pela técnica de controle proposta em comparação com uma técnica de controle clássica.

Palavras chave:

- Estabilizador de Sistema de Potência;
- Controle Robusto Paramétrico;
- Dinâmica e Controle de Sistema Elétrico de Potência;
- Sistema de Potência em Escala Reduzida.

## ABSTRACT

In this paper, are presented the design methodology and the experimental test results of a power system stabilizer (PSS), implemented in a small-scale generation system of 10 kVA, located in the Control and Power System Laboratory (LACSPOT) at the Para Federal University (UFPA).

The PSS design is based on a robust control strategy with emphasis on the structured parametric uncertainties, which are treated with tools of the interval analysis theory. These uncertainties are arising from the system operation point, which cause variations in the parameters of a linearized mathematical model referent on the dynamic behavior of the power electric system in the operation point.

For the interval robust PSS design, are performed experimental tests with the purpose of estimating the linearized plant models parameters, representing the low damped modes dynamic of the interconnected generation system. The identification method is based on parametric identification technique based on least squares. From a set of input and output data, for each operation point, a ARX linear model is estimated with the purposed of the PSS design.

Finally, a set of experimental tests is performed in the interconnected generation system, with the purpose of analyze the effectiveness of the interval robust control technique proposed to the PSS design. From the analysis of the active power deviation signal cost function at the synchronous generator terminal and the PSS control signal cost function, proves experimentally the good performance achieved by robust control technique proposed in comparison with a classic control technique.

Keywords:

- Power System Stabilizer
- Parametric Robust Control
- Power System in Small-Scale
- Electromechanical Oscillations

# SUMÁRIO

LISTA DE ILUSTRAÇÕES.....	XIII
LISTA DE TABELAS.....	XV
1 INTRODUÇÃO .....	1
1.1 Introdução .....	1
1.2 Motivação do Estudo .....	1
1.3 Revisão Bibliográfica .....	2
1.4 Organização do Trabalho.....	4
2 TEORIA DE ANÁLISE INTERVALAR E PROJETO DE CONTROLADOR INTERVALAR ROBUSTO .....	6
2.1 Introdução .....	6
2.2 Definição.....	6
2.3 Operações Aritméticas Intervalares .....	6
2.4 Matrizes Reais Intervalares.....	7
2.5 Sistemas de Equações Lineares Intervalares.....	7
2.6 Equação de Diofantina Intervalar .....	8
2.6.1 Não-singularidade da matriz de Sylvester intervalar .....	10
2.6.2 Robustez coprimo de polinômio intervalar .....	11
2.6.3 Teste de estabilidade em malha fechada .....	11
2.7 Projeto de Controlador Intervalar Robusto .....	12
2.8 Conclusão.....	13
3 ESTABILIDADE ELETROMECAÂNICA .....	14
3.1 Introdução .....	14
3.2 Estabilidade de Sistema Elétrico de Potência .....	14
3.3 Sistema Máquina-Barra Infinita.....	15
3.4 Estabilizador de Sistema de Potência .....	17

3.5	Conclusão.....	19
4	IDENTIFICAÇÃO DE MODELOS PARAMÉTRICOS LINEARES .....	20
4.1	Introdução .....	20
4.2	Métodos de Identificação Paramétrica.....	20
4.2.1	Representações Lineares em Tempo Discreto .....	20
4.2.2	Estimação dos parâmetros do modelo.....	21
4.2.3	Validação de modelos .....	22
4.2.4	Seleção do Sinal de Excitação do Sistema.....	24
4.3	Ensaio Realizado Experimentalmente .....	26
4.3.1	Determinação da frequência de oscilação $f_{osc}$ .....	26
4.3.2	Projeto do sinal SBPA.....	27
4.3.3	Estimação e validação de um modelo ARX.....	29
4.4	Conclusão.....	33
5	PROJETO DE ESTABILIZADOR ROBUSTO INTERVALAR DE SISTEMA DE POTÊNCIA VIA ALOCAÇÃO RADIAL DE POLOS.....	34
5.1	Introdução .....	34
5.2	Projeto de Controlador por Alocação Radial de Polos .....	34
5.3	Projeto do Estabilizador de Sistema de Potência.....	35
5.4	Projeto do Estabilizador de Sistema de Potência Intervalar .....	37
5.5	Conclusão.....	40
6	DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE POTÊNCIA EM ESCALA REDUZIDA UTILIZADO NOS TESTES EXPERIMENTAIS.....	41
6.1	Introdução .....	41
6.2	Descrição do Laboratório.....	41
6.2.1	Grupo Motor-Gerador de 10 kVA .....	42
6.2.2	Transformadores de 15kVA.....	42
6.2.3	Conjunto Sincronoscópio.....	43

6.2.4	Painel de Controle e Acionamento.....	43
6.2.5	Interface Homem Máquina .....	44
6.2.6	Painel da Linha de Transmissão.....	45
6.3	Conclusão.....	46
7	RESULTADOS EXPERIMENTAIS .....	47
7.1	Introdução .....	47
7.2	Testes Experimentais .....	47
7.3	Conclusão.....	52
8	CONCLUSÃO .....	53
8.1	Considerações Finais .....	53
8.2	Proposta para Trabalhos Futuros .....	<b>Erro! Indicador não definido.</b>
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	54
	APENDICE.....	<b>Erro! Indicador não definido.</b>

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 Diagrama de bloco de um sistema de controle digital. ....	9
Figura 3.1 Modelo linearizado de Heffron-Philips para máquina-barra infinita. ....	16
Figura 3.2 Diagrama de bloco da estrutura de um ESP clássico. ....	18
Figura 4.1 Diagrama de bloco do modelo paramétrico ARX. ....	21
Figura 4.2 Comparação entre o sinal estimado do modelo e o sinal medido. ....	23
Figura 4.3 Análise de FAC e FCC dos resíduos do modelo ARX. ....	24
Figura 4.4 Diagrama de bloco do circuito de geração do sinal SBPA. ....	25
Figura 4.5 Diagrama de bloco do ensaio de levantamento da frequência de oscilação de modo local. ....	27
Figura 4.6 Curva do sinal de desvio de potência elétrica na saída do gerador. ....	27
Figura 4.7 Resposta do sinal de desvio de potência elétrica para uma entrada do tipo SBPA. ....	28
Figura 4.8 Resposta em frequência do sinal de desvio de potência elétrica e do sinal SBPA. ....	28
Figura 4.9 Curva do Best Fits para os setes pontos de operação analisados. ....	31
Figura 4.10 Curva da função custo para os setes pontos de operação analisados. ....	31
Figura 4.11 Mapa de polos de malha aberta para os setes pontos de operação analisados. ....	32
Figura 5.1 Deslocamento dos polos de malha aberta via alocação radial de polos. ....	34
Figura 5.2 Mapa de polos de malha aberta (preto) e de malha fechada (vermelho) com o ESP local. ....	37
Figura 5.3 Mapa de polos de malha fechada com a adição dos ESP's. ....	40
Figura 6.1 Laboratório de Controle e Sistema de Potência (LACSPOT). ....	41
Figura 6.2 Grupo gerador de 10 kVA. ....	42
Figura 6.3: Transformadores trifásicos de 15kVA (a) elevador e (b) isolador. ....	43
Figura 6.4: Conjunto Sincronoscópio. ....	43
Figura 6.5: (a) <i>Layout</i> e (b) fotografia do painel de controle. ....	44
Figura 6.6: IHM do RAT e do ESP. ....	45
Figura 6.7: (a) Diagrama Unifilar e (b) Painel da Linha de Transmissão. ....	46
Figura 7.1 Diagrama de bloco dos testes experimentais realizado no sistema de geração. ....	47

Figura 7.2 Curva de resposta ao pulso para o ponto de operação $(P, Q)=(0,1, 0,0) pu$ . .....	48
Figura 7.3 Curva de resposta ao pulso para o ponto de operação $(P, Q)=(0,2, 0,0) pu$ . .....	48
Figura 7.4 Curva de resposta ao pulso para o ponto de operação $(P, Q)=(0,4, 0,0) pu$ . .....	49
Figura 7.5 Curva de resposta ao pulso para o ponto de $(P, Q)=(0,6, 0,0) pu$ . .....	49
Figura 7.6 Curva de resposta ao pulso para o ponto de $(P, Q)=(0,7, 0,0) pu$ .....	50
Figura 7.7 Curva da função custo para sinal de desvio de potência elétrica. ....	51
Figura 7.8 Curva da função custo para sinal de controle dos ESP's. ....	51

## LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 Relação de parâmetros para gerar sinal do tipo SBPA. ....	25
Tabela 4.2 Valores do <i>Best Fits</i> e da função custo para cada ordem de modelo selecionada.....	29
Tabela 4.3 Valores dos coeficientes do modelo ARX de 6ª ordem. ....	30
Tabela 4.4 Valores dos coeficientes da planta de forma intervalar. ....	33
Tabela 5.1 Valores dos parâmetros do ESP local para o ponto de operação de 0,4pu de potência ativa. ....	36
Tabela 5.2 Valores dos Parâmetros do ESP intervalar .....	38
Tabela 5.3 Valores dos parâmetros do ESP intervalar central.....	38
Tabela 5.4 Valores dos parâmetros do ESP intervalar otimizado.....	39
Tabela 6.1: Dados de placa do gerador e do motor. ....	42
Tabela 6.2: Dados de placa dos transformadores de 15kVA.....	43

# **1 INTRODUÇÃO**

## **1.1 Introdução**

Uma das principais áreas de estudo em sistema de potência é a estabilidade do sistema elétrico de potência. Inicialmente, o problema de estabilidade estava diretamente relacionado à falta de sincronismo entre as unidades geradoras. Tal problema foi solucionado com o controle da excitação das máquinas síncronas do sistema. Em seguida, com o avanço da tecnologia ligada aos reguladores de tensão, que possibilitou o aumento do coeficiente de sincronismo, observou-se que os reguladores de tensão provocavam um amortecimento negativo ao sistema, causando oscilações de baixas frequências nas variáveis de estado do sistema. Desde então, as oscilações de baixas frequências do sistema são um dos principais problemas de estudo de estabilidade em sistema elétrico de potência (Rogers, 2000).

Visto isto, este trabalho tem como objetivo o projeto e a implementação de uma estratégia de controle robusto digital aplicado em estabilizadores de sistema de potência visando amortecer as oscilações eletromecânicas em um gerador síncrono de 10 kVA, localizado Laboratório de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará. A estratégia proposta visa obter um ESP robusto capaz de manter desempenho satisfatório para uma ampla faixa de condições de operação da planta.

## **1.2 Motivação do Estudo**

Os sistemas elétricos de potência atuais estão sujeitos a diversas perturbações que podem oferecer riscos à disponibilidade dos equipamentos e confiabilidade da operação do sistema. Dentre tais perturbações, existem as perturbações de pequenos sinais, que apesar de serem de pequena intensidade, podem levar o sistema à instabilidade devido às variações das condições operacionais do sistema elétrico interligado, tudo isto dependendo do ponto de operação em que o mesmo se encontra.

As variações das condições operacionais do sistema provocam mudanças na dinâmica do sistema a ponto de degradar o desempenho dos controladores, os quais são projetados para um ponto de operação fixo da planta.

Portanto, a perda de sintonia de controladores aplicados em sistema elétricos de potência, quando sujeitos a variações paramétricas no sistema, tem sido a maior motivação para o estudo e desenvolvimento deste trabalho. Assim, as principais contribuições deste trabalho são o estudo e a implementação de técnica de controle robusto aplicada em sistema cuja incerteza do modelo é representada a partir de parâmetros intervalares. Particularmente,

tal técnica será utilizada na sintonia de controladores amortecedores, especificamente o estabilizador de sistema de potência, utilizado para amortecer as oscilações eletromecânicas de baixa frequência dominantes no sistema. A principal razão para a seleção desta técnica de controle robusto é a facilidade que a mesma apresenta na implementação em sistemas digitais quando comparado com técnicas de controle robusto avançado como: adaptativas.

### 1.3 Revisão Bibliográfica

A interligação de geradores síncronos ao sistema elétrico de potência está sujeita a vários fenômenos naturais e operacionais que podem alterar o comportamento dinâmico do sistema. Dentre estes fenômenos naturais, existem as oscilações eletromecânicas que ocorrem em sistemas elétricos interligados e podem se apresentar pouco amortecidas, levando o sistema a operar com baixas margens de estabilidade. Estas oscilações são nocivas ao sistema e, embora não possam ser evitadas, as mesmas podem ser amortecidas a partir de controladores amortecedores. Neste sentido, vários trabalhos de pesquisa têm sido realizados com o propósito de buscar formas mais efetivas de projeto e estruturas de controladores para amortecer tais oscilações. Particularmente, no grupo de pesquisa do LACSPOT vários trabalhos científicos relacionados a este tema já foram publicados.

Em Barra (2001), é proposta uma estratégia *fuzzy* aplicada à melhoria da estabilidade eletromecânica, utilizando o conceito de rede de controladores locais para compensar perdas de sintonia devido à ocorrência de variações nas condições de operação do sistema.

Em Risuenho (2005), são apresentados o projeto e a implementação de um protótipo de ESP digital que atua em uma unidade geradora da Usina Hidrelétrica de Tucuruí. O protótipo do ESP é constituído de um controlador industrial embarcado (modelo I-8411).

Em Nogueira (2008), são apresentados o projeto e a implementação de um ESP digital que atua a partir da malha do regulador de velocidade de uma Usina Termelétrica de Santana, Amapá. Neste, são apresentados resultados experimentais alcançados em campo que comprovam a melhoria de desempenho do sistema quando implementado o ESP proposto em relação ao ESP analógico da Usina.

Em Gomes (2010), são apresentados o projeto e a implementação de um ESP digital que atua a partir do sinal de desvio de potência elétrica medidos em uma unidade hidrogeradora de 350 MVA da casa de força 01, da UHE de Tucuruí.

Em Moraes (2011), são apresentados o projeto e a implementação de um ESP digital que atua em um sistema de geração de escala reduzida de 10 kVA presente no LACSPOT.

Este sistema de geração é composto de um gerador síncrono acoplado a um motor de corrente contínua. Tal sistema contém um volante de inércia que possibilita que o modelo dinâmico do grupo gerador, em valores por unidade, seja equivalente a um sistema de grande porte.

Em Nogueira (2012), são apresentados, para este mesmo sistema de geração, o projeto e a implementação de um ESP digital robusto a partir de estratégia de controle LPV (do inglês, *linear parameter varying*). Neste, é apresentada de forma detalhada a rotina para análise e síntese de controladores amortecedores, bem como para identificação de modelos LPV da planta.

Neste mesmo sistema de geração e grupo de pesquisa, diversos trabalhos tem sido objeto alvo de publicação em várias áreas de sistema de potência como: desenvolvimento de sistema de controle e automação Moraes & Silva (2008), reguladores de velocidade Nascimento Filho (2011) e Carvalho Jr.(2013) e regulação de tensão em Moraes (2011).

O estudo de técnica de controle robusto paramétrica para sistema intervalares a partir da solução de uma equação Diofantina, que incorpora ao projeto de controle problemas de otimização com o propósito de diminuir a fragilidade dos controladores intervalares é detalhadamente apresentado em Lordelo (2002) e Prado (2006).

Em Robak (2009), é apresentado uma técnica de controle robusto paramétrico destinado à aplicação de controlador amortecedor. Neste, o controlador robusto é otimizado através de três índices de desempenho para a seleção dos parâmetros ótimos do controlador.

#### **1.4 Artigos Publicados em Anais de Congresso durante o Mestrado**

Em Costa, et al., (2012), são apresentados o projeto e a implementação de um regulador de velocidade digital do tipo PID, sintonizado a partir da técnica de resposta em frequência e do método de Ziegler-Nichols. O regulador de velocidade foi implementado em um sistema de geração de 10 kVA que permitir a emulação da dinâmica de uma turbina hidráulica. Os testes experimentais realizados mostraram o bom desempenho das técnicas investigadas.

Em Costa, Nascimento Filho, Moraes, Barra Jr., & Nunes (2012), são apresentados duas metodologias de sintonia de parâmetros de controlador digital do tipo PI, aplicado ao laço de controle de estrutura do sistema *Phase-Locked Loop* utilizados para sincronizar conversores a rede elétrica.

Em Nascimento Filho, Abreu, Costa, & Barra Jr. (2012), são apresentados duas metodologias de projeto de controladores utilizando técnicas de alocação polinomial de polos

e por controle por alocação de polos utilizando realimentação de estados, aplicados sobre um filtro de segunda ordem de Sallen e Key.

Em Faria, et al. (2012), é apresentado a modernização de um subsistema de instrumentação utilizado no acionamento e controle de um módulo didático de geração em escala reduzida de 10 kVA. O propósito é melhorar a confiabilidade, a disponibilidade e a segurança do sistema de potência.

Em Costa Jr., et al. (2013), são apresentados o projeto, a implementação e os testes experimentais de um sensor microcontrolado capaz de estimar o ângulo de carga de um gerador síncrono de 10 kVA. O sistema desenvolvido se baseia na medição da fase da tensão terminal de gerador síncrono e da posição angular do rotor da máquina síncrona. Os resultados experimentais realizados no sistema interligado à rede elétrica local foram satisfatórios.

Em Moraes, et al., (2013a), são apresentados o projeto e a implementação de uma estratégia de controle digital para um regulador automático de tensão. O projeto do regulador de tensão é baseado na técnica de alocação polinomial de polos.

Em Moraes, et al., (2013b), são apresentados o projeto e a implementação de um estabilizador de sistema de potência sintonizado a partir da técnica de alocação radial de polos. O estabilizador foi projetado para um ponto de operação específico para o sistema de potência, e os resultados experimentais mostram ser eficientes quanto ao amortecimento das oscilações eletromecânicas do sistema.

Em Costa, Costa Jr., Barra Jr., Barreiros, & Gomes, (2013), são apresentados o projeto e a implementação de um estabilizador de sistema de potência robusto, sintonizado a partir da teoria de controle robusto paramétrico com base na teoria de análise intervalar. O estabilizador foi testado em um sistema de potência real de 10 kVA e os testes experimentais realizados mostram ser satisfatórios quanto ao amortecimento das oscilações eletromecânicas dominantes no sistema de potência.

## **1.5 Organização do Trabalho**

Este trabalho é dividido em oito capítulos. No primeiro capítulo, é apresentada a introdução, onde são abordadas a motivação deste trabalho e a revisão bibliográfica dos trabalhos mais recentes publicados nestes últimos anos.

No capítulo 2, são apresentadas algumas noções básicas da teoria de análise intervalar, detalhando os conceitos fundamentais referentes às definições de conjunto intervalar e as

operações aritméticas intervalares. Em seguida, é apresentado um método de projeto de controladores digitais intervalares, via alocação de polos, a partir da solução de uma equação Diofantina. Por fim, é apresentado um método de otimização utilizado para projetar controladores intervalares robustos.

No capítulo 3, são apresentados os conceitos básicos de estabilidade eletromecânica de sistema de elétrico de potência, com ênfase na estabilidade de pequenos sinais. Em seguida, é analisado o comportamento dinâmico dos modos de oscilações eletromecânicas para um modelo máquina-barra infinita. Por fim, é realizado um breve estudo dos estabilizadores de sistema de potência utilizados para amortecer as oscilações eletromecânicas em sistemas interligados a rede elétrica local.

No capítulo 4, são apresentados métodos de identificação de sistema, utilizados para estimar modelos paramétricos de sistemas não lineares a partir do método de mínimos quadrados recursivos. O processo de obtenção dos modelos paramétricos do sistema de geração conectado à rede elétrica é detalhadamente analisado com o objetivo de obter os coeficientes da planta necessários para o projeto dos controladores.

No capítulo 5, é apresentado o projeto do estabilizador de sistema de potência digital sintonizado a partir da alocação radial de polos. A análise de desempenho e robustez dos estabilizadores é realizada de forma detalhada a partir da análise da posição dos polos de malha fechada.

No capítulo 6, é apresentado o sistema de geração em escala reduzida de 10 kVA, localizado no Laboratório de Controle de Sistema de Potência (LACSPOT) da Universidade Federal do Pará.

No capítulo 7, são apresentados os resultados experimentais realizados no sistema de geração. A análise de desempenho dos estabilizadores é realizada a partir dos valores da função custo dos sinais de desvio de potência elétrica e da ação de controle do estabilizador.

No capítulo 8, são apresentadas as conclusões finais do trabalho e propostas para trabalhos futuros.

## 2 TEORIA DE ANÁLISE INTERVALAR E PROJETO DE CONTROLADOR INTERVALAR ROBUSTO

### 2.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentadas algumas noções básicas para o entendimento dos métodos utilizados na teoria de análise intervalar clássica, os quais serão fundamentos básicos para o estudo de sistemas com incerteza estruturada na qual se baseia este trabalho. Em seguida, é apresentada uma metodologia de projeto de controladores, por alocação robusta de polos, na presença de incertezas do tipo intervalar através da solução da equação de Diofantina intervalar. Por fim, é apresentada uma metodologia de projeto de controladores intervalares robusto com tratamento da fragilidade do controlador intervalar. As definições apresentadas neste capítulo seguem as referências (Lordelo A. D., 2004) e (Prado, 2006).

### 2.2 Definição

O conjunto dos números reais intervalares, definido no espaço  $\mathfrak{R}$ , é denominado de intervalo real fechado como

$$[a] = [a^-, a^+] := \{x \text{ tal que } a^- \leq x \leq a^+, \forall a^- \text{ e } a^+ \in \mathfrak{R}\}, \quad (2.1)$$

sendo que  $a^-$  e  $a^+$  são os limites inferiores e superiores do intervalo fechado, respectivamente.

A partir da definição de análise intervalar, pode se determinar a largura  $a_\omega$ , o ponto central  $a_c$ , o raio  $\delta$  e o valor absoluto do intervalo fechado  $[a]$  por

$$a_\omega = a^+ - a^-, \quad (2.2)$$

$$a_c = \frac{a^+ + a^-}{2}, \quad (2.3)$$

$$\delta = \frac{a^+ - a^-}{2}, \quad (2.4)$$

$$|[a]| = \max(|a^-|, |a^+|). \quad (2.5)$$

### 2.3 Operações Aritméticas Intervalares

As operações aritméticas no espaço intervalar são uma extensão da aritmética clássica utilizada no espaço real. Assim, para dois intervalos não-vazios  $[a]$  e  $[b]$ , as operações

matemáticas são realizadas com base nos termos inferiores e superiores do intervalo, conforme

$$[a]+[b]=[a^-+b^-,a^++b^+], \quad (2.6)$$

$$[a]-[b]=[a^- - b^+, a^+ - b^-], \quad (2.7)$$

$$[a].[b]=[min(a^-b^-,a^-b^+,a^+b^-,a^+b^+),max(a^-b^-,a^-b^+,a^+b^-,a^+b^+)], \quad (2.7)$$

$$[a]/[b]=[a].(1/[b]). \quad (2.8)$$

As propriedades associativas e comutativas também são aplicadas as operações intervalares

$$[a]+([b]+[c])=([a]+[b])+[c], \quad (2.9)$$

$$[a].([b].[c])=([a].[b]).[c], \quad (2.10)$$

$$[a]+[b]=[b]+[a], \quad (2.11)$$

$$[a].[b]=[b].[a]. \quad (2.12)$$

## 2.4 Matrizes Reais Intervalares

Uma matriz real intervalar é formada por elementos definidos em um intervalo real. Assim, uma matriz intervalar  $[A]$  de dimensão  $n \times m$  apresenta as seguintes propriedades:

**Propriedade 1** Duas matrizes  $[A]=[A^-,A^+]$  e  $[C]=[C^-,C^+]$ , ambas de dimensão  $n \times m$ , são iguais, se e somente se,  $A^+ = C^+$  e  $A^- = C^-$ .

**Propriedade 2** A largura  $A_\omega$ , o ponto central  $A_c$ , o raio  $\Delta$  e o valor absoluto da matriz intervalar não-vazia  $[A]$  são definidos por

$$A_\omega = A^+ - A^-, \quad (2.13)$$

$$A_c = \frac{A^+ + A^-}{2}, \quad (2.14)$$

$$\Delta = \frac{A^+ - A^-}{2}, \quad (2.15)$$

$$|[A]| = \max(|A^-|, |A^+|). \quad (2.16)$$

## 2.5 Sistemas de Equações Lineares Intervalares

As equações lineares intervalares são definidas na forma  $[A]x=[b]$ , cujo conjunto solução é dado por

$$S = \{x \in \mathfrak{R}^n \mid Ax = b, \text{ para algum } A \in [A] \text{ e alg } umb \in [b]\}, \quad (2.17)$$

sendo  $S$  um conjunto poliedral não-convexo.

Para evitar o uso de valores absolutos, pode-se utilizar a Definição 2.1 para o conjunto solução (Lordelo & Ferreira, 2002a):

**Definição 2.1** Considere

$$Z = \{x \in \mathfrak{R}^n \mid x_i = +1 \text{ ou } x_i = -1, i=1, 2, \dots, n\}, \quad (2.18)$$

composto de  $2^n$  vetores, de maneira que para cada  $z \in Z$

$$T_z = \begin{bmatrix} z_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & z_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & z_n \end{bmatrix} = \text{diag}(z_1, z_2, \dots, z_n), \quad (2.19)$$

e para todo  $x \in \mathfrak{R}^n$ ,

$$\text{sign}(x_i) = \begin{cases} +1 & \text{se } x_i \geq 0, \\ -1 & \text{se } x_i < 0. \end{cases} \quad (2.20)$$

Logo,  $\text{sign}(x) \in Z$  qualquer que seja  $z = \text{sign}(x)$ , então  $T_x x = |x|$ .

Uma segunda representação para a solução  $S$  em termos dos centros de  $[A]$  e  $[b]$  foi introduzida em (Oettli & Prager, 1964), conforme o Teorema 1.

**Teorema 1 (Desigualdade de Oettli-Prager)** A partir de (2.17), na qual  $[A] = [A_c - \Delta, A_c + \Delta]$  e  $[b] = [b_c - \delta, b_c + \delta]$ . Então,

$$S = \{x \mid |A_c x - b_c| - \Delta |x| \leq \delta\}, \quad (2.21)$$

sendo  $S$  é um conjunto poliedral não-convexo, busca-se definir a casca de  $S$  como sendo o vetor intervalar com o menor raio contendo  $S$  (Neumaier, 1990)

$$S_{\text{casca}} = \{x \mid S^{-1} \leq x \leq S^{+1}\}, \quad (2.22)$$

na qual  $S^{-1}$  e  $S^{+1}$  são os valores mínimos e máximos do vetor  $S$ , respectivamente.

## 2.6 Equação de Diofantina Intervalar

Na Figura 2.1, é apresentado o diagrama de bloco de um sistema de controle digital com a estrutura canônica RST. Esta estrutura permite o projeto de controladores digitais com

a técnica de alocação polinomial de polos com a vantagem de ter dois graus de liberdade, podendo desacoplar o rastreamento da regulação do sinal de referência (Landau & Zito, 2006).

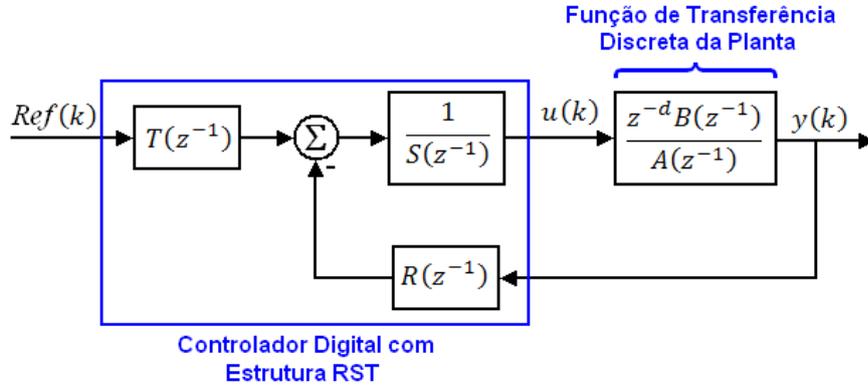


Figura 2.1 Diagrama de bloco de um sistema de controle digital.

O modelo de uma planta discretizada deve obedecer à seguinte função de transferência

$$H(z^{-1}) = \frac{z^{-d} B(z^{-1})}{A(z^{-1})}, \quad (2.23)$$

onde  $d$  representa o atraso de tempo medido em múltiplos inteiros do período de amostragem e os polinômios da planta devem ser expressos nas seguintes formas canônicas

$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{n_B} z^{-n_B}, \quad (2.24)$$

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{n_A} z^{-n_A}. \quad (2.25)$$

Os polinômios do controlador devem ser expressos nas seguintes formas canônicas

$$R(z^{-1}) = r_0 + r_1 z^{-1} + r_2 z^{-2} + \dots + r_{n_r} z^{-n_r}, \quad (2.26)$$

$$S(z^{-1}) = 1 + s_1 z^{-1} + s_2 z^{-2} + \dots + s_{n_s} z^{-n_s}, \quad (2.27)$$

$$T(z^{-1}) = R(z^{-1}). \quad (2.28)$$

A solução deste sistema de controle linear e invariante no tempo é baseada na solução da equação de Diofantina

$$Mx = P, \quad (2.29)$$

sendo  $M$  a matriz de Sylvester associada aos coeficientes dos polinômios da planta  $H(z^{-1})$ ,  $P$  o vetor associado aos coeficientes do polinômio desejado em malha fechada e  $x$  o vetor associado aos coeficientes do controlador. Portanto, os vetores  $P$  e  $x$ , que devem possuir  $n_A + n_B + d$  elementos, podem ser representados na forma

$$P=[1 p_1 p_2 p_3 \cdots p_{n_P} 0 \cdots 0], \quad (2.30)$$

$$x=[1 s_1 s_2 \cdots x_{n_S} r_0 r_1 \cdots r_{n_R}], \quad (2.31)$$

e a matriz  $M$  de ordem  $n_A + n_B + d$ , tem a forma

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ a_1 & 1 & & \vdots & \vdots & & & & \vdots \\ a_2 & a_1 & & 0 & 0 & & & & \vdots \\ a_3 & a_2 & & 1 & \widehat{b}_1 & & & & 0 \\ \vdots & a_3 & & a_1 & \vdots & & & & \widehat{b}_1 \\ a_{n_A} & \vdots & & a_2 & \widehat{b}_{n_B} & & & & \widehat{b}_2 \\ 0 & & & a_3 & 0 & & & & \widehat{b}_3 \\ \vdots & & & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & a_{n_A} & 0 & 0 & \cdots & 0 & \widehat{b}_{n_B} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

De forma análoga, para um sistema com incerteza intervalar, onde os coeficientes dos polinômios da planta e do polinômio desejado de malha fechada descrevem quantidades incertas com respeito à dinâmica do sistema a ser controlado, a Equação (2.29) pode ser claramente reescrita como uma equação linear intervalar

$$[M]x=[P], \quad (2.33)$$

sendo  $x$  o conjunto de solução de (2.33), que descreve todos os controladores para o qual existe uma planta  $M \in [M]$  e um polinômio desejado  $P \in [P]$  de maneira que (2.33) seja verdadeira.

### 2.6.1 Não-singularidade da matriz de Sylvester intervalar

Ao contrário do caso não intervalar, a resultante da matriz de Sylvester intervalar pode conter no conjunto  $[M^-, M^+]$  outras matrizes que não são do tipo Sylvester (Lordelo & Ferreira, 2002b). Neste caso, podem existir matrizes singulares que não forneçam uma solução trivial para (2.33).

Por definição, uma matriz intervalar é robustamente não-singular se todas as matrizes  $M \in [M]$  são não-singulares. Para analisar a não-singularidade de uma matriz intervalar é necessário calcular o raio de não singularidade robusta de  $[M]$  definida por

$$\varepsilon^* = \{\varepsilon \geq 0 \mid M_c - \varepsilon \Delta \leq M^* \leq M_c + \varepsilon \Delta\}, \quad (2.34)$$

onde  $M_c$  e  $\Delta$  são, respectivamente, a matriz central e o raio da matriz de Sylvester intervalar.

A determinação do raio de não-singularidade pode ser realizado em relação ao raio espectral da matriz de Sylvester intervalar, definida por (Lordelo & Ferreira, 2002c)

$$\rho(N) = \{ \max |\lambda|; \det(\lambda I - N) = 0 \}. \quad (2.35)$$

A condição suficiente para calcular  $\varepsilon$  é determinada a partir de

$$\rho(\underbrace{M_c^{-1}}_N | (\Delta)) < 1, \quad (2.36)$$

que fornece uma boa estimativa do raio de não singularidade da matriz de Sylvester intervalar. Portanto, particularmente, se  $\varepsilon=1$ , a matriz de Sylvester intervalar é robustamente não singular.

### 2.6.2 Robustez coprimo de polinômio intervalar

Em sistemas não-intervalar, uma condição necessária e suficiente para a matriz de Sylvester ser robustamente não singular é que os polinômios do numerador e denominador da planta sejam coprimos, ou seja não apresentam raízes em comum. Entretanto, para o caso intervalar, o fator dos polinômios serem coprimos não implica que a matriz de Sylvester seja robustamente não-singular. Isto é devido ao fato da matriz intervalar  $[M]$  conter outras matrizes que nem sempre é do tipo Sylvester. Vale ressaltar que dois polinômios são robustamente coprimos se a matriz de Sylvester intervalar, associada a estes polinômios, é robustamente não-singular.

### 2.6.3 Teste de estabilidade em malha fechada

A análise da estabilidade de sistemas intervalares pode ser realizada a partir do Teorema de Kharitonov (Bhattacharyya et al, 1995).

**Teorema 2.1 (Teorema de Kharitonov)** Um polinômio intervalar  $[P]$  contém apenas polinômios estáveis, se e somente se, os quatros seguintes polinômios são estáveis

$$p_1 = a_0^- + a_1^- s + a_2^+ s^2 + a_3^+ s^3 + a_4^- s^4 + a_5^- s^5 + \dots \quad (2.37)$$

$$p_2 = a_0^+ + a_1^+ s + a_2^- s^2 + a_3^- s^3 + a_4^+ s^4 + a_5^+ s^5 + \dots \quad (2.38)$$

$$p_3 = a_0^- + a_1^+ s + a_2^+ s^2 + a_3^- s^3 + a_4^- s^4 + a_5^+ s^5 + \dots \quad (2.39)$$

$$p_4 = a_0^+ + a_1^- s + a_2^- s^2 + a_3^+ s^3 + a_4^+ s^4 + a_5^- s^5 + \dots \quad (2.40)$$

A vantagem do teorema de Kharitonov é que, embora existam infinitos polinômios no conjunto  $[P]$ , para análise da estabilidade do sistema em malha fechada é necessário apenas testar a estabilidade de quatro polinômios.

## 2.7 Projeto de Controlador Intervalar Robusto

O conjunto solução de (2.33) apresenta todos os controladores para a qual existe uma planta  $M \in [M]$  e um polinômio característico desejado  $P \in [P]$  que atendam as especificações de desempenho desejado para o sistema em malha fechada. Entretanto, a grande variação nos parâmetros do controlador  $x$  provoca fragilidade no mesmo, a ponto que pequenas variações nos parâmetros do controlador ou da dinâmica da planta podem deteriorar o desempenho do sistema em malha fechada.

Uma das formas de diminuir a fragilidade do controlador intervalar é selecionando o controlador central do conjunto de  $[x]$ , definido como (Lordelo & Ferreira, 2002d)

$$x_c = \frac{1}{2}(x^- + x^+), \quad (2.41)$$

cujo coeficientes admitem maior variação nos parâmetros do sistema, sem que o desempenho de malha fechada seja comprometido.

Um segundo método de projeto, visando evitar a fragilidade do controlador intervalar, é baseado na solução de um problema de centralização, de maneira a obter o máximo desvio nos coeficientes do controlador sem perde desempenho em malha fechada (Lordelo, Juzzo, & Ferreira, 2004a). Assim, o objetivo de controle é determinar um controlador central  $x_c^*$  e máximo raio de variação  $\theta$ , tal que

$$x_c^* + \theta C \in S, \quad (2.42)$$

sendo  $C$  um determinado conjunto convexo que descreve como os coeficientes do controlador podem variar. Vale ressaltar que o conjunto  $C$  é um subconjunto convexo do conjunto solução  $S$  não-convexo.

O problema de projeto do controlador assume a seguinte forma (Lordelo, Juzzo, & Ferreira, 2004b)

$$\begin{aligned}
& \max \theta \\
& \left. \begin{aligned}
& M_c(I_q + \theta T)x - \Delta y \geq P^-, \\
& M_c(I_q - \theta T)x - \Delta y \geq P^-, \\
& M_c(I_q + \theta T)x + \Delta y \leq P^+, \\
& M_c(I_q - \theta T)x + \Delta y \leq P^+, \\
& -y \leq (I_q + \theta T)x \leq y, \\
& -y \leq (I_q - \theta T)x \leq y, \\
& \theta \geq 0.
\end{aligned} \right\} s.a. \tag{2.43}
\end{aligned}$$

na qual  $T = \text{diag}(t_1, t_2, \dots, t_q)$ , com  $t_i = 1$ , se a variação no  $i$ -ésimo componentes de  $x$  é considerada, e  $t_i = 0$ , caso contrário. A matriz  $I_q$  é a matriz identidade.

Para resolver o problema (2.43), é utilizado o software YALMIP (Löfberg, 2001), baseado no MatLab/SeDuMi (Sturm, 1999), o qual constrói e soluciona relaxações convexas de problema de otimização não convexos, descritas como desigualdade lineares matriciais convexas.

## 2.8 Conclusão

Neste capítulo, são apresentadas noções básicas da teoria de análise intervalar e projeto de controladores intervalares. Nestes, o projeto de controladores é baseado na solução da equação de Diofantina, que se tornou muito útil no projeto dos controladores, pois possibilita o projeto de controladores de elevada ordem e permiti os projetos controladores tanto na análise intervalar quanto no modo clássico. O problema da fragilidade dos controladores intervalares é tratado de duas formas: a primeira com relação ao controlador central e a segunda a partir de um algoritmo de otimização.

## **3 ESTABILIDADE ELETROMECHANICA**

### **3.1 Introdução**

Neste capítulo, são apresentados conceitos básicos referentes à estabilidade transitória e estabilidade permanente de sistema elétrico de potência. O modelo máquina barra infinita, apresentado por Heffron-Phillips, é utilizado para estudo do comportamento dinâmico do gerador conectado a um barramento infinito. Os conceitos fundamentais e principais motivos de ocorrência das oscilações eletromecânicas presentes em sistemas de potência são apresentados. Por fim, é apresentado um breve estudo sobre estabilizadores de sistema de potência, considerado como solução para amortecer tais oscilações.

### **3.2 Estabilidade de Sistema Elétrico de Potência**

A estabilidade de sistema de potência pode ser definida como a capacidade do sistema de potência em estabelecer forças restauradoras para manter se em um estado de equilíbrio. Assim, a estabilidade do sistema de potência deve ser garantida tanto em condições normais de operação quanto após ser submetido a distúrbios (Saadat, 2002).

No estudo de estabilidade de sistema de potência, duas análises podem ser abordadas: a primeira é a análise da estabilidade transitória e a segunda é a análise da estabilidade em regime permanente ou estabilidade a pequenos sinais.

A estabilidade transitória está relacionada à ocorrência de grandes perturbações no sistema, como curto-circuito e perda de linha. Desta forma, as não linearidades no sistema devem ser levadas em consideração. Ainda, neste caso, o sistema é considerado estável caso seja capaz de alcançar outro ponto de operação aceitável no sistema.

Na análise da estabilidade em regime permanente, os distúrbios no sistema são considerados de pequena magnitude. Assim, os modelos linearizados do sistema podem ser utilizados para análise das oscilações causadas por estas perturbações. Neste tipo de análise, os principais distúrbios são os desequilíbrios instantâneos entre a geração e a carga.

Outro ponto de importância é a causa de instabilidade que ocorrem em grandes sistemas interligados (Kundur,1994):

- A partir da aceleração do rotor, com crescimento progressivo do deslocamento angular, sendo a principal causa a deficiência de torque sincronizante;
- A partir de oscilações crescentes do rotor, causadas pela deficiência de torque de amortecimento.

### 3.3 Sistema Máquina-Barra Infinita

O modelo máquina-barras infinita ou modelo Heffron-Phillips é um modelo utilizado para estudo do comportamento dinâmico do gerador conectado a um barramento infinito a através de uma linha de transmissão. Este modelo é valido para estudo de estabilidade de pequenos sinais, pois, neste caso, os modelos linearizados continuam sendo válidos.

O modelo Heffron-Phillips é obtido a partir da linearização das equações que representam o modelo de decaimento de fluxo do gerador síncrono (Sauer & Pai, 1998), resultando em:

$$\Delta T_e = K_1 \Delta \delta + K_2 \Delta E'_q, \quad (3.1)$$

$$K_3 T'_{d0} \frac{\partial \Delta E'_q}{\partial t} + \Delta E'_q = K_3 (\Delta E_{fd} - K_4 \Delta \delta), \quad (3.2)$$

$$V_t = K_5 \Delta \delta + K_6 \Delta E'_q, \quad (3.3)$$

$$2H \frac{\partial \Delta \omega_g}{\partial t} + D \Delta \omega_g = \Delta T_m - \Delta T_e, \quad (3.4)$$

$$\Delta \delta = 2\pi f^0 \int_0^t \Delta \omega(t) dt \quad (3.5)$$

Na Figura 3.1, é ilustrado o modelo Heffron-Phillips que representa, no domínio da frequência, o gerador conectado a um barramento infinito, com a inclusão do regulador automático de tensão (RAT). Os ganhos do RAT são  $K_a$  e  $T_a$ , sendo  $K_a$  um ganho elevado e  $T_a$  uma constante de tempo pequena, o que representa de um sistema de excitação rápido.

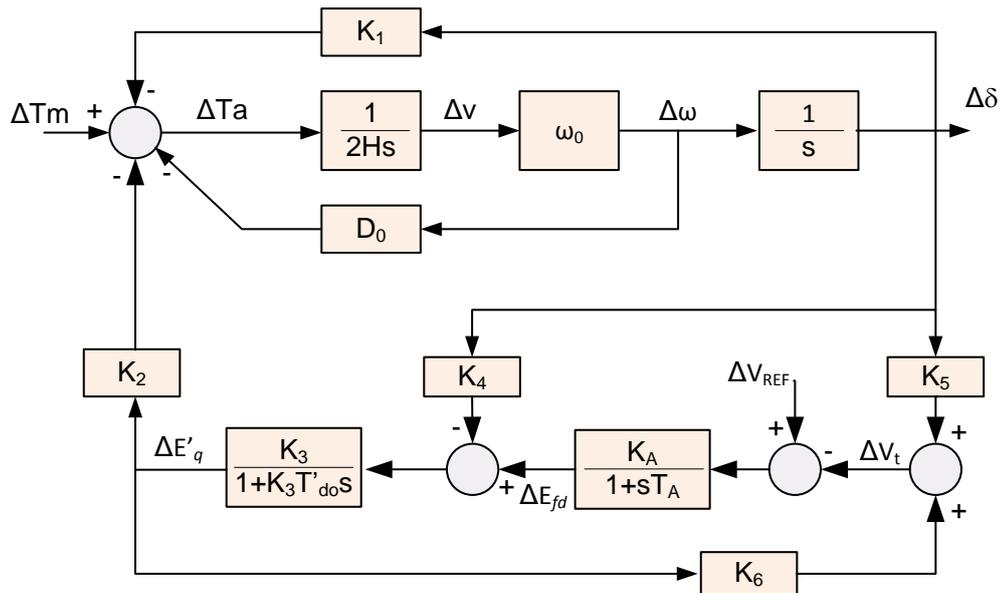


Figura 3.1 Modelo linearizado de Heffron-Philips para máquina-barra infinita.

As constantes de linearização  $K_1$  até  $K_6$  são funções do ponto de operação e dos valores dos parâmetros eletromecânicos do sistema. Uma dedução detalhada para o cálculo das constantes podem ser encontradas em (Sauer & Pai, 1998).

Com a inclusão do RAT no sistema, a componente negativa de torque sincronizante através da constante  $K_4$  é desprezada, devido à ação do alto ganho e baixa constante de tempo do sistema de excitação. Entretanto, a componente de torque de amortecimento devida à reação de armadura é significativamente reduzida. Portanto, o efeito da adição do RAT no sistema de excitação de gerador é aumentar a constante de torque sincronizante e diminuir a constante de torque de amortecimento.

A diminuição da constante de torque de amortecimento, devido à adição do RAT, provocam oscilações de baixa frequência nas variáveis de estado do sistema. Estas oscilações, denominadas de oscilações eletromecânicas, são fenômenos naturais que ocorrem devido aos distúrbios presentes nos sistema de potência. Tais oscilações são nocivas ao sistema, pois reduzem a capacidade de transferência de potência, diminuem a vida útil das máquinas e reduzem as margens de estabilidade do sistema de potência. Os modos eletromecânicos de oscilação podem ser classificados como (Kundur,1994):

- **Modos locais ou modos máquina-sistema:** estão relacionados com as oscilações eletromecânicas dos rotores de unidades geradoras de uma mesma usina com relação ao resto do sistema elétrico de grande porte, com a faixa de frequência típica entre 0,7 e 2,0 Hz;

- **Modos Inter-área:** estão associados com as oscilações de um grupo de máquinas contra outro grupo de máquinas acopladas, que são interligados por linhas com reatância indutiva elevada. A faixa de frequência típica é entre 0,1 e 0,8 Hz;
- **Modos intra-planta:** representam os modos de oscilação eletromecânicos entre geradores localizados em uma mesma usina. A faixa de frequência típica está entre 1,5 e 2,5 Hz;
- **Modos de controle:** estão associados com a interação entre os sistemas de controle de unidades geradoras e outros controles, incluindo reguladores de tensão mal sintonizados, conversores HVDC e compensadores estáticos;
- **Modos torcionais:** são associados com os componentes rotacionais do eixo turbina-gerador.

Visto isso, uma maneira efetiva de amortecer estas oscilações é adicionando um controlador suplementar que atue sobre a malha de controle de tensão do gerador, visando aumentar a constante de torque de amortecimento do sistema. Este controlador suplementar, denominado de estabilizador de sistema de potência (ESP), foi proposto, no final da década de 60, como uma solução para os problemas de estabilidade dinâmica em sistema de potência (DeMello & Concordia, 1968).

### 3.4 Estabilizador de Sistema de Potência

O estabilizador de sistema de potência (do inglês, *Power System Stabilizer*) é um controlador amortecedor que atua na malha do sistema de excitação. O ESP atua com a adição de um sinal estabilizador suplementar à malha de controle do RAT, fornecendo, assim, amortecimento às oscilações eletromecânicas de baixa frequência do rotor do gerador da máquina síncrona interligada.

Em princípio, para o amortecimento das oscilações eletromecânicas, o ESP deve aumentar o torque elétrico do gerador síncrono a partir do aumento do coeficiente de torque de amortecimento. A variação de torque elétrico pode ser decomposta em duas componentes: uma componente de torque sincronizante e outra componente de torque de amortecimento, conforme apresentado na Equação (3.6).

$$T_e = T_s \Delta \delta + T_D \Delta \omega, \quad (3.6)$$

sendo  $T_s \Delta\delta$  é a componente de torque sincronizante, a qual está em fase com os desvios do ângulo do rotor  $\Delta\delta$ ; e  $T_D \Delta\omega$  é a componente de torque de amortecimento que está em fase com os desvios de velocidade  $\Delta\omega$ , onde  $T_s$  e  $T_D$  denominam-se os coeficientes de torque sincronizante e de amortecimento, respectivamente.

Assim, para que o amortecimento das oscilações eletromecânicas nos sistema elétrico seja efetivo, o ESP deve adicionar torque elétrico em fase com a variação da velocidade angular. Portanto, qualquer sinal que represente bem as oscilações eletromecânicas e que esteja em fase com a variação da velocidade angular pode ser utilizado para alimentação do ESP. Particularmente, neste trabalho é utilizado o sinal de potência ativa da saída do gerador síncrono para servir de canal de entrada do ESP. A estrutura clássica do ESP é apresentada em diagramas de bloco, conforme ilustrado na Figura 3.2.



**Figura 3.2 Diagrama de bloco da estrutura de um ESP clássico.**

A primeira etapa do bloco é referente ao filtro passa-alta (filtro *washout*), que tem como objetivo eliminar a componente CC do sinal de entrada, mantendo, assim, apenas o desvio do sinal. No projeto deste filtro, deve-se atentar que sua frequência de corte não deve interferir na faixa de frequência dos modos de oscilação que o ESP deve amortecer.

O segundo bloco é referente à compensação de fase que o ESP deve compensar, pois o torque elétrico produzido pelo gerado está defasado da velocidade angular devido aos atrasos produzidos pelo RAT e os circuitos eletrônicos.

O terceiro bloco é referente ao ganho que o ESP deve fornecer ao sistema para amortecer as oscilações eletromecânicas. Para sistema elétrico de potência, um amortecimento na faixa de 0,1 a 0,3 é considerado adequado, pois um valor exagerado de amortecimento dos modos poucos amortecidos pode desestabilizar outros modos do sistema (Kundur,1994).

Por fim, o último bloco refere-se ao limitador da ação de controle do ESP, visto que o mesmo não deve atuar de forma excessiva em casos de perturbações causadas por grandes distúrbios, como por exemplo: curto-circuito, perda de linha, etc.

### **3.5 Conclusão**

Este capítulo aborda o problema de estabilidade de sistema de potência. A manifestação de oscilações eletromecânicas de baixas frequências nas variáveis de estado do sistema, a qual é ocasionada devido à falta de torque de amortecimento que sofrem perda com a adição de um sistema de excitação rápido. Os ESP são umas das melhores soluções para amortecer estas oscilações eletromecânicas e bastante utilizadas no setor industrial.

Nos capítulo 5, será apresentada uma metodologia de projeto de controlador amortecedor totalmente sintonizado no domínio do tempo discreto.

## **4 IDENTIFICAÇÃO DE MODELOS PARAMÉTRICOS LINEARES**

### **4.1 Introdução**

Sistemas elétricos de potência apresentam comportamento dinâmico variável devido tanto à mudança do seu ponto de operação quanto às perturbações que podem ocorrer no sistema. Os modelos matemáticos deste sistema são não lineares e de elevada complexidade, dificultando, assim, o emprego dos mesmos no projeto de controladores baseados em teoria de sistemas dinâmicos lineares. Em virtude do exposto, é utilizado, neste capítulo, um método de identificação, do tipo caixa-preta, já utilizado em (Nogueira, 2008) e (Moraes, 2011), com o objetivo de modelar o comportamento dinâmico do sistema em torno de uma determinada condição de operação e, em seguida, obter um modelo matemático linear que possibilite o projeto de um controlador linear.

### **4.2 Métodos de Identificação Paramétrica**

O comportamento dinâmico de um dado sistema em estudo pode ser representado a partir de modelos matemáticos que podem ser obtidos a partir de dois métodos de identificação: não-paramétrico e paramétrico. O primeiro método fornece uma representação gráfica que caracteriza a dinâmica do sistema, como por exemplo: a resposta ao impulso e a resposta em frequência. Enquanto, o segundo método fornece um modelo matemático, formado por parâmetros, que represente o comportamento dinâmico do sistema em estudo, tal como uma função de transferência, equações de diferenças e equação de estado. Assim, obviamente, o método de identificação paramétrica é mais vantajoso quando o interesse no modelo matemático de um sistema tem a finalidade de análise e projeto de controladores lineares.

#### **4.2.1 Representações Lineares em Tempo Discreto**

Os sistemas não-lineares e lineares podem ser representados por modelos matemáticos de diversas maneiras, dentre elas a representação linear em tempo discreto. Esta representação é mais adequada à identificação dos parâmetros do sistema a partir de algoritmos de métodos de estimação paramétrica (Coelho, 2004). Vale ressaltar que os sistemas não-lineares são representados por modelos lineares a partir de linearizações realizadas em torno de um ponto de operação. Portanto, tal modelo não pode fornecer comportamentos dinâmicos globais do sistema longe do ponto de operação especificado.

Existem na literatura vários procedimentos para auxiliar a seleção da estrutura que melhor represente o comportamento dinâmico dos sistemas em estudo (Aguirre, 2004). Neste trabalho, é abordado apenas o modelo auto-regressivo com entrada externa (ARX, do inglês *autoregressive with exogenous input*), cuja representação matemática é apresentada na Equação (4.1).

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

onde  $u(k)$  e  $y(k)$  são, respectivamente, a entrada e a saída dos sinais medidos no teste experimental,  $d$  é o atraso de tempo medido em períodos de amostragem,  $v(k)$  é o erro de modelagem,  $A(q^{-1})$  e  $B(q^{-1})$  são os polinômios do modelo da planta no domínio discreto, definido por

$$B(q^{-1}) = b_1 q^{-1} + \dots + b_{nB} q^{-nB}, \quad (4.2)$$

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{nA} q^{-nA}, \quad (4.3)$$

sendo  $a_{nA}$  e  $a_{nB}$  os parâmetros do modelo a serem estimados pelo algoritmo dos mínimos quadrado. A Figura 4.1 ilustra o diagrama de bloco do modelo ARX.

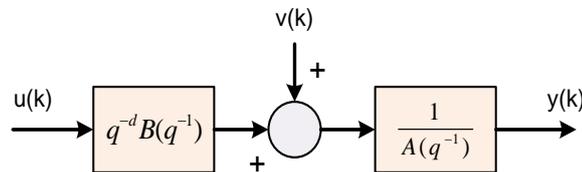


Figura 4.1 Diagrama de bloco do modelo paramétrico ARX.

#### 4.2.2 Estimação dos parâmetros do modelo

Uma das formas de estimar os parâmetros de um modelo a partir de um conjunto de dados de entrada e saída é utilizando a técnica de mínimos quadrados não recursivos (MQ) (Aguirre, 2004). Esta técnica de otimização encontra o melhor ajuste, para um conjunto de dados, com o objetivo de minimizar a soma dos quadrados das diferenças entre os valores estimados e os dados coletados. A diferença entre o valor estimado e o valor real é denominada resíduo. Um dos requisitos mais importante para a técnica MQ é que o sinal de erro  $v(k)$  seja considerado como um sinal aleatório. A Equação (4.4) apresenta o cálculo dos parâmetros de uma função  $f$  através do método de mínimos quadrados

$$Q = \sum_{i=1}^n (y_i - f(x_i))^2, \quad (4.4)$$

sendo  $x_i$  e  $y_i$  os valores de entrada e saída coletados, respectivamente.

A partir da Equação (4.5), pode-se apresentar o modelo do sistema na forma de equações de diferenças recursivas

$$y(k) + a_1 y(k-1) + \dots + a_n y(k-n) = b_1 u(k-1) + \dots + b_n u(k-n) + \xi(k) \quad (4.5)$$

onde  $u(k-n)$  é o sinal de entrada,  $y(k-n)$  é o sinal de saída e  $v(k)$  o sinal de erro que deve ser considerado como aleatório. Em seguida, pode-se decompor a Equação (4.5) nas formas matriciais

$$\theta^T = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_n \ b_1 \ b_2 \ \dots \ b_n], \quad (4.6)$$

$$Y^T = [y(n) \ y(n+1) \ \dots \ y(n+N-1) \ u(n) \ u(n+1) \ \dots \ u(n+N-1)], \quad (4.7)$$

$$\phi^T = [\phi(0) \ \phi(1) \ \dots \ \phi(n+N-1)], \quad (4.8)$$

$$\xi^T = [\xi(n) \ \xi(n+1) \ \dots \ \xi(n+N-1)], \quad (4.9)$$

onde  $\psi^T$ , denominada de matriz de regressores, pode ser decomposto na seguinte forma de regressores

$$\phi^T = [-y(t-1) \ -y(t-2) \ \dots \ -y(t-n_a) \ u(t-1) \ u(t-2) \ \dots \ u(t-n_b)]. \quad (4.10)$$

Portanto, o modelo dinâmico apresentado (), pode ser representado por uma equação matricial na forma

$$y = \psi^T \theta + v. \quad (4.11)$$

A função custo para modelos ARX pode ser apresentada de acordo com a Equação (4.12). O propósito desta função é minimizar o vetor de resíduo  $v$  com o objetivo de encontrar a resposta mais precisa possível.

$$J = v^T v = \sum_{k=0}^N v^T(k) \quad (4.12)$$

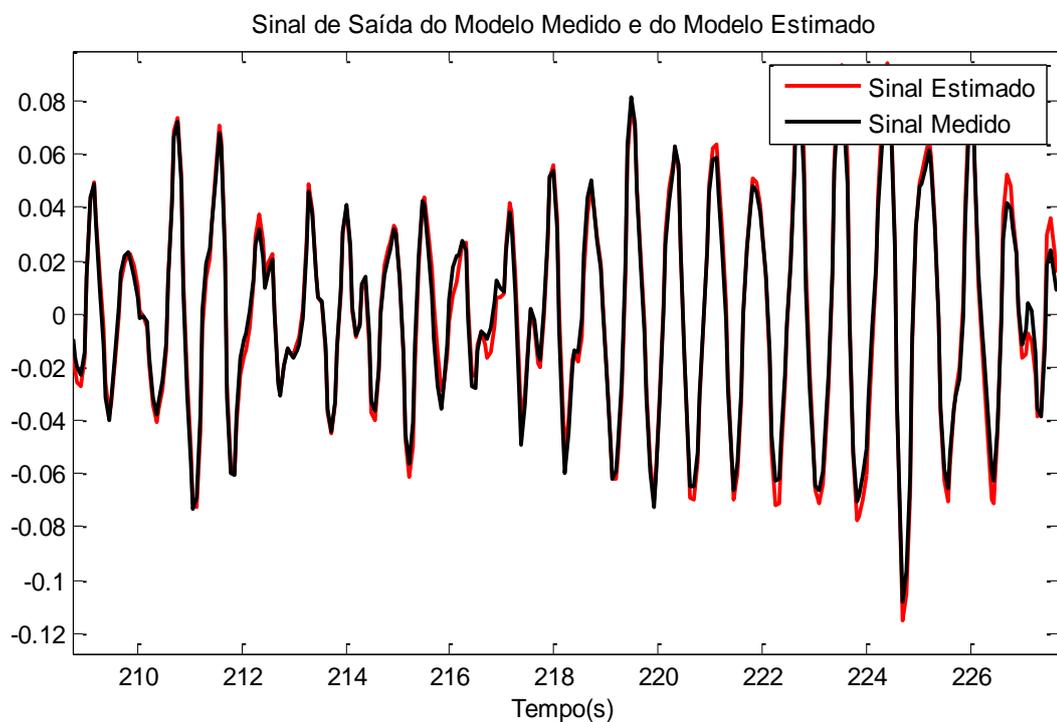
O valor dos parâmetros do modelo linear ARX pode ser calculado a partir da Equação matricial (4.13)

$$\theta = (\psi^T \psi)^{-1} \psi^T y. \quad (4.13)$$

### 4.2.3 Validação de modelos

Uma vez estimado os parâmetros do modelo linear ARX é necessário validar tal modelo (Coelho, 2004). Existem vários métodos de validação do modelo estimado, dentre

todos os mais utilizados são o método de comparação no domínio do tempo e a análise das funções de autocorrelação (FAC) e correlação cruzada (FCC) dos resíduos. O primeiro método compara a resposta do sinal estimado com relação ao sinal selecionado para estimação no domínio do tempo para uma janela de dados. Assim, é importante que o pacote de dados coletados, utilizados para identificação do modelo, seja selecionado uma porcentagem do pacote para o processo de estimação e outra porcentagem do pacote para a validação do modelo. Na Figura 4.2, é apresentado um exemplo do resultado da análise da comparação, no domínio do tempo, do modelo estimado, onde é apresentada uma parte do sinal estimado em comparação ao sinal utilizado para estimação do modelo.



**Figura 4.2** Comparação entre o sinal estimado do modelo e o sinal medido.

Na Figura 4.3, é apresentado um exemplo dos resultados referentes ao processo de validação do modelo pela análise do resíduo. Neste tipo de validação, um conjunto de teste é realizado com o objetivo de validar a aleatoriedade do sinal de resíduo  $v(k)$ . Assim, caso o vetor de resíduo apresente um comportamento aproximadamente aleatório, isso significa que o modelo estimado conseguiu capturar de forma satisfatória as informações determinísticas da dinâmica do sistema contida no conjunto de dados usados no processo de identificação do modelo.

Para auxiliar este processo de validação, é utilizada a teoria de processo estocástico. Nesta, é afirmado que se um vetor qualquer for linearmente aleatório, então sua FAC será

nula para todos os valores de atraso diferente de zero. Na Figura 4.3 (acima), é ilustrada a função autocorrelação do vetor  $v(k)$ . Observa-se que para todos os valores diferentes de zero, com uma pequena tolerância aceitável para projeto, o valor da FAC é aproximadamente nula, exceto na amostra zero que o valor trunca para um, o que se assemelha a FAC de um ruído branco.

Uma segunda análise realizada é quanto à FCC do vetor resíduo e os dados de saída utilizados no processo de identificação do modelo, conforme ilustrado na Figura 4.3 (abaixo). Neste caso, como o valor da FCC é aproximadamente nula para todas as amostras, com uma pequena tolerância aceitável, significa que o vetor de resíduo não depende do conjunto de dados utilizados.

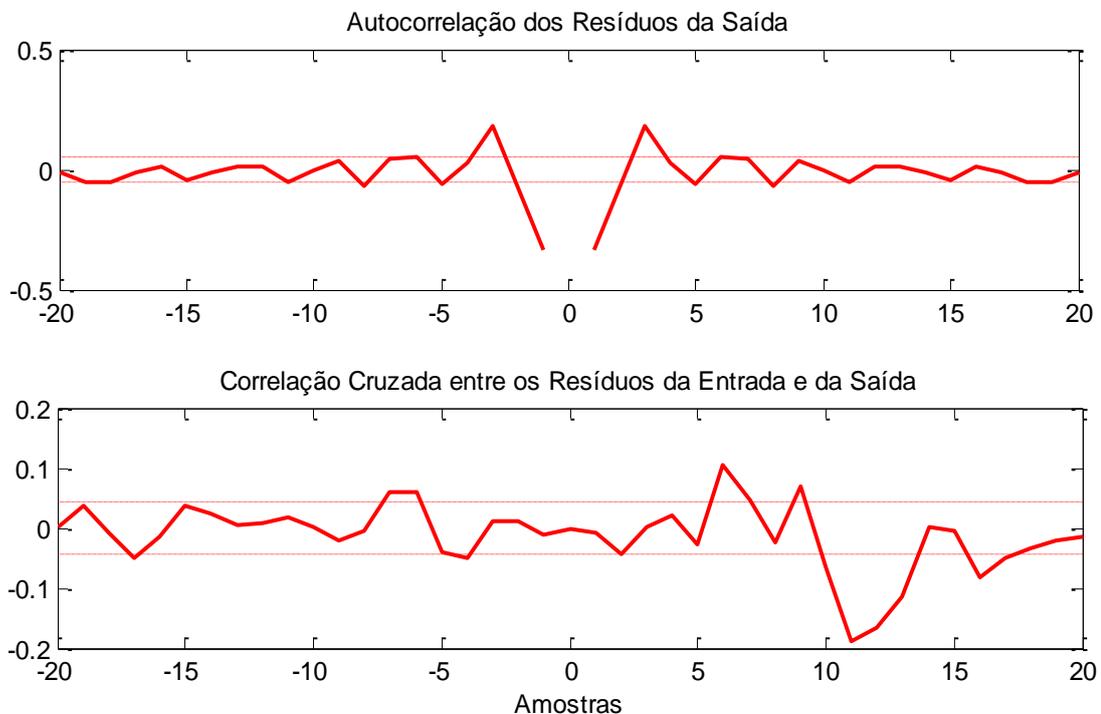


Figura 4.3 Análise de FAC e FCC dos resíduos do modelo ARX.

#### 4.2.4 Seleção do Sinal de Excitação do Sistema

No processo de estimação dos parâmetros do modelo matemático do sistema é necessário que o sinal de entrada selecionado seja capaz de excitar os modos de frequência de interesse. Dentre os vários sinais possíveis para excitar um sistema, o sinal binário pseudo-aleatório (SBPA) ou PRBS (do inglês, *pseudo-random binary sequence*) é um sinal rico em espectro de frequência de modo a abranger os modos de interesse dos fenômenos desejados da planta a ser identificada.

Uma das vantagens do sinal SBPA é que ele é relativamente simples de ser produzido na prática. A sequência binária SBPA é gerada por um registrador de deslocamento com  $N_{cel}$  células, que a cada período de  $T_{bit}$  atualiza a saída com uma nova amostra. Uma característica importante deste sinal é que a mudança em seus valores é realizada de forma determinística, assim o mesmo sinal pode ser gerado repetidas vezes. Na Figura 4.4, é ilustrado um circuito utilizado para gerar um sinal SBPA, tal circuito executa a operação OU-Exclusivo entre alguns bits do registrador de deslocamento para gerar o sinal de saída aleatório (Horowitz & Hill, 1989).

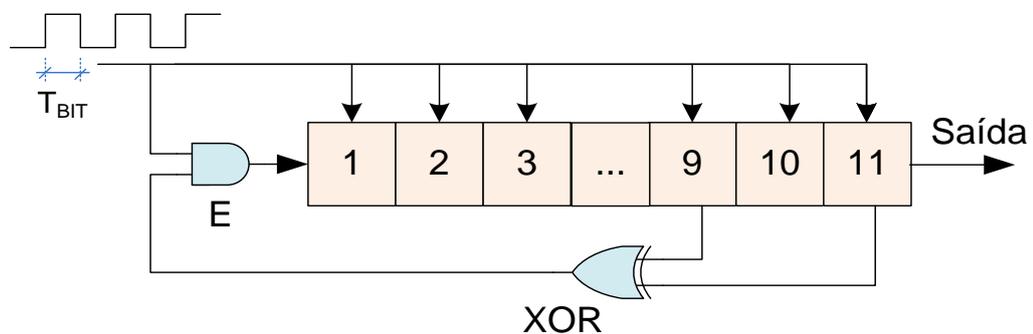


Figura 4.4 Diagrama de bloco do circuito de geração do sinal SBPA.

Na Tabela 4.1, são apresentadas as possíveis combinações que resultam em sinais do tipo sequência SBPA de acordo com o número de células. O sinal SBPA tem um período determinado em função do número de células e do período de deslocamento igual a  $T_{SBPA} = (2^{N_{cel}} - 1)T_{bits}$  (Aguirre, 2004).

Tabela 4.1 Relação de parâmetros para gerar sinal do tipo SBPA.

$N_{cel}$	Período em $T_{bits}$	Bits Utilizados pela Porta OU-Exclusivo
2	3	1 e 2
3	7	2 e 3
4	15	3 e 4
5	31	3 e 5
6	63	5 e 6
7	127	4 e 7
8	255	2,3,4 e 8

9	511	5 e 9
10	1023	7 e 10
11	2047	9 e 11

No projeto do SBPA, deve-se atentar para a seleção do período de deslocamento  $T_{bits}$ , pois o mesmo deve ser compatível com a frequência do modo de interesse que se deseja identificar. Caso  $T_{bits}$  seja muito grande, o sistema interpretará o sinal SBPA como um degrau, sinal de características pobres para a maioria dos métodos de identificação. Outrora, se  $T_{bits}$  for muito pequeno, o sistema não terá tempo de responder a uma transição antes de chegar à próxima e as características de aleatoriedade desejada para o sinal SBPA será comprometida. Portanto, uma relação que fornece bons resultados para o cálculo de  $T_{bits}$  é apresentado na Equação (4.14) (Horowitz & Hill, 1989).

$$\left( f_{MIN} = \frac{1}{(2^{N_{cel}} - 1)T_{BIT}} \right) \leq f_{modo} \leq \left( f_{MAX} = \frac{0,44}{T_{BIT}} \right), \quad (4.14)$$

onde  $f_{modo}$  é a frequência do modo de interesse na identificação. É importante perceber que a amplitude do SBPA normalmente será de baixa amplitude, pois o mesmo não deve comprometer o funcionamento do sistema nem levar o sistema a operar em outra faixa de operação indesejada.

### 4.3 Ensaios Realizados Experimentalmente

#### 4.3.1 Determinação da frequência de oscilação $f_{osc}$ .

O objetivo desta seção é utilizar a metodologia de identificação, apresentada nas seções anteriores, para estimar os parâmetros da planta, em uma condição de operação específica, necessários para o projeto do ESP local. O projeto do sinal de excitação SBPA é realizado a partir da frequência de oscilação ( $f_{osc}$ ) dos modos poucos amortecidos do sistema. O procedimento para determinar a frequência de oscilação é ilustrado na Figura 4.5.

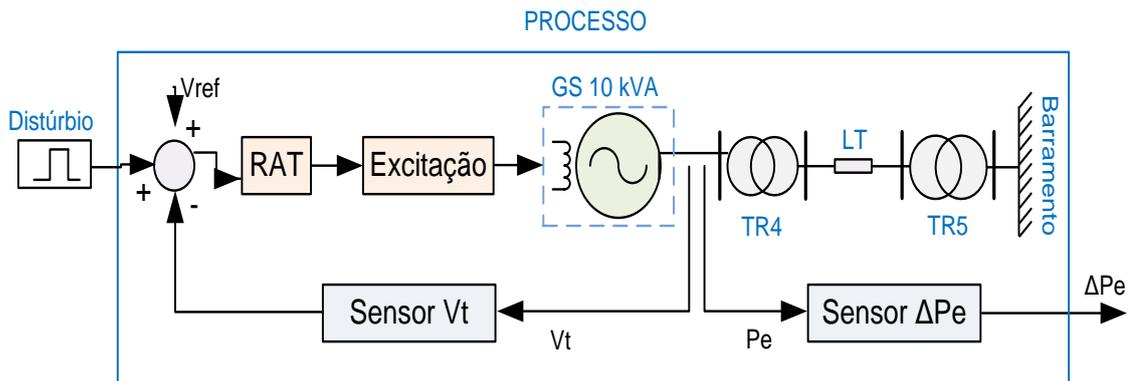


Figura 4.5 Diagrama de bloco do ensaio de levantamento da frequência de oscilação de modo local.

Para observar as oscilações no sinal de desvio da potência elétrica, nos terminais do gerador síncrono conectado à rede elétrica, é aplicado um distúrbio, do tipo pulso de 0,07 pu de amplitude, na referência do Regulador Automático de Tensão. Este valor de amplitude, selecionado para o pulso, é suficiente para provocar boas oscilações no sinal de desvio de potência elétrica. Na Figura 4.6, é apresentada a oscilação do sinal de desvio de potência, cuja frequência de oscilação do modo pouco amortecido pode ser determinada a partir do intervalo de tempo de 0,84 s, que corresponde a uma frequência de oscilação de 1,2 Hz. Este valor de frequência está associado à característica de oscilação de modo local do sistema de potência de 10 kVA em relação ao barramento de energia local.

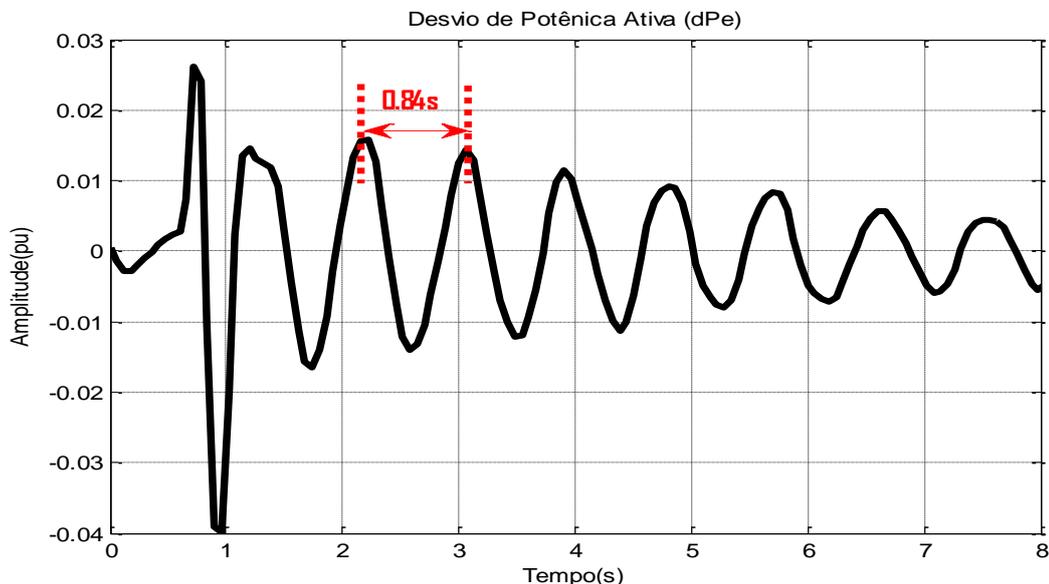
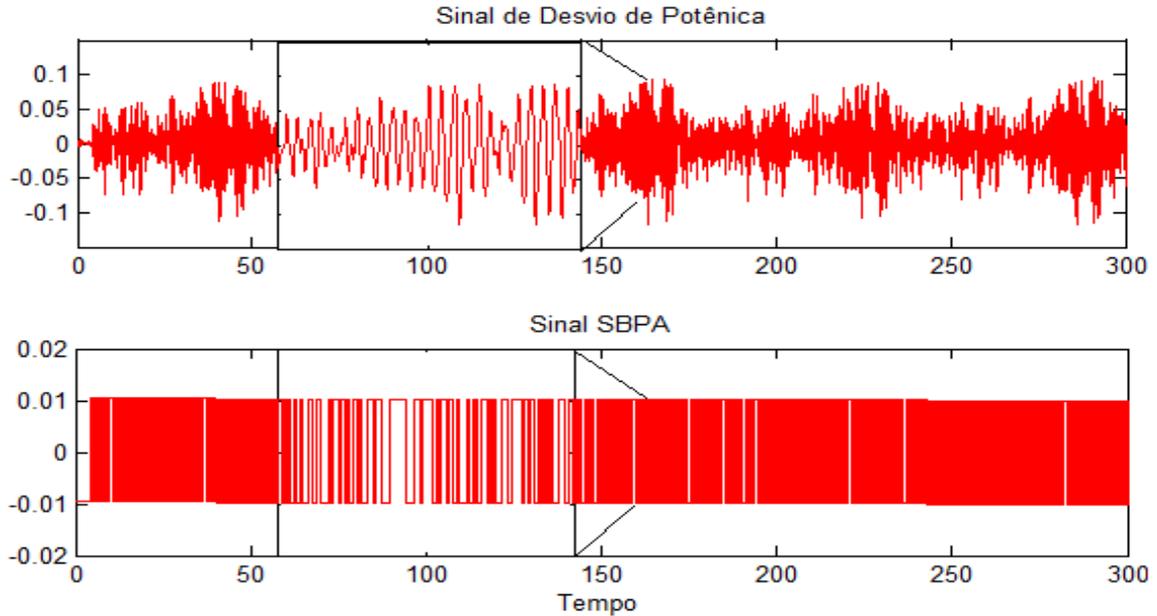


Figura 4.6 Curva do sinal de desvio de potência elétrica na saída do gerador.

### 4.3.2 Projeto do sinal SBPA

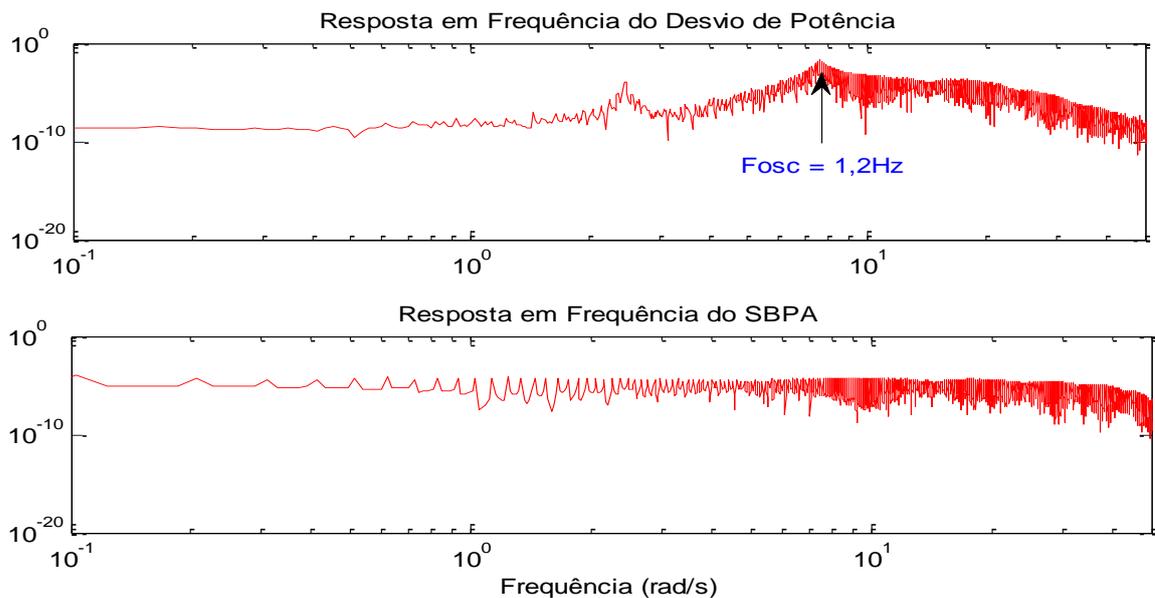
A partir de (4.14), o SBPA é projetada para um  $T_{bit} = 120ms$  e  $N_{cel} = 9$ , que corresponde a uma frequência mínima de 0,016Hz e uma frequência máxima de 3,66Hz. Na Figura 4.7,

são apresentados o sinal SBPA injetado no somador de referência do RAT e a resposta do sinal de desvio de potência ativa para uma condição de operação do sistema de 0,4 pu de potência ativa e zero de potência reativa.



**Figura 4.7** Resposta do sinal de desvio de potência elétrica para uma entrada do tipo SBPA.

Na Figura 4.8, são apresentados os espectros de frequência dos sinais de entrada e saída do sistema. Observa-se que a resposta em frequência do sinal SBPA é aproximadamente constante na faixa de frequência projetada e a resposta em frequência do sinal de desvio de potência apresenta um pico de ressonância na frequência de oscilação, correspondente ao modo pouco amortecido.



**Figura 4.8** Resposta em frequência do sinal de desvio de potência elétrica e do sinal SBPA.

### 4.3.3 Estimação e validação de um modelo ARX

Para estimar os parâmetros do modelo pelo método MQ é utilizado o auxílio da toolbox IDENT do software MatLab. Esta toolbox é destinada ao estudo de identificação de modelos dinâmicos lineares e não lineares. No processo de estimação e validação, o conjunto de dados de entrada e saída coletados é dividido em dois subconjuntos distintos, sendo que um subconjunto é utilizado no processo de estimação e outro no processo de validação dos parâmetros.

Para a estimação dos parâmetros, é necessária a seleção adequada da ordem do modelo, pois caso a ordem usada seja inferior à ordem efetiva do sistema real, o modelo não possuirá a complexidade estrutural necessária para reproduzir a dinâmica do sistema (Aguirre, 2004). Visto isto, é realizado um estudo a fim de se obter a informação da melhor ordem para os modelos locais relacionados aos pontos de operação de 0,1 a 0,7 pu de potência ativa e zero de reativa. Para isto, foram estimados modelos de 4<sup>a</sup> a 8<sup>a</sup> ordem e analisados os resultados referentes à validação pela simulação do modelo e pela análise dos resíduos dos modelos estimados.

Na análise da validação pela simulação do modelo, no toolbox IDENT é fornecido uma informação útil para a análise do desempenho do modelo estimado, denominada *Best Fits*. Esta informação avalia a porcentagem de equivalência entre a resposta do modelo estimado com relação ao modelo do sistema real. Na Tabela 4.2, são apresentados o índice de desempenho (*Best Fits*) e o valor da função custo definida em (4.12), de cada modelo ARX para o ponto de operação de 0,4 pu de potência ativa e zero de reativa. Observa-se que ao aumentar a ordem do modelo, a porcentagem de equivalência do modelo estimado com relação ao modelo real é maior e a função custo é menor. Ou seja, para modelo de ordem elevada o estimador MQ consegue minimizar o resíduo em pelo menos dez vezes.

**Tabela 4.2 Valores do *Best Fits* e da função custo para cada ordem de modelo selecionada.**

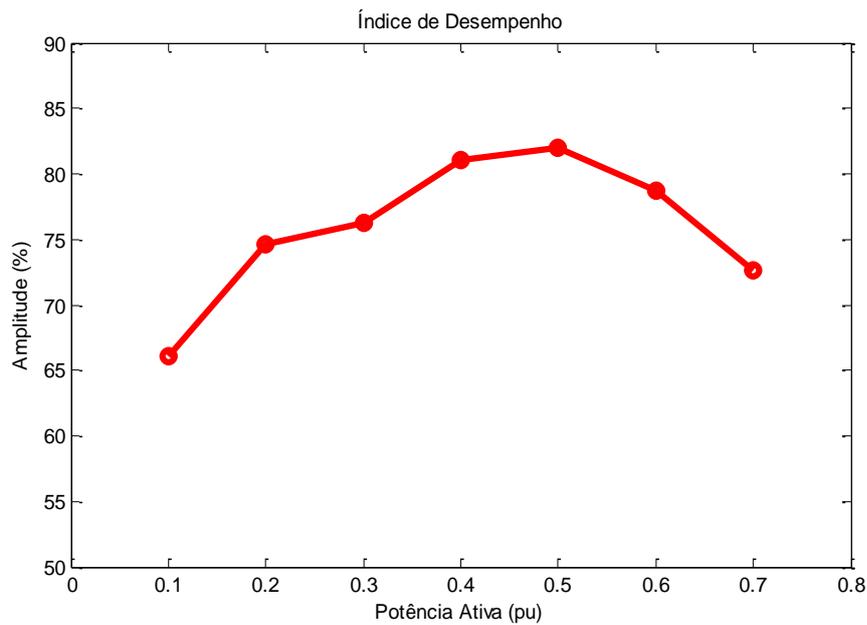
<b>Modelo do Modelo</b>	<b><i>Best Fits</i></b>	<b>Função Custo</b>
4º ordem	47,54	2,95E-6
5º ordem	74,99	1,15E-6
6º ordem	81,00	9,0E-7
7º ordem	82,02	8,56E-7
8º ordem	82,65	8,47E-7

Assim, com base na análise dos resultados da Tabela 4.2, é selecionado o modelo de 6º ordem que fornece uma boa relação de custo-benefício entre o bom desempenho do modelo estimado e a ordem do modelo. Na Tabela 4.3, são apresentados os coeficientes dos polinômios do modelo ARX de 6ª ordem para o ponto de operação de 0,4 pu de potência ativa.

**Tabela 4.3 Valores dos coeficientes do modelo ARX de 6ª ordem.**

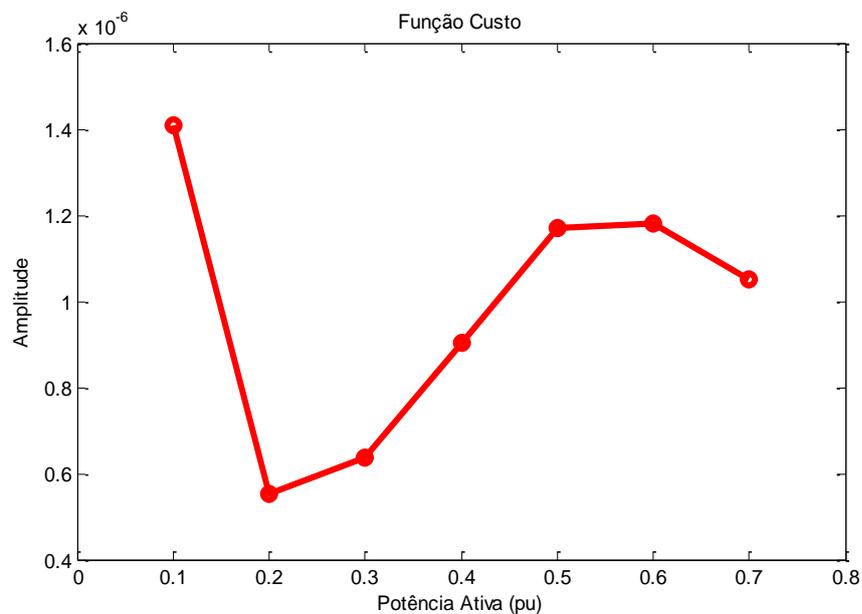
<b>Coeficiente</b>	<b>Valor</b>	<b>Coeficiente</b>	<b>Valor</b>
$a_1$	-2,1270	$b_1$	0,0911
$a_2$	2,0083	$b_2$	0,2123
$a_3$	-0.9653	$b_3$	-0,3631
$a_4$	0,3119	$b_4$	-0,0821
$a_5$	-0.0453	$b_5$	0,1240
$a_6$	0.0860	$b_6$	0,1732

As análises realizadas para modelagem e identificação dos parâmetros do modelo para os outros pontos de operações do sistema são similares ao realizado para este ponto de operação. Visto isto, é omitido o processo de estimação dos modelos por motivo de simplificar o trabalho. Na Figura 4.9, são apresentados os valores dos índices de desempenho alcançados nas estimações dos modelos para cada ponto de operação submetido ao sistema de geração. Observa-se que, para todos os pontos de operação, o índice de desempenho é superior a 65%, sendo o menor índice relacionado ao ponto de operação de 0,1 pu de potência ativa e zero de reativa.



**Figura 4.9** Curva do Best Fits para os setes pontos de operação analisados.

Na Figura 4.10, são apresentados os valores da função custo para todos os pontos de operações. Uma vez que a função custo representa o vetor resíduo, significa quanto maior for seu valor menor é a qualidade da estimação do modelo. Felizmente, os valores da função custo, para todos os pontos de operações, apresentam valores aceitáveis a ponto de validarem a estimação dos modelos estimados.

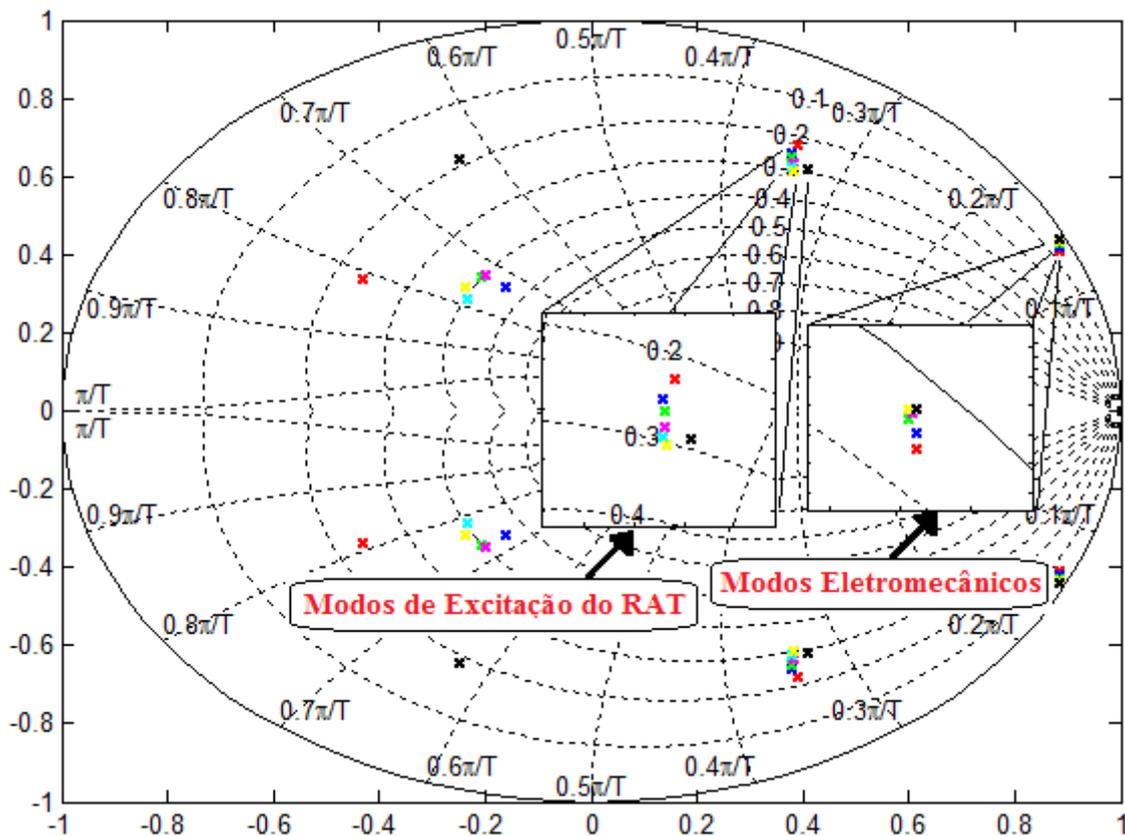


**Figura 4.10** Curva da função custo para os setes pontos de operação analisados.

Nas Figuras 4.9 e 4.10, são observado que o índice de desempenho e a função custo para o ponto de operação 0,1 pu apresentam consideravelmente desempenho inferior em

relação aos outros pontos de operação. Este resultado pode ser consequência da dificuldade do modelo ARX de 6ª ordem em capturar as informações determinísticas do vetor de resíduo nesta região de operação do sistema.

Os polos de malha fechada dos modelos estimados referentes aos pontos de operações de 0,1 a 0,7 pu de potência ativa e zero de reativo são apresentados na Figura 4.11. Para todos os pontos de operações selecionados, os polos dominantes de malha fechada apresentam coeficiente de amortecimento pequeno, o que justifica o projeto e a implementação de um ESP para aumentar tal coeficiente de amortecimento.



**Figura 4.11** Mapa de polos de malha aberta para os setes pontos de operação analisados.

Por fim, para fins de projeto de um controlador intervalar, são apresentados na Tabela 4.4 os valores dos parâmetros da planta intervalar, formados a partir dos coeficientes dos polinômios dos modelos locais para cada ponto de operação selecionado.

Tabela 4.4 Valores dos coeficientes da planta de forma intervalar.

Coeficiente	Valor	Coeficiente	Valor
$[a_1^-, a_1^+]$	[-2,2042,-1,6844]	$[b_1^-, b_1^+]$	[0,0791, 0,0951]
$[a_2^-, a_2^+]$	[1,0414, 2,1909]	$[b_2^-, b_2^+]$	[0,1852, 0,2242]
$[a_3^-, a_3^+]$	[-1,1439,-0,0501]	$[b_3^-, b_3^+]$	[-0,4927,-0,3069]
$[a_4^-, a_4^+]$	[-0,1081,0,3576]	$[b_4^-, b_4^+]$	[-0,2390,-0,0563]
$[a_5^-, a_5^+]$	[-0,0492,-0,0437]	$[b_5^-, b_5^+]$	[0,0649, 0,1435]
$[a_6^-, a_6^+]$	[0,0705,0,1768]	$[b_6^-, b_6^+]$	[0,1092, 0,2112]

#### 4.4 Conclusão

Neste capítulo, são apresentadas técnicas de modelagem e identificação de sistemas não lineares referentes ao sistema de geração conectado à rede elétrica local. Os modelos paramétricos, que representam o comportamento dinâmico dos modos poucos amortecido do sistema de geração, são estimados a partir do algoritmo de mínimos quadrados recursivo. A eficiência dos modelos ARX, selecionados a partir dos métodos de estimação e validação dos modelos paramétricos, são analisados a partir das curvas do somatório do erro quadrático, os quais mostraram que o modelo ARX de 6ª ordem apresenta um bom desempenho e uma boa relação custo – benefício com relação a ordens superiores. Por fim, são apresentados os coeficientes dos modelos paramétricos ARX de 6ª ordem para um ponto de operação do sistema e um modelo paramétrico intervalar ARX de 6ª ordem que representem as variações nos pontos de operação do sistema de geração na faixa de 0,1 pu a 0,7 pu de potência ativa e zero de potência reativa.

## 5 PROJETO DE ESTABILIZADOR ROBUSTO INTERVALAR DE SISTEMA DE POTÊNCIA VIA ALOCAÇÃO RADIAL DE POLOS

### 5.1 Introdução

A partir da obtenção dos modelos matemáticos que representam o comportamento dinâmico desejado referente às oscilações eletromecânicas, provocados pelos modos poucos amortecidos, ilustrados na Figura 4.11, é projetado um ESP digital local, via alocação radial de polos, para um ponto de operação específico do sistema de potência. Em seguida, utilizando o mesmo método de sintonia é projetado um ESP digital intervalar robusto a partir da teoria de análise intervalar.

### 5.2 Projeto de Controlador por Alocação Radial de Polos

No projeto de controladores por alocação radial de polos, os polos de malha aberta são deslocados radialmente em direção à origem do círculo unitário do plano  $z$ , com o objetivo de aumentar as margens de estabilidade do sistema em malha fechada. Ao deslocar os polos de malha aberta em direção à origem, o coeficiente de amortecimento dos modos poucos amortecidos aumentam, diminuindo, assim, as oscilações eletromecânicas provocadas por distúrbios no sistema. Em particular, no projeto do ESP, é importante que a frequência natural não amortecida  $\omega_d$ , não seja alterada de forma significativa, pois a mesma está relacionada ao comportamento dinâmico da máquina.

O deslocamento dos polos de malha aberta é realizado a partir da multiplicação de um fator de contração  $\alpha$  aplicado nos polos com o objetivo de diminuir seu módulo, conforme é ilustrado na Figura 5.1.

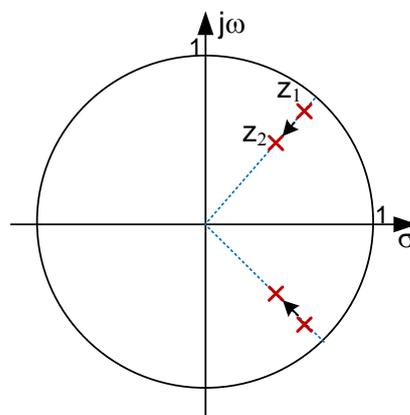


Figura 5.1 Deslocamento dos polos de malha aberta via alocação radial de polos.

Assim, pode se concluir que o fator de contração  $\alpha$  é uma relação entre a posição do polo original e a posição do polo desejado

$$\alpha = \frac{z_2}{z_1} = \frac{e^{-\sigma_2 T_s} \cdot e^{j\omega_d T_s}}{e^{-\sigma_1 T_s} \cdot e^{j\omega_d T_s}} = \frac{e^{-\sigma_2 T_s}}{e^{-\sigma_1 T_s}}, \quad (5.1)$$

sendo que  $\sigma_1 = \xi_n \omega_n$ ,  $\sigma_2 = \xi_d \omega_n$ ,  $T_s$  o período de amostragem e  $\omega_n$  a frequência natural.

Portanto, o fator de contração pode ser calculado por

$$\alpha = e^{-(\xi_d - \xi_n) \omega_n T_s}, \quad (5.2)$$

onde  $\xi_n$  e  $\xi_d$  são o coeficiente de amortecimento dos polos originais e desejados, respectivamente.

O valor do coeficiente de amortecimento desejado é especificado pelo projetista. Em particular, nos projetos de ESP's, o valor de  $\xi_d$  não deve ser tão elevado a ponto de interferir nos modos de excitação do RAT, os quais apresentam uma dinâmica mais rápida. Caso o valor de  $\xi_d$  não seja bem especificado, os polos referente à excitação do RAT poderiam ser deslocados para fora do círculo unitário do plano z, provocando, assim, a instabilidade do sistema de malha fechada.

### 5.3 Projeto do Estabilizador de Sistema de Potência

No presente projeto, o polinômio característico desejado é obtido aplicando-se o fator de contração  $\alpha$  ( $0 < \alpha < 1$ ) ao polinômio  $A(z^{-1})$ , o qual define os polos de malha aberta que devem ser deslocados radialmente, conforme mostrado na Equação (5.3).

$$P'(z^{-1}) = A(\alpha z^{-1}) = 1 + \alpha a_1 z^{-1} + \alpha^2 a_2 z^{-2} + \dots + \alpha^{nA} a_{nA} z^{-nA} \quad (5.3)$$

Portanto, para o projeto de um ESP local, condicionado para o ponto de operação de 0,4 pu de potência ativa e zero de reativo, é especificado um amortecimento desejado de 0,3 e uma taxa de amostragem de 60 ms. Assim, a partir dos dados fornecidos na Tabela 4.3, referente aos parâmetros da planta no ponto de operação desejado, obtêm-se os parâmetros do controlador ESP determinado a partir da solução da equação de Diofantina (2.29), que particularmente para um modelo de 6ª ordem é expresso conforme a Equação (5.4).

$$\begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ s_4 \\ s_5 \\ r_0 \\ r_1 \\ r_2 \\ r_3 \\ r_4 \\ r_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & b_2 & b_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_2 & a_1 & 1 & 0 & 0 & b_3 & b_2 & b_1 & 0 & 0 & 0 \\ a_3 & a_2 & a_1 & 1 & 0 & b_4 & b_3 & b_2 & b_1 & 0 & 0 \\ a_4 & a_3 & a_2 & a_1 & 1 & b_5 & b_4 & b_3 & b_2 & b_1 & 0 \\ a_5 & a_4 & a_3 & a_2 & a_1 & b_6 & b_5 & b_4 & b_3 & b_2 & b_1 \\ a_6 & a_5 & a_4 & a_3 & a_2 & 0 & b_6 & b_5 & b_4 & b_3 & b_2 \\ 0 & a_6 & a_5 & a_4 & a_3 & 0 & 0 & b_6 & b_5 & b_4 & b_3 \\ 0 & 0 & a_6 & a_5 & a_4 & 0 & 0 & 0 & b_6 & b_5 & b_4 \\ 0 & 0 & 0 & a_6 & a_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_6 & b_5 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_6 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} (\alpha - 1)a_1 \\ (\alpha^2 - 1)a_2 \\ (\alpha^3 - 1)a_3 \\ (\alpha^4 - 1)a_4 \\ (\alpha^5 - 1)a_5 \\ (\alpha^6 - 1)a_6 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Na Tabela 5.1, são apresentados os valores dos parâmetros do ESP digital local projetado para operar no ponto de operação de 0,4 pu de potência ativa e zero de reativa.

**Tabela 5.1 Valores dos parâmetros do ESP local para o ponto de operação de 0,4pu de potência ativa.**

Coefficiente	Valor	Coefficiente	Valor
$r_0$	-0,4105	$s_1$	0,2846
$r_1$	0,7893	$s_2$	0,1966
$r_2$	-0,4011	$s_3$	-0,2484
$r_3$	0,2441	$s_4$	-0,2809
$r_4$	0,0325	$s_5$	-0,1263
$r_5$	0,0628	—	—

Na Figura 5.2, são ilustrados os polos de malha fechada para o caso com e sem o ESP local. Observa-se que ao implementar o ESP, os polos referentes aos modos poucos amortecidos são deslocados em direção à origem. Este deslocamento aumenta o coeficiente natural dos modos e melhora as margens de estabilidade do sistema. Entretanto, para este ESP, projetado para um ponto de operação específico, há uma perda de desempenho quando o sistema muda de ponto de operação. Ou seja, durante a mudança de operação do sistema, que pode ser gerada por mudança contínua na carga, o ESP não é capaz de manter as características de desempenho desejadas pelo projeto, referente ao coeficiente de amortecimento desejado de 0,3.

Portanto, a partir da análise de desempenho realizado sobre o ESP local é justificado o projeto de um ESP robusto que seja capaz de manter as especificações de desempenho desejadas do sistema em malha fechada ainda que ocorram variações na dinâmica do sistema.

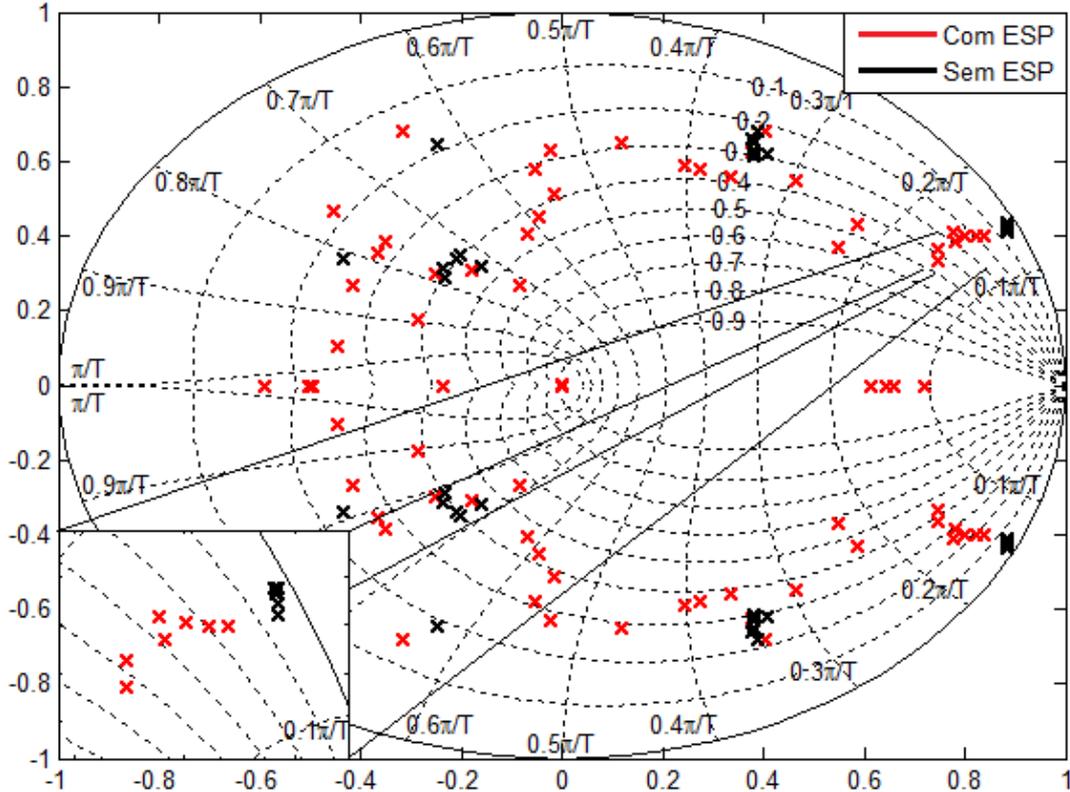


Figura 5.2 Mapa de polos de malha aberta (preto) e de malha fechada (vermelho) com o ESP local.

## 5.4 Projeto do Estabilizador de Sistema de Potência Intervalar

O projeto do ESP intervalar é baseado na solução de (2.33), onde a matriz de Sylvester intervalar é formada a partir dos dados da Tabela 4.4. O polinômio característico intervalar é formado na forma

$$[P'(z^{-1})] = [A(\alpha z^{-1})] = 1 + [\alpha][a_1]z^{-1} + [\alpha^2][a_2]z^{-2} + \dots + [\alpha^{nA}][a_{nA}]z^{-nA} \quad (5.5)$$

onde o fator de contração também é intervalar e determinado conforme

$$[\alpha] = e^{-([\xi_d] - [\xi_n])[\omega_n]T_s}, \quad (5.6)$$

sendo o coeficiente de amortecimento natural  $[\xi_n]$  e a frequência natural  $[\omega_n]$  valores intervalares, pois o polinômio  $A(z^{-1})$  é formado por coeficientes intervalares. O coeficiente de amortecimento desejado  $[\xi_d]$  é selecionado no intervalo de  $[0,28, 0,32]$  e o período de amostragem é o mesmo do ESP local.

Na Tabela 5.2, são apresentados os coeficientes do ESP intervalar robusto.

**Tabela 5.2 Valores dos Parâmetros do ESP intervalar**

<b>Coefficiente</b>	<b>Valor*10<sup>-4</sup></b>	<b>Coefficiente</b>	<b>Valor*10<sup>-3</sup></b>
$r_0$	[-1,1511, 1,1510]	$s_1$	[-1,1444, 1,1449]
$r_1$	[-1,4749, 1,4751]	$s_2$	[-3,6326, 3,6330]
$r_2$	[-0,6397, 0,6396]	$s_3$	[-3,4397, 3,4394]
$r_3$	[-0,4890, 0,4891]	$s_4$	[-4,5211, 4,5206]
$r_4$	[-0,1611, 0,1610]	$s_5$	[-2,9178, 2,9175]
$r_5$	[-0,2344, 0,2345]	—	—

Como podem ser observados na Tabela 5.2, os coeficientes do controlador intervalar apresentam uma elevada variação que podem deteriorar o desempenho do sistema em malha fechada. Assim, para diminuir a fragilidade do controlador intervalar é utilizado o controlador central (2.54). Na Tabela 5.3, são apresentados os coeficientes do ESP intervalar central.

**Tabela 5.3 Valores dos parâmetros do ESP intervalar central.**

<b>Coefficiente</b>	<b>Valor</b>	<b>Coefficiente</b>	<b>Valor</b>
$r_0$	-0,3895	$s_1$	0,2501
$r_1$	0,6916	$s_2$	0,1713
$r_2$	-0,2499	$s_3$	-0,1409
$r_3$	0,2851	$s_4$	-0,2543
$r_4$	-0,0831	$s_5$	-0,1730
$r_5$	0,1373	—	—

Em seguida, a partir da solução de (2.56), é determinado o ESP otimizado robusto que diminui o problema de fragilidade do controlador intervalar a partir de algoritmo de otimização. Na Tabela 5.4, são apresentados os coeficientes do ESP otimizado robusto.

**Tabela 5.4 Valores dos parâmetros do ESP intervalar otimizado.**

<b>Coefficiente</b>	<b>Valor</b>	<b>Coefficiente</b>	<b>Valor</b>
$r_0$	-0,4074	$s_1$	0,2652
$r_1$	0,7067	$s_2$	0,1864
$r_2$	-0,2348	$s_3$	-0,1258
$r_3$	0,3003	$s_4$	-0,2392
$r_4$	-0,0679	$s_5$	-0,1579
$r_5$	0,1524	—	—

Na Figura 5.3, são apresentados os polos de malha fechada sem e com os ESP's projetados nesta seção. Como observado, o ESP central apresenta um desempenho superior, em relação à alocação de polos, ao ESP local, pois consegue manter as especificações de desempenho desejadas em malha fechada durante a mudança do ponto de operação no sistema de geração. Outro fato vantajoso é a interferência mínima nos polos de excitação do RAT, os quais não ficam dispersos ao longo do plano  $z$ , como acontece no caso do ESP local.

O ESP otimizado apresenta desempenho superior ao ESP central quanto à alocação dos modos eletromecânicos. Visto que mantém os modos eletromecânicos o mais próximos possível do amortecimento desejado em malha fechada de 0,3.

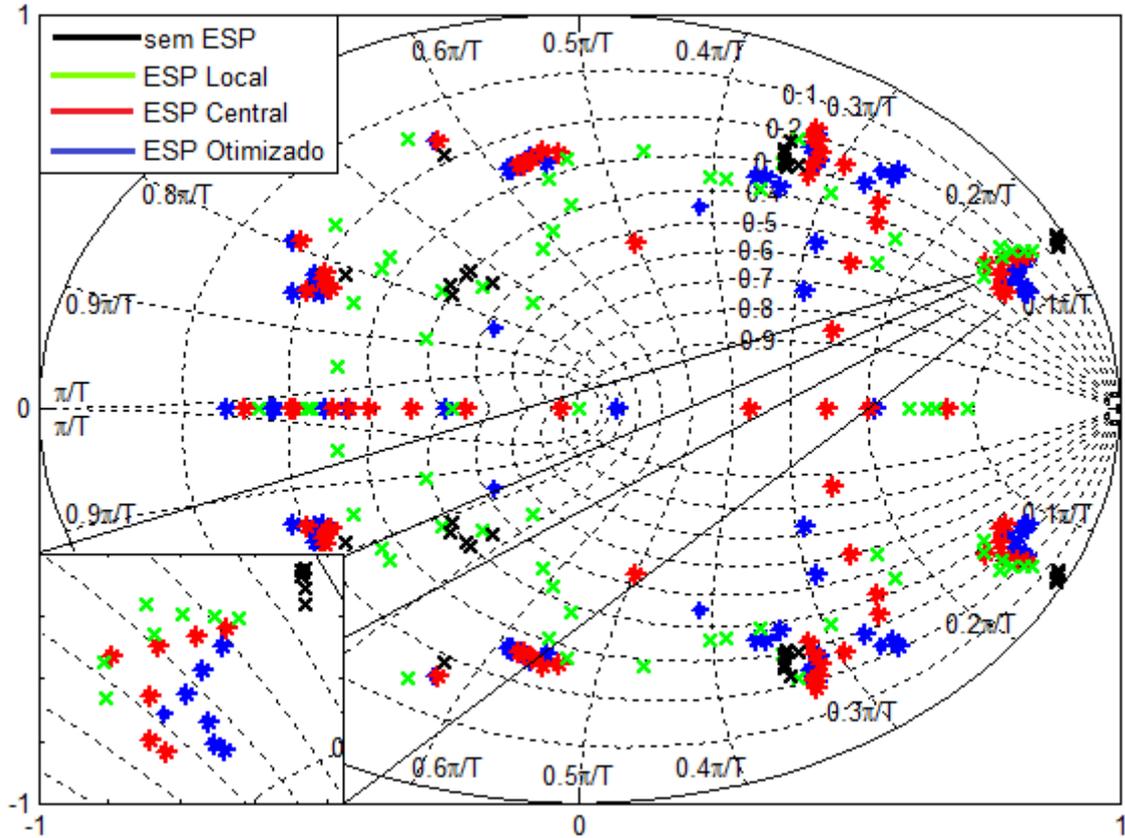


Figura 5.3 Mapa de polos de malha fechada com a adição dos ESP's.

## 5.5 Conclusão

Neste capítulo, é apresentado o projeto dos ESP's digitais sintonizados a partir da alocação radial de polos no plano  $z$ . A solução para determinar os controladores é baseada na solução da equação de Diofantina que permite determinar tanto o ESP local quanto o ESP intervalar robusto. Por análise do diagrama de polos no plano  $z$ , o desempenho do controlador ESP em alocar os polos de malha aberta em regiões que forneçam bons amortecimentos nas oscilações eletromecânicas é satisfatório se comparado com o sistema em malha aberta. Na comparação entre os ESP's projetados, o ESP otimizado robusto apresentou um desempenho superior, quanto à alocação dos polos referente aos modos eletromecânicos poucos amortecidos, em comparação ao ESP central robusto. Por conseguinte, o ESP central é superior ao ESP local, pois não perdeu tanto desempenho com a mudança do ponto de operação do sistema de geração.

## 6 DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE POTÊNCIA EM ESCALA REDUZIDA UTILIZADO NOS TESTES EXPERIMENTAIS

### 6.1 Introdução

Em nível de pós-graduação, o laboratório oferece um excelente objeto de estudos de controle aplicado e estabilidade de sistemas de potência. A infraestrutura do LACSPOT é resultado de trabalho de mestrado de Nascimento Filho (2011) e Moraes (2011), os quais tiveram como base os trabalhos antes realizados em nível de mestrado e graduação, utilizando o mesmo equipamento, o conjunto motor-gerador que compõe o sistema micromáquina, tais como: Araújo (2001), Risuenho (2005) e Moraes & Da Silva (2008). Na Figura 6.1 é apresentada uma fotografia do LACSPOT indicando seus principais elementos cuja descrição é feita na seção 2.2.



Figura 6.1 Laboratório de Controle e Sistema de Potência (LACSPOT).

### 6.2 Descrição do Laboratório

O LACSPOT é constituído de plantas didáticas utilizadas nos estudos de controle aplicado a sistemas de potência, dentre as quais, encontra-se um grupo motor-gerador, transformadores, motores, cargas resistivas, painel de controle e acionamento, painel simulador de linha de transmissão (LT), reguladores digitais de velocidade e de tensão.

### 6.2.1 Grupo Motor-Gerador de 10 kVA

O grupo Motor-Gerador utilizado, fabricado pela EQUACIONAL, é formado por um motor CC, que simula uma fonte de energia primária, um volante de aço de oito fatias que agrega inércia ao grupo semelhante ao que se tem em grandes unidades geradoras, e uma máquina síncrona de polos salientes, funcionando como gerador. A Figura 6.2 ilustra o motor CC acoplado à máquina síncrona através do volante de aço.



Figura 6.2 Grupo gerador de 10 kVA.

A Tabela 6.1 mostra as características técnicas do grupo Motor-Gerador de 10kVA.

Tabela 6.1: Dados de placa do gerador e do motor.

Gerador Síncrono		Motor	
Modelo	EGT1.180.ESP.B.3/6	Modelo	EMC1.180.E.B.3/4
Potência	10kVA	Potência	9kW
Frequência	60Hz	Velocidade	1200rpm
Tensão Terminal	220V	Rendimento	9/11
Corrente de Estator	22,1A	Tensão de Armadura	400V
Tensão de Campo	150V	Corrente de Armadura	27,5A
Corrente de Campo	3,8A	Tensão de Campo	300V
Número de Fases	3	Corrente de Campo	1,5A
Número de Polos	6		
Fator de Potência	0,8		

### 6.2.2 Transformadores de 15kVA

Dentre os transformadores trifásicos existentes no laboratório, um é utilizado na alimentação do conversor CC-CC do sistema de atuação do regulador de velocidade e outros dois transformadores, utilizados na isolação entre o gerador síncrono e a linha de transmissão e entre a linha e a rede elétrica. A Figura 2.3 ilustra uma fotografia dos transformadores.



Figura 6.3: Transformadores trifásicos de 15kVA (a) elevador e (b) isolador.

A Tabela 6.2 apresenta as características técnicas dos transformadores de 15kVA.

Tabela 6.2: Dados de placa dos transformadores de 15kVA.

Transformador (a)	Valores Nominais	Transformador (b)	Valores Nominais
Potência	15kVA	Potência	15kVA
Tensão do Primário	220V	Tensão do Primário	220V
Tensão do Secundário	380V	Tensão do Secundário	220V
Configuração	Y – $\Delta$	Configuração	$\Delta$ – Y <sub>N</sub>

### 6.2.3 Conjunto Sincronoscópio

O conjunto de sincronismo é composto de um voltímetro duplo, um medidor de defasagem digital e um frequencímetro duplo como pode ser visto na Figura 2.4. Com o auxílio deste conjunto, o operador tem as condições necessárias para proceder com a sincronização e o paralelismo (interligação) do grupo motor-gerador com a rede elétrica pode ser efetuada de forma segura.



Figura 6.4: Conjunto Sincronoscópio.

### 6.2.4 Painel de Controle e Acionamento

O painel de controle e acionamento é um armário de padrão industrial onde foram instalados todos os componentes responsáveis pela operação do sistema de geração do LACSPOT. Este painel comporta as contadoras de acionamento, relés, transformadores de

baixa potência, transdutores, conversores, controladores digitais, fontes e fusíveis. Na Figura 2.5 é ilustrado um esquema de projeto do painel de controle e uma fotografia do painel.

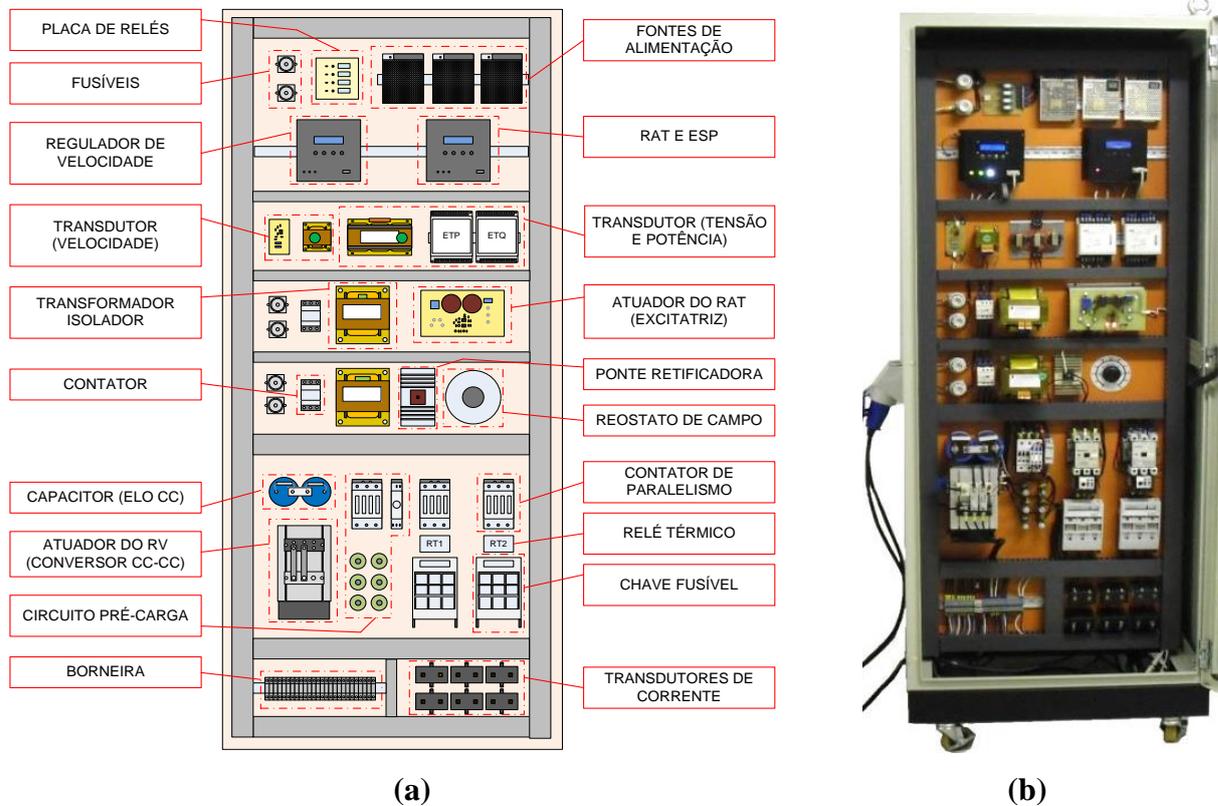


Figura 6.5: (a) *Layout* e (b) fotografia do painel de controle.

### 6.2.5 Interface Homem Máquina

A operação do sistema micromáquina é auxiliada por meio de IHM's (interfaces homem máquina) desenvolvidas em ambiente LabVIEW e instaladas em um computador pessoal (PC). A comunicação entre o PC e os instrumentos do painel de controle que atuam no sistema de geração é realizada através de canais de comunicação serial. Dentre as interfaces existentes, a IHM que opera o RAT digital desenvolvido neste trabalho dispõe de um conjunto de chaves para enviar comandos diretamente ao instrumento e de mostradores gráficos e numéricos para exibir diversos parâmetros durante operação, como pode ser visto na Figura 6.6.

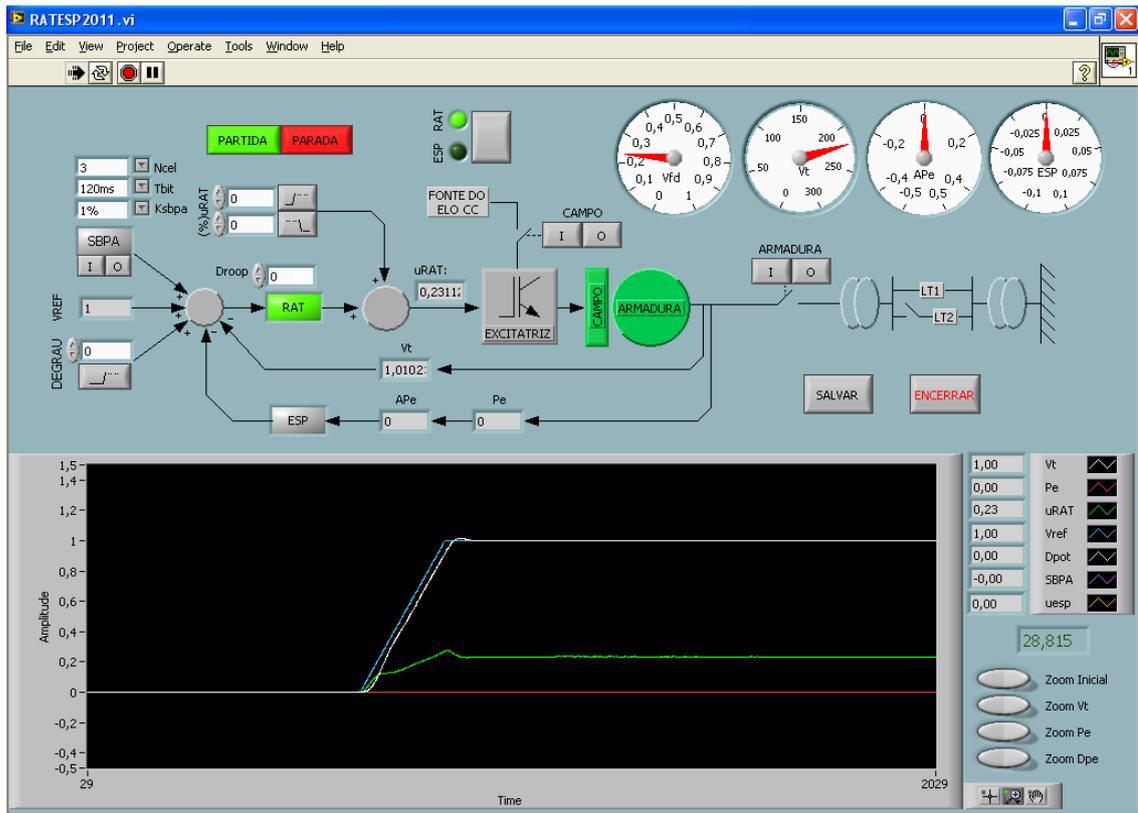
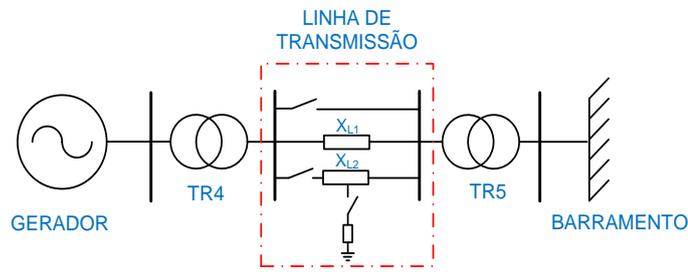


Figura 6.6: IHM do RAT e do ESP.

## 6.2.6 Painel da Linha de Transmissão

O painel da Linha de Transmissão é utilizado para simular a reatância indutiva de uma linha de transmissão real. Este painel comporta um conjunto de indutores de 1mH arranjados em dois blocos, onde cada bloco representa um ramo de uma linha de transmissão trifásica. O acionamento destes blocos é feito por contactoras que permitem a realização de ensaios de “perda de linha”, religação de linha, faltas leves e da substituição da linha por ligação direta (também conhecido como *Bypass*) entre os transformadores isoladores. A Figura 6.7 ilustra o Diagrama Unifilar e o Painel deste simulador.



(a)



(b)

Figura 6.7: (a) Diagrama Unifilar e (b) Painel da Linha de Transmissão.

### 6.3 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os principais componentes que formam o LACSPOT e a importância que este laboratório representa para o ensino e para a pesquisa na comunidade científica. Os trabalhos realizados no LACSPOT deixaram valiosas contribuições, desde produções científicas até produções instrumentais para equipar o laboratório.

## 7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

### 7.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentados os resultados dos testes experimentais desenvolvido no sistema de potência de escala reduzida de 10 kVA. Na Figura 7.1, é ilustrado um diagrama de bloco representativo da implementação do ESP digital no sistema de controle do gerador.

Para a realização dos testes, é aplicada uma perturbação, do tipo pulso de 0,07 pu e 100 ms de duração, no somador localizado na entrada do RAT. Os testes são realizados para uma situação sem o estabilizador, com o ESP local, com o ESP robusto intervalar central e, por fim, com o ESP robusto intervalar otimizado.

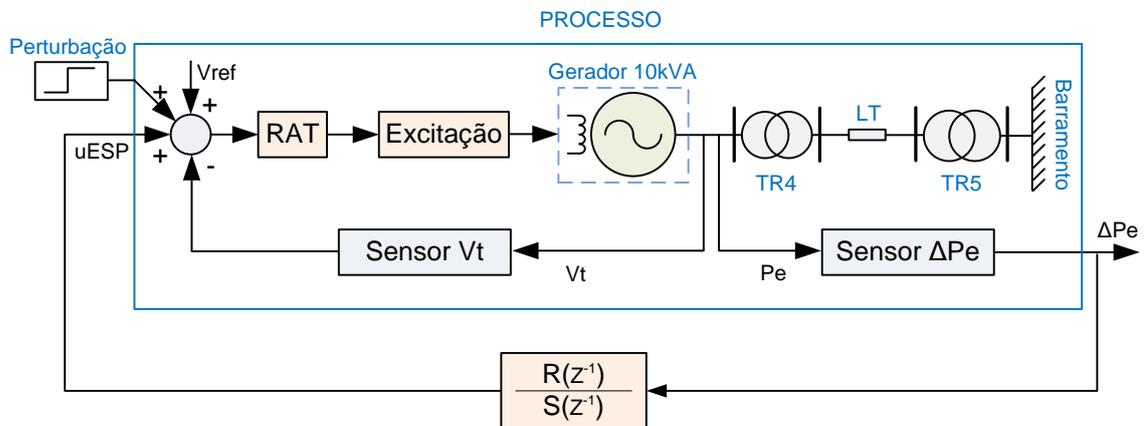


Figura 7.1 Diagrama de bloco dos testes experimentais realizado no sistema de geração.

### 7.2 Testes Experimentais

Os ensaios realizados a fim de comparar o desempenho dos ESP's digitais são realizados para todos os pontos de operação no intervalo de 0,1 a 0,7 pu de potência. Entretanto, para fins de simplificação do trabalho, são apresentados apenas cinco resultados experimentais realizado no sistema de potência.

Para o primeiro ensaio, é selecionado o ponto de operação  $(P, Q) = (0,1, 0,0) pu$  onde o registro da forma de onda do desvio da potência ativa para um pulso de 7% na entrada de perturbação é ilustrado na Figura 7.2. Observa-se que o ESP robusto intervalar otimizado é superior aos outros ESP's quanto ao amortecimento da oscilação no sinal de potência.

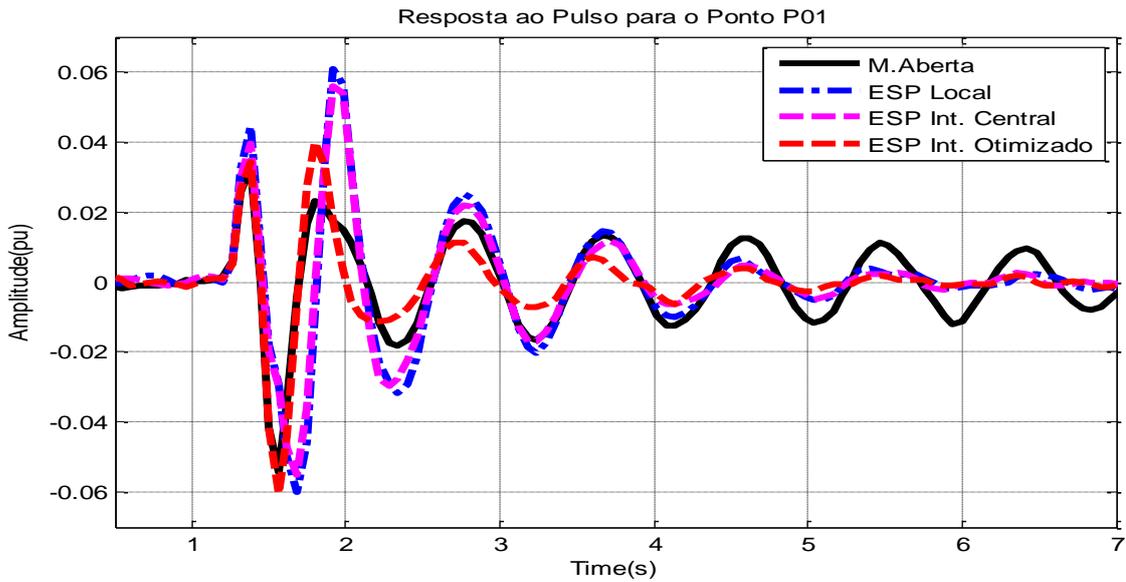


Figura 7.2 Curva de resposta ao pulso para o ponto de operação  $(P, Q) = (0,1, 0,0) pu$ .

O segundo ensaio é realizado no ponto de operação correspondente a  $(P, Q) = (0,2, 0,0) pu$ . Novamente, obtêm-se um resultado superior para o ESP robusto intervalar otimizado, conforme pode ser observado na Figura 7.3.

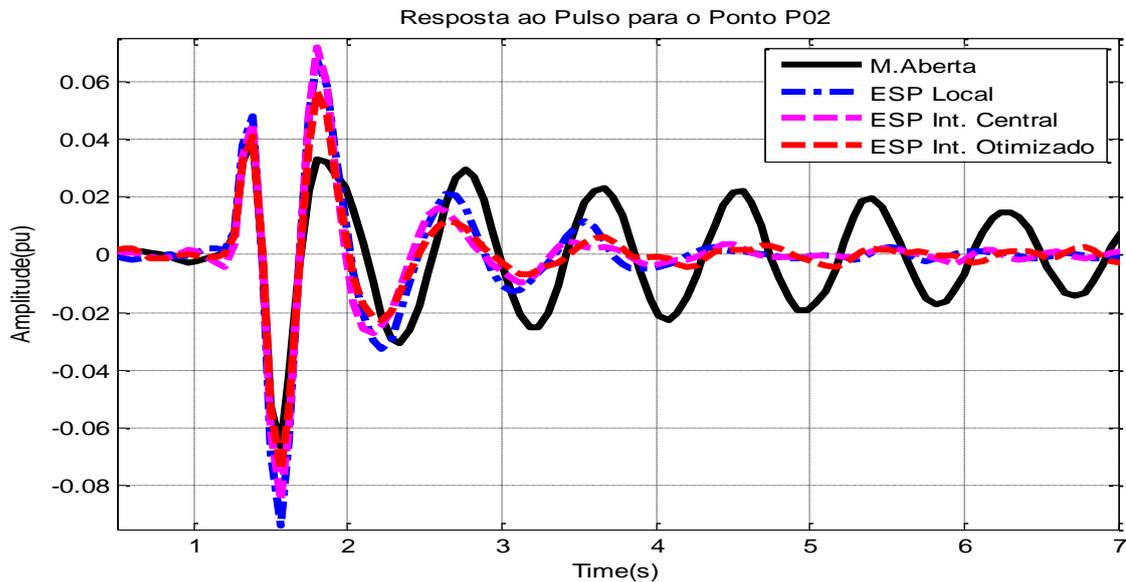


Figura 7.3 Curva de resposta ao pulso para o ponto de operação  $(P, Q) = (0,2, 0,0) pu$ .

No terceiro ensaio, realizado no ponto de operação  $(P, Q) = (0,4, 0,0) pu$ , o ESP local apresenta um desempenho bastante semelhante aos ESP's robustos. Este resultado é provocado devido o ESP local ser projetado para operar neste ponto de operação. Entretanto,

o ESP robusto otimizado continua sendo superior aos outros ESP's. A Figura 7.4 ilustra a resposta ao pulso para este ponto de operação.

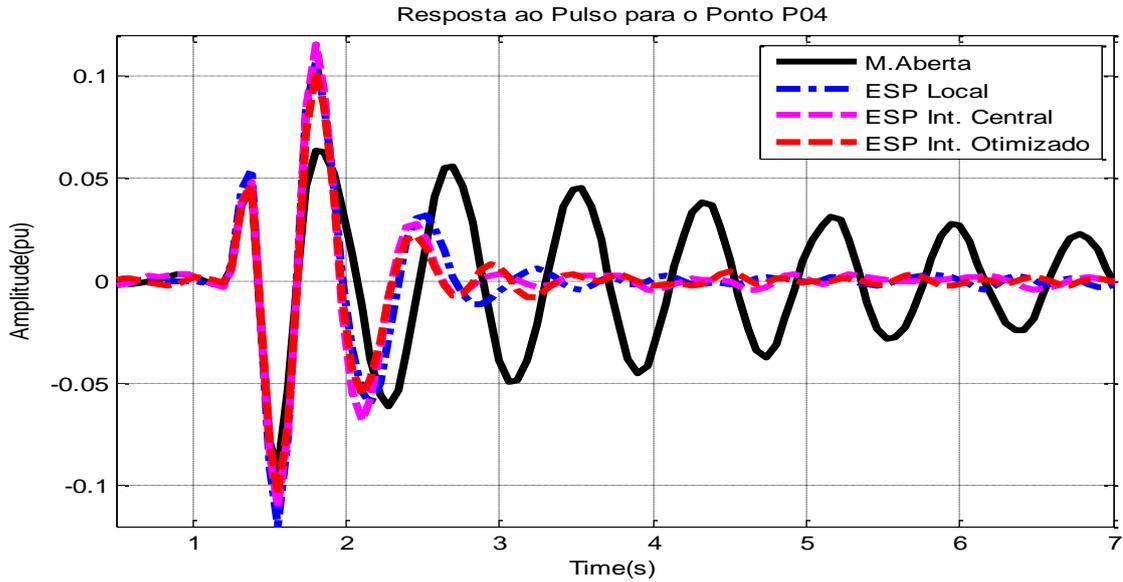


Figura 7.4 Curva de resposta ao pulso para o ponto de operação  $(P, Q) = (0,4, 0,0) pu$ .

No quarto ensaio, alterou-se o ponto de operação para  $(P, Q) = (0,6, 0,0) pu$ . Neste ponto de operação, os ESP's local e central apresentam um bom desempenho comparado com o ESP' otimizado. Na Figura 7.5, é ilustrada a resposta ao pulso para este ponto de operação.

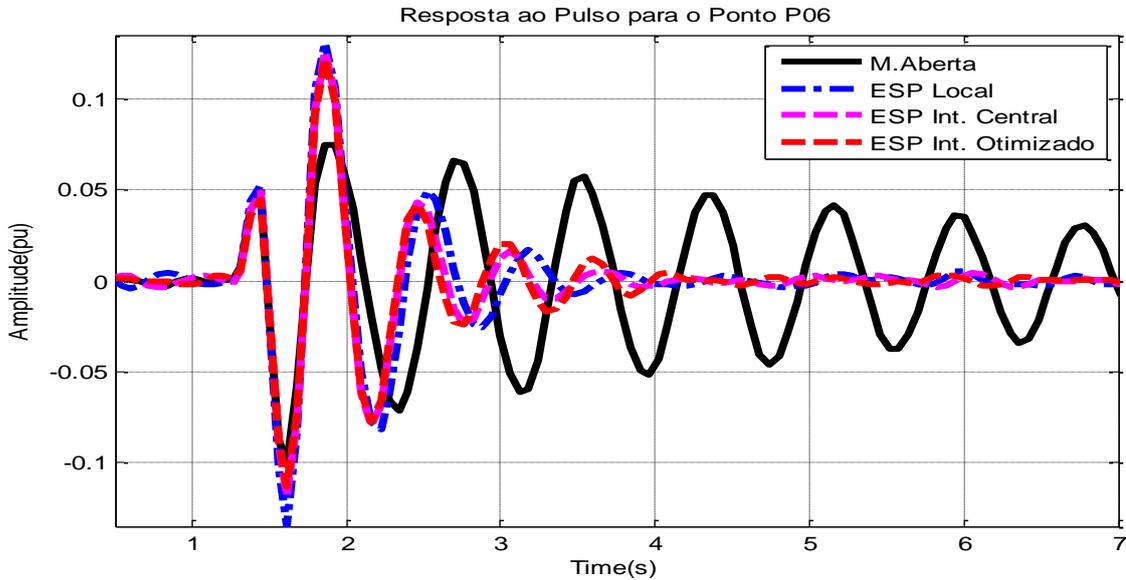


Figura 7.5 Curva de resposta ao pulso para o ponto de  $(P, Q) = (0,6, 0,0) pu$ .

Por fim, no quinto ensaio, realizado no ponto máximo de geração  $(P, Q) = (0,7, 0,0) pu$ , o ESP robusto otimizado apresenta um desempenho superior aos outros ESP's, como pode ser observado na Figura 7.6.

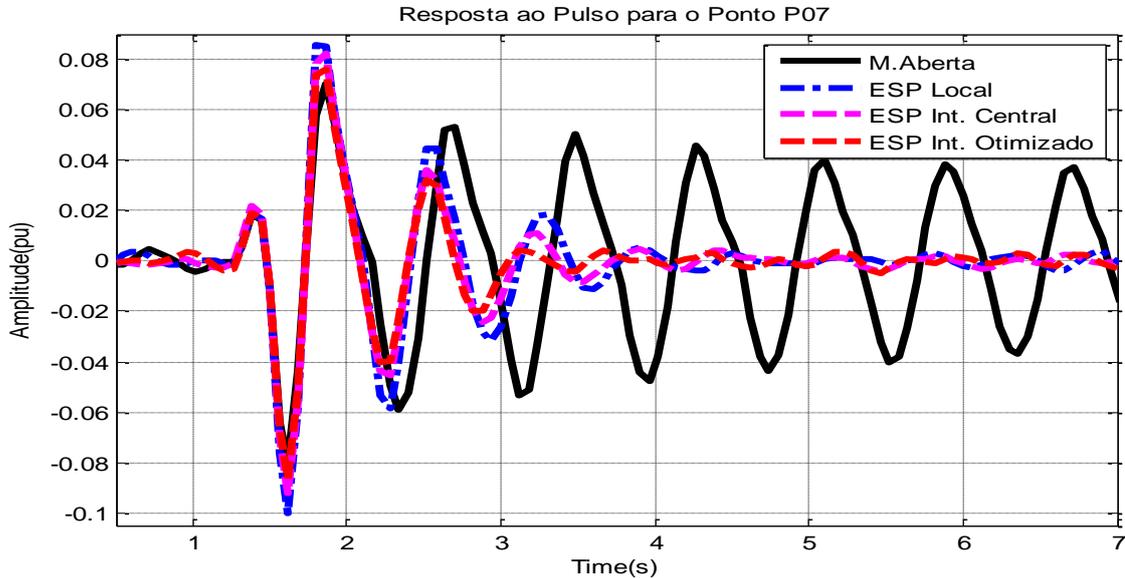


Figura 7.6 Curva de resposta ao pulso para o ponto de  $(P, Q) = (0,7, 0,0) pu$ .

Para analisar o custo benefício dos controladores implementados, é calculada a função custo, segundo o critério da integral do erro quadrático ISE (“*Integral square error*”), conforme a Equação (7.1). O índice ISE é calculado tanto para o desvio de potência ativa quanto para o esforço de controle dos ESP's.

$$J_{ISE} = \int_0^t e^2(t) dt \quad (7.1)$$

Na Figura 7.7, são apresentados os valores do ISE para o desvio de potência ativa ( $dPe$ ), em relação a cada ponto de operação em que são realizados os ensaios de perturbação do tipo pulso. Na figura, observa-se que em todos os pontos o valor do ISE para o ESP robusto otimizado é sempre menor que os outros ESP's, comprovando, assim, que o ESP robusto intervalar otimizado tem melhor desempenho no amortecimento das oscilações eletromecânicas do sistema.

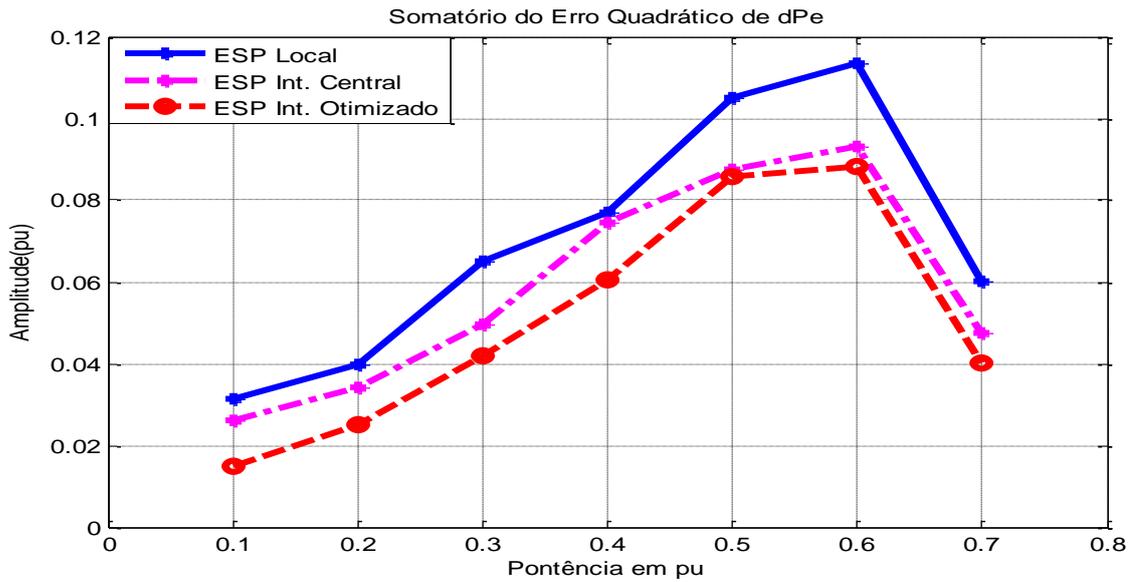


Figura 7.7 Curva da função custo para sinal de desvio de potência elétrica.

Na Figura 7.8, são apresentados os correspondentes valores dos ISE's calculados para o sinal de controle ( $Ue$ ) dos ESP's, em relação a cada ponto de operação. Observa-se que em alguns pontos de operação, o ISE para o ESP robusto otimizado é superior aos outros ESP's. Este resultado é devido à necessidade de uma ação de controle do ESP robusto otimizado maior para obter um amortecimento nas oscilações eletromecânica superior. Portanto, uma vez que o interesse principal é obter um melhor amortecimento, o custo pago pela ação de controle do ESP otimizado é totalmente justificado.

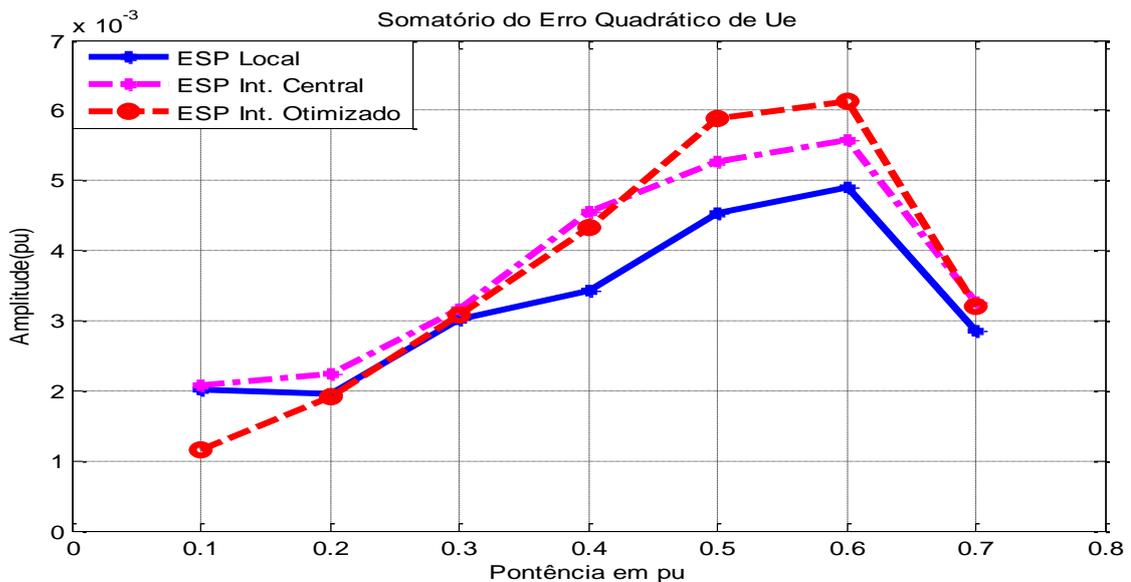


Figura 7.8 Curva da função custo para sinal de controle dos ESP's.

### **7.3 Conclusão**

Neste capítulo, são apresentados os resultados experimentais realizados no sistema de geração conectado a rede elétrica. Os estabilizadores de sistema de potência projetados apresentam desempenho satisfatório para todos os ensaios realizados para diferentes pontos de operações submetidos ao sistema. Entretanto, com a mudança do ponto de operação do sistema, o ESP local perdeu desempenho. Todavia, o ESP robusto central apresentou desempenho superior ao ESP local quanto ao amortecimento das oscilações eletromecânicas. Por fim, com a implementação do ESP otimizado robusto, o problema de fragilidade do controlador intervalar é diminuído bastante, pois o mesmo alcançou desempenho superior ao ESP central.

## 8 CONCLUSÃO

### 8.1 Considerações Finais

Neste trabalho, são apresentados o projeto e os testes experimentais de um estabilizador de sistema de potência sintonizado a partir da teoria de análise intervalar. Os testes são realizados em um sistema de geração de 10kVA conectado à rede elétrica local.

Os modelos matemáticos representativos do comportamento dinâmico dos modos poucos amortecidos do sistema, necessários para o projeto dos controladores, são estimados a partir de métodos de identificação não paramétrica do tipo caixa preta. O método utilizado gerou modelos AXR de 6ª ordem com boa relação custo-benefício quando comparado com outras ordens de modelo. Ainda, o modelo selecionado conseguiu apresentar, de forma satisfatória, as oscilações eletromecânicas nos sinais de potência provocadas pelos distúrbios no sistema de geração.

O ESP intervalar robusto é otimizado em duas etapas, com o objetivo de diminuir sua fragilidade diante de pequenas variações nos parâmetros tanto do controlador quanto da planta. A primeira etapa refere-se ao ESP central e a segunda é relativa ao ESP intervalar otimizado obtido a partir de algoritmo de otimização que visa obter o máximo desvio nos coeficientes do controlador sem perda de desempenho em malha fechada. Os testes experimentais mostraram que o desempenho do ESP otimizado, diante das oscilações eletromecânicas, é superior ao ESP central que, por sua vez, é superior ao ESP local, o qual é projetado para um ponto de operação específico do sistema de potência. A função custo, baseada no somatório de erro quadrático, é utilizada para mostrar a eficiência do ESP intervalar otimizado diante aos outros ESP's.

Por fim, fica comprovado a vantagem da técnica de controle robusto paramétrico baseado em análise intervalar aplicado em estabilizadores de sistema de potência, que até o conhecimento dos pesquisadores, ainda não foi utilizada para aplicação nesta área específica de sistema de potência. Portanto, sendo uma das principais contribuições desta dissertação.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Aguirre, L.A.– **Introdução à Identificação de Sistemas: Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais** – Editora UFMG, Belo Horizonte, 2ª edição 2004.
- Anderson, P. M.; Fouad, A. A. – **Power System Control and Stability** – The Iowa State University Press, U.S.A., 1977.
- Aragon, L. D. G. - **Proposta de um Regulador de Velocidade Digital para a Usina Hidroelétrica de Curúa-Una** - Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Pará, Brasil, 2011.
- Araújo, G. A. L. - **Desenvolvimento e Implementação de Reguladores Digitais de Tensão e de Velocidade em um Gerador Síncrono** - Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Pará, Brasil, 2001.
- Arrilaga, J.; Arnold, C. P.; Harker, B.J. – **Computer Modeling of Electrical Power Systems** - John Wiley & Sons Ltd, 1983.
- Åstrom, K.J. & Wittenmark, B. - **Computer Controlled Systems: Theory and Design** - Prentice-Hall, 1997.
- Barra, W. – **Estratégias Neuro-Fuzzy Adaptativas aplicadas ao Controle de Sistemas de Potência** - Tese de Doutorado PPGEE - UFPA, Belém, PA, Brazil. 2001.
- Barbi, I. – **Eletrônica de Potência** - Edição do Autor, 6ª edição, 2006.
- Barreiros, J.A.L. – **A Pole-Shifting Self Tuning Power System Stabilizer** – MSc Thesis, UMIST, Manchester, 1989.
- Bin, E. – **Máquinas Elétricas e Acionamento** – Editora Campus, 2009.

- Campos, B.M. - **Controle Digital e Fuzzy do Regulador de Tensão de um Sistema Micro- Gerador de Energia Elétrica** - Trabalho de Conclusão de Curso. Universidade Federal do Pará, 2003.
- Cheng, S.; Chow, Y.S.; Malik, O.P. & Hope, G.S. – **An Adaptive Synchronous Machine Stabilizer** in IEEE Transactions on Power Systems, v. PWRS-1, n. 3, Agosto 1986.
- Coelho, A. A. R. Coelho, L. Dos S. - **Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares** – Editora da UFSC. Florianópolis. 2004.
- Costa, C. A.; Carvalho Jr., F.; Nascimento Filho, P. S.; Moraes, A. R. B.; Costa Jr., F. J.; Faria, F. P. ; Barra Jr., W. **Sintonia de Controladores PID pelos Métodos de Ziegler-Nichols e Resposta em Frequência para a Regulação de Velocidade de um Sistema de Geração em Escala Reduzida de 10 kVA.** In: XIX Congresso Brasileiro de Automática, 2012, Campina Grande. Anais XIX Congresso Brasileiro de Automática, 2012.
- Costa, C. A.; Costa Jr., F. J.; Barra Jr., W.; Barreiros, J. A. L.; Gomes, M. C. M. **Controle Robusto com Incerteza Paramétrica para um Estabilizador de Sistema de Potência Implementado em um Sistema de Geração de 10 kVA.** In: XI Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente, 2013, Fortaleza. XI Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente, 2013.
- Costa, C. A.; Nascimento Filho, P. S.; Moraes, A. R. B.; Barra Jr., W. ; Nunes, M. V. A. **Estratégia de Controle Digital Aplicada em PLL Trifásico para Sincronização Eficiente de Conversores Estáticos Utilizados em Sistemas de Geração de Energia.** In: XIX Congresso Brasileiro de Automática, 2012, Campina Grande. Anais XIX Congresso Brasileiro de Automática, 2012.
- Costa Jr., F. J.; Costa, C. A.; Moraes, A. R. B. ; Barra Jr., W. ; Nunes, M. V. A.; Moreira, D. **C. Projeto e Implementação da Instrumentação para Medição do Ângulo de Carga de um Gerador Síncrono.** In: XXII Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, 2013, Brasília. XXII Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, 2013.

- Dandeno, P.L.; Karas, A.N.; McClymont, K.R. & Watson, W. – **Effect of High-Speed Rectifier Excitation Systems on Generator Stability Limits** – *IEEE Trans.*, Vol. PAS-87, pp. 190-201, Janeiro 1968.
- Demello, F. P.; Concordia, C. – **Concepts of Synchronous Machine Stability as Effected by Excitation Control** – *IEEE Trans.*, Vol. 88, pp. 316-329, New York 1969.
- Dorf, R. C. – **The Electrical Engineering Handbook** – CRC Press, 2ª Edição, 1997.
- Fadali, M. S.; A. Visioli. **Digital Control Engineering: Analysis and Design**, Academic Press, 2009.
- Faria, F. P.; Moraes, A. R. B.; Nascimento Filho, P. S.; Costa, C. A.; Sousa, M. R.; Costa Jr., F. J.; Carvalho Jr., F.; Barra Jr., W. **Modernização da Instrumentação para Controle e Acionamento de um Sistema de Geração em Escala Reduzida**. In: XIX Congresso Brasileiro de Automática, 2012, Campina Grande. Anais XIX Congresso Brasileiro de Automática, 2012.
- Gomes, M. C. M. - **Implementação e testes de campo de um ESP digital** - Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Pará, Brasil, 2010.
- Horowitz, P. & Hill, W. – **The Art of Electronics** – Cambridge University Press, New York, U.S.A., 2ª Edition, 1989.
- Kimbark, E. W. – **Power System Stability: Synchronous Machines** – Dover Publications, Inc., New York, U.S.A., 1956.
- Klein, M.; Rogers, G.J. & Kundur, P. - **A Fundamental Study of Inter-area Oscillations in Power Systems** – *IEEE Transactions on Power Systems*, v.6, n.3, Agosto, 1991.
- Kundur, P. – **Power System Stability and Control** – McGraw-Hill, 1994.

- Landau, I.D. & Zito, G. - **Digital Control Systems: Design, Identification and Implementation** – Springer, 2006.
- Lordelo, A. & Ferreira, P. – **Interval Analysis and Design of Robust Pole Assignment Design**. Las Vergas, s.n, 2002
- Mamede, J. Filho – **Instalações Elétricas Industriais** – LTC, Sétima edição, 2007.
- Moraes, A. R. B.; Da Silva, E. N. V. – **Modernização do Sistema de Regulação de Tensão e de Velocidade de um Grupo Gerador de 10kva** – Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade Federal do Pará, Brasil, 2008.
- Moraes, A. R.; Gomes M. C. M; Nogueira, F. G.; Barra, W. Jr; Da Costa C. T. Jr.; Barreiros, J. A. L; Nascimento F., P. S. - **Projeto e Implementação de um Estabilizador de Sistema de Potência Digital aplicado em uma Unidade Geradora da Usina Hidrelétrica de Tucuruí** – SBSE, Belém-Pará, 2010.
- Moraes, A. R. B.; Nascimento Filho, P. S.; Costa, C. A.; Costa Jr., F. J.; Barra Jr., W.; Barreiros, J. A. L.; Costa Jr., C. T. Projeto e Desenvolvimento de um Estabilizador Digital para Sistemas de Potência em um Sistema de Geração de 10 kVA. In: X Latin-American Congress on Electric Power Generation, Transmission and Distribution - CLAGTEE, 2013, Viña del Mar.
- Moraes, A. R. B.; Nascimento Filho, P. S.; Costa, C. A.; Costa Jr., F. J.; Barra Jr., W.; Barreiros, J. A. L.; Costa Jr., C. T. Estratégia de Controle Digital aplicada na Regulação de Tensão de um Sistema de Geração de 10 kVA. In: X Latin-American Congress on Electric Power Generation, Transmission and Distribution - CLAGTEE, 2013, Viña del Mar.
- Moutinho, M. N. - **Metodologias experimentais em identificação paramétrica, controle digital e fuzzy aplicadas a um gerador síncrono** – Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Pará, Brasil, 2007.

- Nascimento, P. S. Filho - **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** – Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Pará, Brasil, 2011.
- Nascimento Filho, P. S.; Abreu, T.; Costa, C. A.; Barra Jr., W. Projetos de Controladores Digitais Através de Técnicas de Alocação Polinomial de Polos e de Alocação de Polos Utilizando Realimentação de Estado. In: XIX Congresso Brasileiro de Automática, 2012, Campina Grande. Anais XIX Congresso Brasileiro de Automática, 2012.
- Natale, F. - **Automação Industrial** - Série brasileira de tecnologia (10ª edição), Editora Érica, 2005.
- Neumaier, A. – **Interval Methods for Systems of Equations**, Cambridge University Press, Cambridge. 1990.
- Nise, N.S. - **Engenharia de Sistemas de Controle** – LTC, 3ª edição, 2002.
- Nogueira, F.G. – **Desenvolvimento de um Estabilizador de Sistemas de Potência Via Malha de Velocidade Aplicado à uma Unidade Geradora da UTE de Santana** – Dissertação de Mestrado, UFPA, Belém, 2008.
- Nogueira, F.G. – **Investigação Experimental de Estratégia de Identificação e Controle LPV Aplicadas ao Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas em Sistema de Potência**. – Tese de Doutorado, UFPA, Belém, 2012.
- Oettli, W. – **On the Solution of a Linear System With Inaccurate Coefficients**, *SIAM Journal of Numerical Analysis* 2: 115-118, 1965.
- Oettli, W.; Prager, W. – **Compatibility of Approximate Solution of Linear Equation With Given Error Bounds for Coefficients and Right-Hand Sides**, *Numer. Math* 6: 405-409, 1964.
- Ogata, K.– **Engenharia de Controle Moderno** – Prentice Hall, 4ª edição, 2003.

- Paraskevopoulos, P.N. – **Digital Control Systems** – Prentice Hall, 1996.
- Pertence, A. Júnior – **Amplificadores Operacionais e filtros ativos** – McGraw –Hill, 2ª edição, 1988.
- Prado, M. L. M. e Ferreira, P. A. V. - Realimentação de estados robusta para sistemas com incertezas estruturadas via análise intervalar, Congresso Brasileiro de Automatica, 2004.
- Prado, M. L. M., Lordelo, A. D. S. e Ferreira, P. A. V. - Robust Pole Assignment by StateFeedback Control Using Interval Analysis, 16 World IFAC, 2005.
- Prado, M. L. M. P –**Controle Robusto por Alocação de Polos via Análise Intervalar Modal** – Tese de Doutorado. Campinas, SP: [s.n.], 2006.
- Risuenho, J.R.R. - **Desenvolvimento de Um Estabilizador Digital de Sistemas de Potência para Testes em Unidades Geradoras da UHE de Tucuruí** - Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Pará, Brasil, 2005.
- Robak, S. – **Robust SVC Controller Design and Analysis for Uncertain Power Systems** – *Control Engineering Practice*, vol. 17, pp 1280-1290, 2009.
- Rohn, J. – **Inner Solutions of Linear Interval Equations**, Lecture Notes in Computer Science 212: 157-158, 1986.
- Rohn, J. – **Systems of Linear Interval Equations**, Linear Algebra and Applications 126: 39-78, 1989.
- Rogers, G. J.- **Power System Oscillations** - Kluwer Academic Publishers Group, 2000.
- Rogers, G. J. - **The Application of Power System Stabilizers to a Multigenerator Plant** – IEEE Transactions on Power Systems, v. 15, v. 1, 2000.

Sauer, P. W. & Pai, M. A. – **Power System Dynamics and Stability** - Prentice Hall, 1998.

Saadat, H. – **Power System Analysis** - McGraw-Hill Series in Electrical and Computer Engineering, 2002.

Sedra, A. S.; Smith, K. C. - **Microeletrônica** – Makron Books ,4º Ed, 2000.

Venayagamoorthy, G.K.; Harley, R.G.; Wunsch, D.C. – **Implementation of Adaptive Critic-Based Neurocontrollers for Turbogenerators in a Multimachine Power System** – IEEE Trans., Vol. 14, N° 5, Setembro, 2003.

Watson, W. & Manchur, G. – **Experience With Supplementary Damping Signals for Generator Static Excitation Systems**– *IEEE Trans.*, Vol. PAS-92, pp. 199-203, Janeiro/Fevereiro 1973.

Heffron, W. G.; Phillips, R. A. –**Effect of Modern Amplidyne Voltage Regulators on Underexcited Operation of Large Turbine Generators**– *AIEE Trans.*, (*Power Apparatus and Systems*), Vol. 71, pp. 692-697, August, 1952.

