

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

PROJETO DE ESTABILIZADORES DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA  
UTILIZANDO CONTROLE DE VARIÂNCIA MÍNIMA NO ESPAÇO DE ESTADOS

LUÍS AUGUSTO MESQUITA DE CASTRO

DM: 03/2018

UFPA/ITEC/PPGEE  
CAMPUS UNIVERSITÁRIO DO GUAMÁ  
BELÉM – PARÁ – BRASIL  
2018



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

LUÍS AUGUSTO MESQUITA DE CASTRO

PROJETO DE ESTABILIZADORES DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA  
UTILIZANDO CONTROLE DE VARIÂNCIA MÍNIMA NO ESPAÇO DE ESTADOS

DM: 03/2018

UFPA/ITEC/PPGEE  
CAMPUS UNIVERSITÁRIO DO GUAMÁ  
BELÉM – PARÁ – BRASIL  
2018

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

LUÍS AUGUSTO MESQUITA DE CASTRO

PROJETO DE ESTABILIZADORES DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA  
UTILIZANDO CONTROLE DE VARIÂNCIA MÍNIMA NO ESPAÇO DE ESTADOS

Dissertação submetida à Banca Examinadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da UFPA para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica na área de Sistemas de Energia.

UFPA/ITEC/PPGEE  
CAMPUS UNIVERSITÁRIO DO GUAMÁ  
BELÉM – PARÁ – BRASIL  
2018

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)  
Sistema de Bibliotecas da Universidade Federal do Pará  
Gerada automaticamente pelo módulo Ficat, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

- C355p Castro, Luís Augusto Mesquita de  
Projeto de Estabilizadores de Sistemas Elétricos de Potência utilizando Controle Preditivo de Variância Mínima no Espaço de Estados / Luís Augusto Mesquita de Castro. - 2018.  
100 f. : il. color.
- Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE), Instituto de Tecnologia, Universidade Federal do Pará, Belém, 2018.  
Orientação: Prof. Dr. Antonio da Silva Silveira  
Coorientação: Profa. Dra. Rejane de Barros Araújo.
1. Estabilidade de Sistemas Elétricos de Potência. 2. Estabilizadores de Sistemas de Potência. 3. Oscilações Eletromecânicas. 4. Controle Preditivo. 5. Variância Mínima Generalizada no Espaço de Estados. I. Silveira, Antonio da Silva. *orient.* II. Título
- 

CDD 621.3191

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

PROJETO DE ESTABILIZADORES DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA  
UTILIZANDO CONTROLE DE VARIÂNCIA MÍNIMA NO ESPAÇO DE ESTADOS


AUTOR: LUÍS AUGUSTO MESQUITA DE CASTRO

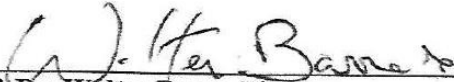
DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA À AVALIAÇÃO DA BANCA  
EXAMINADORA APROVADA PELO COLEGIADO DO PROGRAMA DE PÓS-  
GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO  
PARÁ E JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA NA ÁREA DE SISTEMAS DE ENERGIA

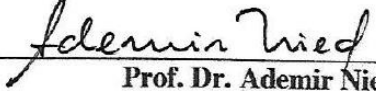
APROVADA EM: 24/01/2018

BANCA EXAMINADORA:

  
\_\_\_\_\_  
**Prof. Dr. Antônio da Silva Silveira**  
(Orientador – PPGEE/UFPA)

  
\_\_\_\_\_  
**Prof.ª Dr.ª Rejane de Barros Araújo**  
(Co-Orientadora – IFPA)

  
\_\_\_\_\_  
**Prof. Dr. Walter Barra Júnior**  
(Avaliador Interno – PPGEE/UFPA)

  
\_\_\_\_\_  
**Prof. Dr. Ademir Nied**  
(Avaliador Externo – UDESC)

VISTO:

\_\_\_\_\_  
**Profa. Dra. Maria Emília de Lima Tostes**  
(COORDENADORA DO PPGEE/ITEC/UFPA)

Para meus queridos pais, **Ana Maria** e **Severino Luis**, por serem os maiores responsáveis por quem eu sou hoje, estando sempre presentes nos bons e maus momentos da minha vida. Obrigado pai! Obrigado mãe!

## AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus (seja Ele qual for), que nos concede o dom da vida e a capacidade de aprender um pouco mais todos os dias.

Agradeço ao meu orientador e professor Antonio da Silva Silveira e a minha coorientadora e professora Rejane de Barros Araújo, pela confiança e dedicação depositadas nesse trabalho, além da paciência ao transmitir seus conhecimentos que contribuíram na minha formação acadêmica e profissional.

Agradeço ao meu professor André Maurício Damasceno Ferreira e ao meu amigo Vinícius Pompeu Vicente, pela disposição em sempre ajudar, pelos seus ensinamentos e suas inúmeras sugestões sempre valiosas, as quais eu guardo até hoje na memória.

À minha família, em especial aos meus pais, Ana Maria Mesquita de Castro e Severino Luis de Castro, pelo amor e apoio incondicional por toda a minha vida.

Aos professores do Curso de Engenharia de Controle e Automação do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia do Pará (IFPA), especialmente aos professores Raimundo Nonato das Mercês Machado e Luís Carlos Macedo Blasques.

Aos professores do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pará (UFPA), especialmente ao professor Walter Barra Junior.

Aos graduandos, mestrandos e doutorandos vinculados ao Laboratório de Controle e Sistemas (LACOS), em especial aos amigos Gustavo Freire de Moura Claude, Haroldo Martins Ramos Filho, Leiliane Borges Cunha, Mauro Gomes da Silva, Bruno Gomes Dutra, Tarcisio Carlos Farias Pinheiro, Anderson de França Silva, Maryson da Silva Araújo, Carlos Eduardo Durans Nogueira e Gabriela Souza de Amorim, pela convivência e contribuição direta na conclusão de mais uma etapa importante da minha vida.

Aos meus amigos de infância, trabalho, faculdade e mestrado, cuja amizade jamais será esquecida, por partilharem suas histórias e tempo comigo e tornarem os meus dias mais agradáveis.



Seja humilde sempre.

Pai

Não faz mais do que a tua obrigação.

Mãe

Queijo é a isca, porque eu vou lidar com vários ratos.

Emicida

Do mal será queimada a semente, o amor será eterno novamente.

Nelson Cavaquinho

Na vida a gente tem que entender que um nasce pra sofrer enquanto o outro ri.

Tim Maia

O mundo é um moinho, vai triturar teus sonhos, tão mesquinho, vai reduzir as ilusões a pó.

Cartola

## RESUMO

A utilização de estabilizadores de sistemas elétricos de potência é imprescindível para uma operação confiável de sistemas elétricos de grande porte. A maior parte dos estabilizadores atualmente em operação é projetada por meio de técnicas de controle clássico, utilizando modelos linearizados do sistema elétrico. Embora este tipo de estabilizador apresente desempenho satisfatório para o amortecimento das oscilações eletromecânicas inerentes ao sistema de potência, muitos estudos confirmam que a utilização de técnicas de controle adaptativo, preditivo, robusto e inteligente para a síntese da lei de controle nesses estabilizadores pode produzir resultados ainda melhores.

Neste trabalho é investigado o desempenho de uma estratégia de controle preditivo, do tipo variância mínima, representada em espaço de estados, GMVSS, aplicada ao amortecimento de oscilações eletromecânicas em sistemas de potência interligados. O procedimento de projeto se baseia na premissa de que a estrutura do controlador é herdada do modelo de projeto, onde variáveis de estado estimadas, entram na síntese de uma lei de controle por realimentação de estados estimados. A complexidade da estrutura do controlador é então ditada pela complexidade do modelo de projeto. Este procedimento difere do original, GMV, via funções de transferência, todavia fornece os mesmos resultados. A contribuição mais significativa de tal estratégia é a simplicidade de projeto devido à ausência da equação Diofantina no procedimento. A equação Diofantina é resolvida indiretamente e de maneira natural pela própria formulação do problema, a partir do filtro de Kalman obtido de uma representação ARMAX no espaço de estados.

Por fim, a lei de controle sintetizada é aplicada ao sistema não linear por meio de simulações numéricas que utilizam modelos não lineares do sistema, avaliando-se as características de robustez e desempenho do controlador proposto via funções de sensibilidade, diagrama de Nyquist, mapa de polos e zeros e índices de desempenho para toda a faixa de operação. Os resultados mostram que o estabilizador preditivo é capaz de contribuir positivamente para o amortecimento dos modos de oscilação mais problemáticos, aumentando assim os limites de estabilidade do sistema de potência.

**Palavras-chave:** Estabilidade de sistemas elétricos de potência. Estabilizadores de sistemas de potência. Oscilações eletromecânicas. Controle preditivo. Variância mínima generalizada no espaço de estados. Análise de robustez.

## DESIGN OF POWER SYSTEM STABILIZERS USING MINIMUM VARIANCE CONTROL IN THE STATE SPACE

### ABSTRACT

The use of power system stabilizers is essential for reliable operation of large electrical systems. Most stabilizers in operation are designed using classical control techniques based on linearized power systems models. Although this type of stabilizer presents satisfactory performance for the damping of oscillations inherent in the power system, many studies show that use of adaptive and intelligent control techniques for the synthesis of the control law in these stabilizers can produce even better results.

In this work it is investigated the performance of a predictive control strategy, of the minimum variance control type in the state space, GMVSS, applied to the damping of electromechanical oscillations in interconnected power systems. The design procedure is based on the premise that the controller structure is inherited from the design model, where estimated state variables, come into play in the synthesis of a state feedback control law. The complexity of the controller structure is then dictated by the complexity of the design model. This procedure differs from the original transfer function method, GMV, however matching exactly the same results. The most significant contribution of such a strategy is the simplicity of design due to the absence of the Diophantine equation in the procedure. The Diophantine equation is indirectly solved in a natural way by the problem formulation itself, from a Kalman filter obtained from an ARMAX state space representation.

Finally, the synthesized control law is applied to the nonlinear system by means of numerical simulations using nonlinear models of the system, evaluating the characteristics of robustness and performance of the proposed controller via sensitivity functions, Nyquist diagram, poles and zeros map and performance indexes for the entire operating range. The results show that the predictive stabilizer is able to contribute positively to the damping of the most problematic oscillation modes, thus increasing the stability limits of the power system.

**Keywords:** Power system stability. Power systems stabilizers. Electromechanical oscillations. Predictive control. Generalized minimum variance in the state space. Robustness analysis.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Diferentes causas de instabilidade em sistemas de potência.....	10
Figura 2.2 – Máquina síncrona ligada a um barramento infinito via impedância externa. ....	10
Figura 2.3 – Diagrama de blocos do modelo linearizado máquina síncrona – barramento infinito.....	11
Figura 2.4 – Sistema de excitação com excitatriz estática a tiristores.....	14
Figura 2.5 – Diagrama de blocos para a malha de controle do ESP. ....	16
Figura 2.6 – Diagrama de blocos para o ESP clássico. ....	16
Figura 3.1 – Diagrama de blocos básico de um sistema de controle digital. ....	22
Figura 3.2 – Diagrama de blocos de um controlador na topologia RST em malha fechada. ....	34
Figura 4.1 – PRBS gerado pelo registrador de deslocamento. ....	40
Figura 4.2 – Diagrama de Bode do sistema elétrico de potência. ....	40
Figura 4.3 – Sinais de entrada e saída coletados para um dado ponto de operação. ....	42
Figura 4.4 – Localização dos polos e zeros do modelo de 4ª ordem da planta. ....	44
Figura 4.5 – Resposta ao impulso do modelo de 4ª ordem da planta. ....	44
Figura 4.6 – Comparação entre a saída medida do sistema e a saída simulada do modelo.....	45
Figura 4.7 – Ângulo do rotor e saída do ESP para o caso 1 – teste a. ....	49
Figura 4.8 – Potência elétrica e tensão terminal para o caso 1 – teste a.....	50
Figura 4.9 – Ângulo do rotor e saída do ESP para o caso 1 – teste b.....	50
Figura 4.10 – Potência elétrica e tensão terminal para o caso 1 – teste b. ....	51
Figura 4.11 – Ângulo do rotor e saída do ESP para o caso 1 – teste c.....	51
Figura 4.12 – Potência elétrica e tensão terminal para o caso 1 – teste c.....	52
Figura 4.13 – Ângulo do rotor e saída do ESP para o caso 2 – teste a. ....	53
Figura 4.14 – Potência elétrica e tensão terminal para o caso 2 – teste a.....	53
Figura 4.15 – Ângulo do rotor e saída do ESP para o caso 2 – teste b.....	54
Figura 4.16 – Potência elétrica e tensão terminal para o caso 2 – teste b. ....	54
Figura 4.17 – Ângulo do rotor e saída do ESP para o caso 2 – teste c.....	55
Figura 4.18 – Potência elétrica e tensão terminal para o caso 2 – teste c.....	55
Figura 4.19 – Ângulo do rotor e saída do ESP preditivo para o caso 1 – teste c.....	58
Figura 4.20 – Resposta em frequência de malha aberta e malha fechada do sistema. ....	60
Figura 4.21 – Resposta em frequência das funções de sensibilidade do sistema de controle. ....	60
Figura 4.22 – Mapa de polos e zeros do sistema de controle com estabilizador convencional.....	61
Figura 4.23 – Mapa de polos e zeros do sistema de controle com estabilizador preditivo. ....	61
Figura 4.24 – Diagrama de Nyquist do sistema de controle.....	63

**LISTA DE TABELAS**

Tabela 1 – Somatório dos erros quadráticos para os modelos identificados. ....	42
Tabela 2 – Comparação dos modelos identificados. ....	43
Tabela 3 – Parâmetros identificados dos polinômios. ....	43
Tabela 4 – Polos e zeros calculados a partir dos polinômios identificados. ....	43
Tabela 5 – Características do modelo de 4ª ordem identificado. ....	45
Tabela 6 – Índices de desempenho calculados para os testes do Caso 1. ....	56
Tabela 7 – Índices de desempenho calculados para os testes do Caso 2. ....	57
Tabela 8 – Índices de desempenho globais calculados para o Caso 1 e Caso 2. ....	57
Tabela 9 – Índices de robustez calculados para o estabilizador convencional e preditivo. ....	59
Tabela 10 – Polos e zeros de malha fechada para o estabilizador convencional. ....	62
Tabela 11 – Polos e zeros de malha fechada para o estabilizador preditivo. ....	62
Tabela 12 – Rotina para controle de variância mínima no espaço de estados (esp_gmvss.m). ....	76
Tabela 13 – Rotina para análise de robutez via funções de sensibilidade (robustez_esp_preditivo.m). ....	78
Tabela 14 – Rotina para análise de robutez via diagrama de Nyquist (nyquist_esp_preditivo.m). ....	81
Tabela 15 – Rotina para transformar o controlador GMVSS para forma RST (gmvss_rst.m). ....	83

**LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS**

- ARX – *Auto-Regressive with eXogenous Input*
- ARMAX – *Auto-Regressive Moving Average with eXogenous Input*
- ESP – *Estabilizador de Sistema de Potência*
- FACTS – *Flexible AC Transmission Systems*
- GEP – *Generator, Excitation and Power system transfer function*
- GM – *Gain Margin*
- GMV – *Generalized Minimum Variance*
- GMVSS – *Generalized Minimum Variance in the State Space*
- IAE – *Integral Absolute Error*
- ISE – *Integral Squared Error*
- LGR – *Lugar Geométrico das Raízes*
- LPV – *Linear Parameter Varying*
- LTR – *Loop Transfer Recovery*
- LQG – *Linear Quadratic Gaussian*
- MBPC – *Model Based Predictive Control*
- MIMO – *Multiple Input Multiple Output*
- MQ – *Mínimos Quadrados*
- MQE – *Mínimos Quadrados Estendido*
- MV – *Minimum Variance*
- MVP – *Minimum Variance Predictor*
- PID – *Proporcional Integral Derivativo*
- PM – *Phase Margin*
- PRBS – *Pseudo Random Binary Signal*
- RAT – *Regulador Automático de Tensão*
- RLS – *Recursive Least Squares*
- SEP – *Sistema Elétrico de Potência*
- SISO – *Single Input Single Output*
- TVC – *Total Variation Control*
- UHPC – *Unrestricted Horizon Predictive Controller*
- ZOH – *Zero Order Hold*

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1 Justificativa do Trabalho .....	2
1.2 Revisão Bibliográfica.....	4
1.3 Objetivo da Pesquisa .....	6
1.4 Organização do Trabalho .....	7
<b>2 ESTABILIDADE DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA .....</b>	<b>8</b>
2.1 Introdução .....	8
2.2 Modos de Oscilação .....	12
2.3 Sistemas de Excitação e Reguladores Automáticos de Tensão.....	13
2.4 Estabilizadores de Sistemas de Potência.....	14
2.5 Modelagem Dinâmica do Sistema de Potência .....	17
2.6 Conclusão.....	21
<b>3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA EM CONTROLE .....</b>	<b>22</b>
3.1 Introdução .....	22
3.2 Modelagem de Sistemas Discretos.....	22
3.3 Conceitos Básicos sobre Identificação de Sistemas .....	24
3.4 Controle GMV .....	25
3.5 Controle GMVSS .....	28
3.6 Controlador GMVSS na Topologia Canônica RST de Controlador .....	33
3.7 Funções de Sensibilidade .....	35
3.8 Conclusão.....	38
<b>4 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES .....</b>	<b>39</b>
4.1 Introdução .....	39
4.2 Identificação do Modelo da Planta.....	39
4.3 Simulações Não Lineares .....	46
4.3.1. Caso 1.....	49
4.3.2. Caso 2.....	52
4.4 Análise de Robustez .....	58
4.5 Conclusão.....	63
<b>5 CONCLUSÃO .....</b>	<b>65</b>
<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>67</b>

<b>APÊNDICE.....</b>	<b>75</b>
A. Dados do Sistema Máquina Síncrona – Barramento Infinito.....	75
B. Listagem de Programas .....	76



# 1 INTRODUÇÃO

A sociedade moderna necessita de uma grande quantidade de energia a ser usada nas mais diversas atividades humanas. Para garantir que esta energia alcance seu destino com qualidade, economia e confiabilidade, tornou-se cada vez mais comum operar sistemas elétricos de grande porte de modo interligado.

Além disso, a função de um sistema de energia elétrica é a de converter energia a partir de uma das formas primárias disponíveis na natureza para a forma de energia elétrica e transportá-la para os pontos de consumo (MACHOWSKI et al., 2008). A energia raramente é consumida na forma elétrica, pois antes de ser consumida é convertida para as outras formas úteis para diversas atividades humanas, como calor, luz e força motriz. A vantagem da energia elétrica é que ela pode ser transportada e controlada com relativa facilidade e com um elevado grau de eficiência e confiabilidade.

Um sistema de energia elétrica devidamente projetado e operado deve, portanto, atender aos seguintes requisitos fundamentais (KUNDUR, 1994):

1. O sistema deve ser capaz de atender à contínua variação de demanda de carga, tanto para energia ativa quanto reativa. Ao contrário de outros tipos de energia, a eletricidade não pode ser convenientemente armazenada em quantidade suficiente. Portanto, deve existir um equilíbrio entre demanda e geração, ou seja, a geração de energia deve ser mantida e controlada em função da demanda de energia a todo o momento.

2. O sistema deve fornecer energia a um custo mínimo e com o mínimo impacto ambiental.

3. A qualidade do fornecimento de energia deve atender a certos requisitos mínimos no que diz respeito aos seguintes fatores:

- a) Constância de frequência;
- b) Constância de tensão; e
- c) Nível de confiabilidade.

Um Sistema Elétrico de Potência (SEP) possui inúmeros dispositivos de proteção e de controle com diversas características e velocidades de resposta, podendo ser considerado um sistema dinâmico de grande escala com múltiplas-entradas e múltiplas-saídas (MIMO – *Multiple Input Multiple Output*) que apresenta relações fortemente não lineares entre suas variáveis.

Essa elevada complexidade é uma característica inerente aos sistemas elétricos, já que o mesmo pode exibir mudanças em seus parâmetros naturalmente ao longo do tempo de utilização e também conforme a sua condição operacional é alterada, seja pela manutenção e substituição de equipamentos ou pela expansão do sistema elétrico (SAUER e PAI, 1998).

Em determinadas situações de operação de um sistema elétrico pode acontecer o aparecimento de oscilações eletromecânicas de pequena magnitude e baixa frequência nas variáveis de tensão terminal, frequência e potência elétrica (KUNDUR, 1994; FERREIRA, 1996). Tais oscilações eletromecânicas são prejudiciais ao bom funcionamento do SEP, podendo levar a grandes apagões e danos aos componentes do mesmo. A presença do Estabilizador de Sistema de Potência (ESP) no sistema elétrico, que é basicamente um controlador que introduz ao regulador de tensão um sinal adicional, consegue reduzir, ou até mesmo eliminar, o efeito dessas oscilações indesejáveis, aumentando assim as margens de estabilidade do sistema elétrico (SAUER e PAI, 1998). Além disso, o ESP tem uma função econômica muito relevante, pois permite que o sistema elétrico transmita uma maior quantidade de potência elétrica, retardando a necessidade de construção de novas linhas de transmissão, economizando milhões em investimentos.

## **1.1 Justificativa do Trabalho**

De um modo geral, um SEP engloba a geração, transmissão e a distribuição de energia elétrica até os consumidores finais. Devido ao grande aumento de demanda por energia elétrica nas últimas décadas e o crescente número de interligações entre os sistemas elétricos existentes, a operação e controle destes tornou-se uma tarefa extremamente complexa. Entretanto, os sistemas elétricos interligados são necessários para garantir que a energia elétrica alcance seu destino com qualidade, segurança e confiabilidade. Nota-se, porém, especialmente em sistemas elétricos interligados, a existência de oscilações de pequena magnitude e baixa frequência nas principais variáveis controladas do sistema de potência e, para se amenizar este tipo de problema, é comum e quase obrigatória, a utilização dos ESPs na grande maioria dos sistemas de geração de grande porte.

Nos últimos anos, grande atenção tem sido dada à pesquisa de ESPs que tenham a capacidade de apresentar um bom desempenho, independentemente do ponto de operação do sistema. Isso ocorre porque a grande maioria dos estabilizadores em operação, ainda hoje pelas concessionárias de energia elétrica, são controladores que utilizam estrutura e parâmetros fixos. Esses ESPs convencionais são sintonizados por meio de técnicas de

controle clássico (OGATA, 2011; NISE, 2012; DORF e BISHOP, 2013) utilizando modelos linearizados do sistema elétrico para uma condição de operação específica, esperando-se que os mesmos apresentem um resultado satisfatório em toda a faixa de operação do sistema, o que nem sempre é possível. Embora este tipo de estabilizador apresente desempenho satisfatório, inúmeros estudos confirmam que a utilização de técnicas de controle adaptativo, preditivo, robusto ou inteligente para o projeto desses estabilizadores pode produzir resultados ainda melhores (BARREIROS, 1995; FERREIRA, 1998; BARRA et al., 2005; CUNHA, 2016; TRETINI et al., 2016).

Partindo-se desse princípio, o objetivo desta dissertação é um estudo do método de projeto de controladores preditivos do tipo variância mínima no espaço de estados, a ser aplicado no amortecimento de oscilações eletromecânicas em sistemas elétricos de potência, para aumentar as margens de estabilidade desses sistemas. O projeto do estabilizador utilizando a estratégia de controle preditiva será inserido no ambiente computacional por meio de técnica de programação baseada no uso de *s-functions* (MATWORKS, 2015), uma vez que tal abordagem permite um maior nível de flexibilidade na implementação da lei de controle e de realização de testes em ambiente MATLAB/SIMULINK.

O controlador de variância mínima generalizado (GMV – *Generalized Minimum Variance*), desenvolvido por Clarke e Gawthrop (1975), é baseado no regulador de variância mínima (MV – *Minimum Variance*) apresentado por Aström e Wittenmark (1973). O controlador GMV é um dos membros mais simples da família de controle preditivo baseado em modelo (MBPC – *Model Based Predictive Control*). No entanto, apesar de sua característica preditiva, o controlador GMV é pouco explorado para o amortecimento de oscilações nos sistemas de potência. Uma das razões talvez seja a solução da equação Diofantina que aumenta conforme a ordem e atraso de tempo do sistema, tal solução é trabalhosa e indispensável no projeto do controlador GMV.

O método de projeto do controlador GMV no espaço de estados (GMVSS – *Generalized Minimum Variance in the State Space*) é usado para transpor a questão da solução da equação Diofantina, sem aumentar a complexidade de projeto do controlador (SILVEIRA e COELHO, 2011). A aplicação dessa estratégia de controle em sistemas de potência para a síntese de ESPs preditivos e a avaliação tanto de desempenho quanto de robustez do estabilizador convencional e preditivo proposto é realizada por meio de simulações numéricas, usando um sistema do tipo máquina síncrona – barramento infinito.

## 1.2 Revisão Bibliográfica

Existe uma grande quantidade de trabalhos científicos publicados sobre o problema de estabilidade de sistemas elétricos de potência. De modo geral, a maior ênfase dos trabalhos na área, a partir do final dos anos de 1980 até os dias atuais foi dedicada à aplicação de novas técnicas para o projeto do ESP, que até então era quase sempre projetado por meio de técnicas de controle clássico, visando solucionar as limitações de desempenho do mesmo. A utilização de estratégias baseadas em controle adaptativo, controle preditivo, controle robusto, redes neurais artificiais e lógica *fuzzy* para o projeto do ESP foram propostas nesse período. Como exemplo desses trabalhos, pode-se citar: Cheng et al. (1986); Wu e Hogg (1988); Barreiros (1989); Sharaf et al. (1989); Seifi e Hughes (1990); Hsu e Chen (1991); Hassan et al. (1991); Flynn (1994); Barreiros (1995); Hiyama et al (1996); Soos (1997); Ferreira (1998); Barreiros et al. (1998).

Em Barra (2001) é proposta uma estratégia baseada em lógica *fuzzy* para melhoria da estabilidade em sistemas de potência, utilizando o conceito de rede de controladores locais para compensar perdas de sintonia devido à mudança nas condições operacionais do sistema, promovendo uma adaptação em tempo real dos ganhos do controlador *fuzzy*.

Em Campos et al. (2004) são apresentados o projeto e implementação de controladores digitais PI (Proporcional Integral) e *fuzzy* PI para desempenhar o papel de um regulador automático de tensão de um sistema microgerador de 10 kVA. O projeto do controlador PI é feito via o método do Lugar Geométrico das Raízes (LGR), enquanto que o controlador *fuzzy* PI é derivado do primeiro por meio de lógica *fuzzy*.

Em Ferreira (2005) é apresentado o amortecimento de oscilações eletromecânicas em sistemas de potência utilizando controle robusto adaptativo em dispositivos FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*). A técnica de controle utilizada é do tipo LQG/LTR (*Linear Quadratic Gaussian / Loop Transfer Recovery*) auto-ajustável. A avaliação de desempenho do controlador robusto adaptativo é realizada por meio de simulação numérica, usando sistema do tipo máquina síncrona – barramento infinito e sistema multimáquinas.

Em Risuenho (2005) são apresentados testes experimentais de um ESP digital para amortecer um modo eletromecânico de oscilação, de aproximadamente 1,7 Hz, observado em uma das unidades geradoras da Usina Hidrelétrica de Tucuruí, Pará. O ESP é projetado via técnica de deslocamento radial dos polos (*pole shifting technique*) e embarcado em um controlador industrial.

Em Nogueira (2008) é apresentado um ESP que atua na malha do regulador de velocidade. Os testes experimentais são realizados na Usina Termelétrica de Santana, Amapá, onde o estabilizador proposto atua modulando a referência do regulador de velocidade, demonstrando resultados melhores em relação aos obtidos pelo estabilizador analógico instalado.

Em Moutinho (2009) são apresentados testes experimentais em uma micromáquina realizados a partir da aplicação de estratégias de controle digital nas malhas de velocidade e de tensão. Dentre as estratégias, destacam-se o controle PID (Proporcional Integral Derivativo) convencional, PID *fuzzy* e alocação de polos, aplicados na malha de tensão controlando a tensão terminal do gerador síncrono e na malha de velocidade controlando a velocidade do motor CC (Corrente Contínua).

Em Gomes (2010) são apresentados o projeto e implementação de um ESP digital projetado via técnica de deslocamento radial dos polos, utilizando a estrutura canônica RST de controlador, com o objetivo de prover amortecimento ao modo de oscilação eletromecânica observável na potência elétrica medida em uma unidade hidrogeradora de 350 MVA da Usina Hidrelétrica de Tucuruí, Pará. A lei de controle do ESP foi embarcada em um microcontrolador.

Em Moraes (2011) são apresentados o desenvolvimento e implementação de estratégias de controle digital para regulação de tensão e amortecimento de oscilações eletromecânicas em um sistema de potência de escala reduzida de 10 kVA, localizado no Laboratório de Controle de Sistemas de Potência (LACSPOT), da Universidade Federal do Pará (UFPA). As leis de controle foram embarcadas em microcontrolador e os resultados experimentais demonstraram o bom desempenho obtido pela estratégia proposta.

Em Nogueira (2012) são apresentados o projeto e implementação de um ESP digital robusto a partir da estratégia de controle LPV (*Linear Parameter Varying*) para um sistema de geração em escala reduzida de 10 kVA.

Em Castro (2015) o autor projeta um estabilizador adaptativo auto-ajustável para o amortecimento de oscilações eletromecânicas de aproximadamente 1,2 Hz em uma máquina síncrona. O ESP convencional e o ESP digital proposto são avaliados em testes de grande e pequeno impacto por meio de simulação numérica, usando modelo não linear do sistema de potência do tipo máquina síncrona – barramento infinito, obtendo um desempenho superior do estabilizador proposto em relação ao estabilizador convencional.

Em Cunha (2016) é projetado um controlador amortecedor robusto aplicado a um sistema de potência sujeito a incertezas paramétricas. Para isso, se utiliza a técnica de alocação robusta de polos e o teorema de Chebyshev, integrados à solução de técnicas de programação linear, para o projeto do estabilizador. Estudos comparativos entre o estabilizador robusto e o estabilizador convencional são realizados por meio de simulação numérica para validar as vantagens do uso de estabilizadores robustos no sistema de potência.

Em Tretini (2017) é apresentada uma nova abordagem para o amortecimento de oscilações de baixa frequência em sistemas elétricos de potência, em contraste com a atual solução por meio do ESP, é baseado no regulador da turbina. Esse novo regulador é obtido com o auxílio de um caso especial de MBPC. O *Unrestricted Horizon Predictive Controller*, ou UHPC, é um controlador de estados que é ao mesmo tempo estocástico, de longo alcance e leve computacionalmente, trazendo contribuições sem precedentes para os campos de Sistemas Elétricos de Potência e de Teoria de Controle Linear. Além disso, o UHPC é combinado ao regulador da turbina, tornando-se assim uma interessante nova estrutura de regulador com uma capacidade intrínseca de atenuar as oscilações de baixa frequência.

### 1.3 Objetivo da Pesquisa

A partir da problemática exposta, os objetivos desta dissertação foram traçados na tentativa de eliminar ou mitigar as dificuldades apontadas por meio de uma abordagem pioneira. Os objetivos estão divididos em geral e específicos:

- Objetivo Geral:  
Investigar e propor um estabilizador com estrutura fixa, utilizando o método GMVSS. Tal controlador deve ser capaz de satisfazer os requisitos de robustez e desempenho desejado para o amortecimento das oscilações eletromecânicas em sistemas elétricos de potência, do tipo máquina síncrona – barramento infinito, mesmo na ocorrência de perturbações e na presença de erros de modelagem do mesmo.
  
- Objetivos Específicos:
  - i) Obter a forma canônica RST de controlador a partir do método GMVSS e documentar o desenvolvimento do projeto e resultados por meio da escrita da dissertação;

- ii) Avaliar a estabilidade de malha fechada via mapa de polos e zeros e diagrama de Nyquist;
- iii) Avaliar os resultados obtidos utilizando os índices de desempenho IAE (*Integral Absolute Error*), ISE (*Integral Squared Error*) e TVC (*Total Variation Control*) e os índices de robustez  $M_S$ , GM (*Gain Margin*) e PM (*Phase Margin*);
- iv) Criar uma ferramenta para auxiliar o projeto de controladores preditivos via o método GMVSS, tanto em uma abordagem determinística quanto estocástica. Tal ferramenta intitula-se *Predictive Control Design Tool*.

#### 1.4 Organização do Trabalho

O presente trabalho encontra-se organizado da seguinte forma: no Capítulo 2 são introduzidos os conceitos básicos sobre estabilidade de Sistemas Elétricos de Potência, incluindo os Estabilizadores de Sistemas de Potência e os Reguladores Automáticos de Tensão. Além disso, a modelagem utilizada na simulação dinâmica do sistema máquina síncrona – barramento infinito também será apresentada e, baseado nessa modelagem, um simulador para esse sistema foi desenvolvido por Ferreira et al. (2003) e usado neste trabalho, é apresentado.

No Capítulo 3 é apresentada uma breve revisão sobre controle digital, identificação de sistemas e controle preditivo. Nesse capítulo também é detalhado o método de projeto do controlador GMV na forma polinomial e em espaço de estados, bem como a obtenção do controlador GMVSS na forma canônica RST. Por fim são apresentadas as métricas utilizadas na análise de robustez da malha de controle.

Os resultados comparativos das simulações numéricas entre o desempenho de um estabilizador convencional e o estabilizador preditivo proposto neste trabalho para diferentes perturbações e condições de operação do sistema elétrico, além da análise de desempenho e robustez do sistema de controle para ambos os estabilizadores são apresentados no Capítulo 4.

No Capítulo 5 são mostradas as considerações finais retiradas da análise dos resultados expostos no capítulo anterior a respeito da utilização do método de projeto GMVSS para síntese de estabilizadores, apontando-se suas vantagens e desvantagens, assim como possíveis sugestões para futuros trabalhos a serem desenvolvidos.

## 2 ESTABILIDADE DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

### 2.1 Introdução

Neste capítulo apresentam-se alguns conceitos importantes sobre a estabilidade de sistemas elétricos de potência, mostrando como seus principais elementos são modelados matematicamente e como os mesmos afetam a estabilidade do sistema, bem como o que pode ser feito para melhorar a estabilidade.

Um sistema de potência é dito estável se sua resposta oscilatória após uma perturbação é amortecida e o sistema encontra um novo ponto de operação. Caso isto não ocorra, diz-se que o sistema é instável (ANDERSON e FOAUD, 2002). Um exemplo típico de perturbação é uma pequena mudança na carga do sistema, o que faz com que o ângulo do rotor sofra uma pequena alteração, de modo que o novo ponto de operação não é muito diferente do ponto inicial.

Podem-se classificar os tipos de estabilidade em sistemas elétricos de potência basicamente em dois grandes grupos: estabilidade angular do rotor e estabilidade de tensão (KUNDUR, 1994).

No primeiro caso, pode-se dizer que a estabilidade angular do rotor está ligada diretamente à capacidade de manutenção do sincronismo das unidades geradoras de um sistema interligado, durante operação normal ou ocorrência de falta no sistema elétrico. Este problema está intimamente relacionado às oscilações eletromecânicas intrínsecas aos sistemas elétricos de potência.

Por sua vez, o problema de estabilidade de tensão pode ser definido como a habilidade do sistema elétrico manter tensões constantes dentro de níveis aceitáveis em todos os barramentos do sistema, tanto em operação normal ou na presença de faltas. A instabilidade de tensão caracteriza-se pela queda progressiva e incontrolável na tensão de barramento do sistema devido a perturbações, aumento na demanda de carga ou mudança da condição de operação.

Neste trabalho é dado ênfase somente ao problema da estabilidade angular do rotor, com a investigação de uma técnica preditiva para o projeto de estabilizadores que visam amortecer os modos de oscilação eletromecânicos dominantes do sistema elétrico. Um sistema elétrico de potência está sujeito a fenômenos dinâmicos que acontecem em escalas de tempo bastante diversas, sendo assim diferentes modelos para os elementos do sistema devem ser considerados em função de qual fenômeno se deseja analisar (SAUER e PAI, 1998).



Partindo-se desse princípio, é comum a divisão do problema de estabilidade angular do rotor dos sistemas de potência em dois grupos:

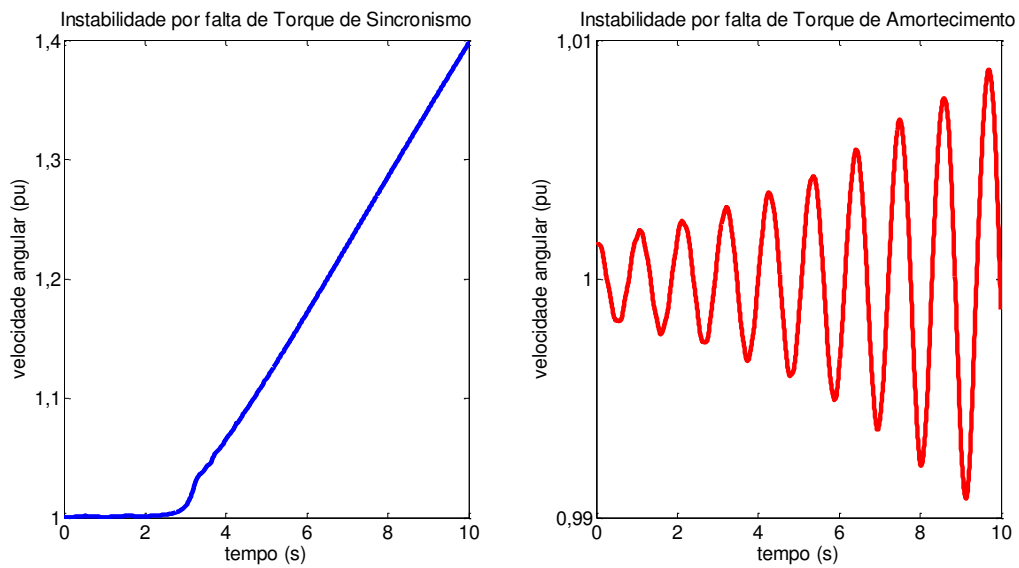
- Estabilidade Transitória: é a capacidade do sistema de potência manter suas máquinas operando em sincronismo, na ocorrência de mudanças de grande impacto na rede elétrica (curtos-circuitos, perda de linhas e/ou geradores de elevada importância, etc.). Os aspectos não lineares do sistema devem ser modelados;
- Estabilidade de Pequenos Sinais: é compreendida como a propriedade que o sistema elétrico possui para amortecer as pequenas oscilações eletromecânicas que ocorrem durante sua operação, sem relação direta com qualquer tipo de falta. Para esse tipo de estudo geralmente são usados modelos linearizados do sistema em torno de determinado ponto de operação do sistema.

O estudo realizado neste trabalho considera essas duas abordagens. No caso específico dos estabilizadores convencionais, seu projeto é realizado utilizando modelos linearizados do sistema, enquanto a sua validação normalmente é feita por meio de simulações computacionais utilizando modelos não lineares. A natureza de resposta de um sistema de potência depende de muitos fatores, incluindo as condições operativas, a capacidade de transmissão de potência e os sistemas de excitação das unidades geradoras (KUNDUR, 1994).

Em grandes sistemas interligados, a instabilidade ocorre normalmente de duas formas (Figura 2.1):

- Por meio da aceleração do rotor, com crescimento progressivo do deslocamento angular, sendo a causa fundamental a deficiência de Torque Elétrico de Sincronismo (em fase com o desvio angular do rotor);
- Por meio de oscilações crescentes do rotor, causadas pela deficiência de Torque Elétrico de Amortecimento (em fase com o desvio de velocidade angular do rotor).

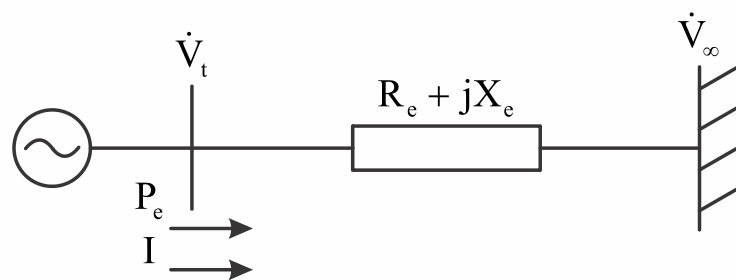
Figura 2.1 – Diferentes causas de instabilidade em sistemas de potência.



Fonte: Elaboração própria.

Um modelo linear bastante conhecido para se investigar o problema de estabilidade de sistemas de potência é o chamado modelo de Heffron e Phillips (1952). Esse modelo representa o sistema por uma única máquina geradora equivalente ligada a um barramento infinito (com tensão e frequência constante), por meio de uma linha de transmissão (Figura 2.2). O diagrama de blocos do modelo é mostrado na Figura 2.3. Existe na literatura o modelo de Heffron e Phillips multimáquinas, sendo este bastante tradicional (YU, 1983).

Figura 2.2 – Máquina síncrona ligada a um barramento infinito via impedância externa.



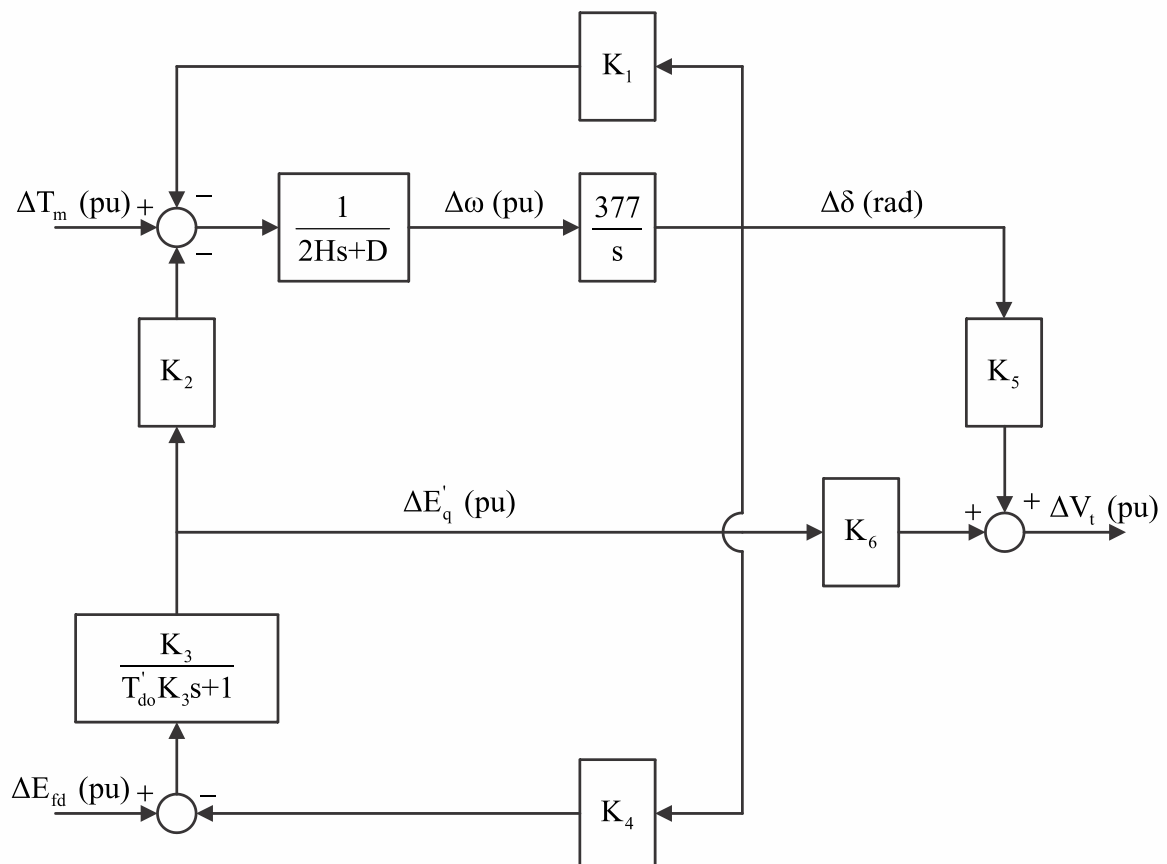
Fonte: Elaboração própria, a partir de HEFFRON e PHILLIPS, 1952.

As constantes  $K_1$  a  $K_6$  são funções da condição de operação do sistema de potência e da carga, à exceção de  $K_3$ , que depende dos parâmetros físicos da máquina síncrona e da linha de transmissão (função da razão das impedâncias da rede elétrica).

Um estudo detalhado e uma dedução completa das variáveis do modelo linear presentes na Figura 2.3, assim como das constantes  $K_1$  a  $K_6$ , são encontrados em DeMello e Concordia (1969), Sauer e Pai (1998) e Anderson e Foaud (2002). Por esse motivo, o modelo é válido somente para pequenas perturbações em torno de um ponto de operação para o qual ele foi linearizado. Assim, para se investigar o comportamento do sistema frente uma grande perturbação, modelos não lineares da máquina síncrona devem ser empregados.

Vale ressaltar que o modelo de Heffron e Phillips (1952) ainda é muito utilizado, especialmente para o projeto de estabilizadores de sistemas de potência por meio de técnicas de controle clássico (YU, 1983; KUNDUR, 1994; SAUER e PAI, 1998; ANDERSON e FOAUD, 2002).

Figura 2.3 – Diagrama de blocos do modelo linearizado máquina síncrona – barramento infinito.



Fonte: Elaboração própria, adaptado a partir de KUNDUR, 1994.

## 2.2 Modos de Oscilação

As oscilações eletromecânicas são fenômenos extremamente prejudiciais para a operação do sistema elétrico, pois diminuem a capacidade de transferência de potência através das linhas de transmissão. A frequência das oscilações e o número de geradores que oscilam dependem da estrutura do sistema. Existem diferentes modos de oscilação, normalmente ocorrendo simultaneamente, podendo ser classificados como (LARSEN & SWANN, 1981; KLEIN et al., 1991):

- 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 faixa de frequência típica entre 0,7 Hz 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 de transmissão com reatância indutiva elevada. A faixa de frequência típica está entre 0,1 Hz 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 Hz e 2,5 Hz.

Para atenuar o efeito indesejável dessas oscilações são utilizados os estabilizadores de sistema de potência, cuja finalidade é fornecer um sinal adicional no sistema de excitação da máquina síncrona, por meio da modulação da excitação dos geradores (DeMELLO e CONCORDIA, 1969; LARSEN e SWANN, 1981). Entretanto, o ESP não é projetado com o objetivo de ajudar a manter a estabilidade do sistema durante os períodos transitórios, que geralmente ocorrem imediatamente após uma perturbação mais severa. Na prática, o ESP poderá ter um efeito até mesmo prejudicial sobre a estabilidade transitória, motivo pelo qual a sua saída é limitada para prevenir impactos mais sérios sobre este tipo de estabilidade (BARREIROS, 1989).

### 2.3 Sistemas de Excitação e Reguladores Automáticos de Tensão

A principal função do sistema de excitação é fornecer e regular automaticamente a corrente de campo da máquina síncrona, de modo que a tensão terminal do gerador permaneça no valor de referência. A relevância do sistema de excitação na melhoria do desempenho da operação do sistema elétrico cresceu muito no decorrer dos anos. Atualmente, os sistemas de excitação são extremamente rápidos, com constantes de tempo inferiores a 50 milissegundos, normalmente utilizando tiristores e com limites de tensão bastante elevados.

O Regulador Automático de Tensão (RAT) processa e amplifica os sinais de entrada no sistema de excitação para que os mesmos sejam utilizados de forma adequada no controle da excitatriz. Segundo Anderson e Fouad (2002), os limites de transmissão de potência de um sistema elétrico podem ser elevados através da utilização de RATs de ação contínua e com altos ganhos. Todavia, observou-se a partir da década de 1960 que esse tipo de RAT é prejudicial à estabilidade de pequenos sinais do sistema de potência, podendo ser responsável pela diminuição do amortecimento natural do sistema (DeMELLO e CONCORDIA, 1969).

Isso é explicado analisando-se o comportamento do controle de excitação a curto e longo prazo, visto que existem diferentes requisitos para o período transitório após uma falta e alguns ciclos depois desse período. No período transitório, logo após a rede elétrica ser submetida a uma grande perturbação (um curto circuito, por exemplo), por alguns segundos a tensão terminal da máquina síncrona diminui, assim como a sua capacidade de transmitir potência. No primeiro ciclo após o acontecimento da falta, o RAT tem uma atuação benéfica, pois ele rapidamente opera no seu limite de tensão, tentando manter a tensão terminal do gerador em um valor mais favorável à restauração do sistema. Terminado o período transitório, a atuação do RAT torna-se maléfica, pois essas rápidas mudanças no sistema de excitação não são favoráveis ao amortecimento das oscilações eletromecânicas que ocorrem poucos segundos após a falta ser sanada.

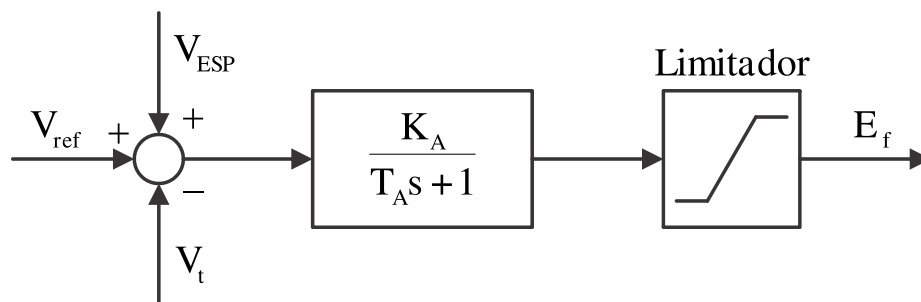
Em condições normais de operação do sistema de potência, com diversos geradores e várias áreas de geração, na ocorrência de um aumento de carga, ocorre o desequilíbrio entre demanda e geração. Como a potência mecânica fornecida pelas turbinas não varia instantaneamente, essa quantidade extra de potência solicitada pela carga é disponibilizada por meio da energia armazenada no campo magnético das máquinas. Como as máquinas síncronas não são iguais, cada uma irá fornecer uma parcela de potência necessária para suprir essa carga extra em tempos distintos, oscilando com sua frequência natural até que as oscilações do sistema sejam amortecidas. O RAT com alto ganho reconhece qualquer

variação de carga imediatamente, através das variações de tensão e corrente terminal. Desse modo, cada oscilação da máquina faz o sistema de excitação atuar, tentando manter a tensão terminal no valor desejado e, em muitos casos, contribuindo para aumentar essas oscilações.

Nos sistemas operando de forma interligada, onde o amortecimento natural já é pequeno, a situação ainda é mais crítica. A solução encontrada para contornar esse problema consiste na aplicação de um sinal adicional no sistema de excitação, oriundo dos estabilizadores de sistemas de potência. Em resumo, o sistema de excitação deve contribuir no controle de tensão e na melhoria da estabilidade do sistema de potência, respondendo rapidamente a uma grande perturbação (estabilidade transitória), assim como modulando a excitação do campo do gerador (estabilidade de pequenos sinais) (KUNDUR, 1994).

Com a finalidade de tornar a representação dos sistemas de excitação homogênea, o IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) propôs que todos os sistemas de excitação existentes fossem representados matematicamente por meio de 4 tipos (IEEE, 1981; KUNDUR, 1994). Assim, quando se deseja representar um sistema de excitação em computadores, deve-se utilizar um dos quatro tipos de configurações disponíveis. Neste trabalho, o RAT adotado para as simulações é um modelo simplificado do Tipo 1 (Figura 2.4), com excitatriz estática a tiristores, com uma constante de tempo extremamente baixa ( $0 \leq T_A \leq 0,05$  s) e ganho elevado ( $50 \leq K_A \leq 400$ ).

Figura 2.4 – Sistema de excitação com excitatriz estática a tiristores.



Fonte: Elaboração própria, adaptado a partir de KUNDUR, 1994.

## 2.4 Estabilizadores de Sistemas de Potência

Os estabilizadores de sistemas de potência são controladores projetados para auxiliar, por meio do controle da excitação do gerador, no amortecimento das oscilações eletromecânicas sofridas pelo rotor da máquina síncrona. Esse controle é realizado por meio

da inclusão de um sinal adicional no sistema de excitação da máquina pela malha de controle do RAT, com a finalidade de gerar uma componente de torque elétrico de amortecimento (em fase com os desvios de velocidade angular do rotor) no eixo da turbina, aumentando dessa forma o amortecimento natural do gerador. O ESP deve contribuir no amortecimento das oscilações do rotor em todas as condições de operação do sistema, especialmente nas condições de carga pesada e com sistemas de transmissão fracos.

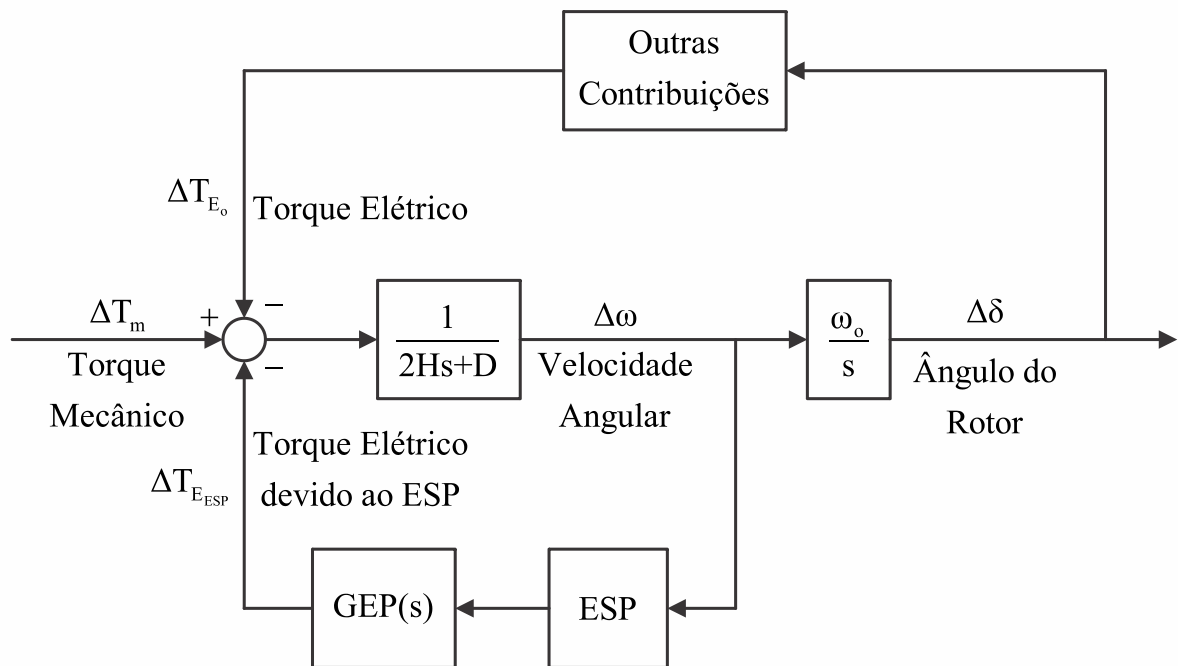
Os primeiros estabilizadores, aqui denominados de ESPs convencionais, são projetados por meio de técnicas de controle clássico, possuindo estrutura e parâmetros fixos. Embora esse tipo de ESP seja sintonizado em uma única condição de operação do sistema elétrico, ele deve apresentar desempenho satisfatório em toda a faixa de operação do sistema (LARSEN e SWANN, 1981).

Com a evolução das técnicas de controle, como controle adaptativo, controle preditivo, controle robusto e controle inteligente (redes neurais artificiais, lógica e controle *fuzzy*), novas alternativas vêm sendo propostas para o projeto e implementação de ESPs (CHENG et al., 1986; GU e BOLINGER, 1989; HSU e CHEN, 1991; SILVA e BARREIROS, 1992; BARREIROS, 1995; HIYAMA et al., 1996; FERREIRA et al., 1998; BARREIROS et al., 1998; SHAMSOLLAHI & MALIK, 1999). O objetivo principal dessas novas abordagens é projetar estabilizadores que demonstrem um desempenho adequado e uniforme, independentemente da condição de operação do sistema elétrico.

Os três sinais de entrada mais utilizados em um ESP são: o desvio de velocidade do eixo do rotor, a potência acelerante e o desvio de frequência. Cada um desses sinais possui determinadas características que fazem com que determinado sinal seja a melhor opção para uma situação específica (LARSEN e SWANN, 1981; KUNDUR, 1994).

Independente de qual sinal é usado como entrada, o ESP deve compensar o defasamento que ocorre devido ao sistema de excitação, ao gerador e ao próprio sistema de potência. Esse conjunto representa uma função de transferência entre a saída do estabilizador até a componente de torque elétrico, que é introduzida através do controle de excitação, sendo mostrado na Figura 2.5 como  $GEP(s)$  (LARSEN e SWANN, 1981). Essa função de transferência depende dos parâmetros físicos da máquina síncrona e seus controladores associados, bem como do ponto de operação do sistema de potência. A estrutura adotada para o ESP convencional utilizado nas simulações deste trabalho é mostrada na Figura 2.6.

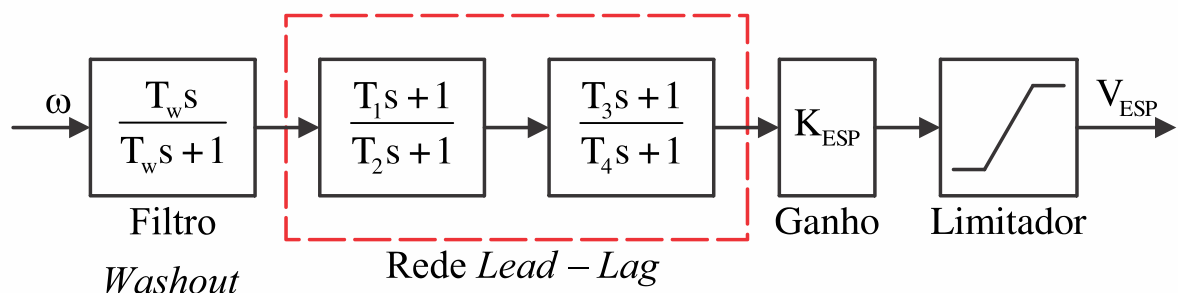
Figura 2.5 – Diagrama de blocos para a malha de controle do ESP.



Fonte: Elaboração própria, adaptado a partir de KUNDUR, 1994.

Os parâmetros  $H$  e  $D$  são a constante de tempo de inércia e o coeficiente de amortecimento, respectivamente. Como o objetivo do ESP é gerar uma componente de torque elétrico de amortecimento, caso a função de transferência  $GEP(s)$  não apresentasse uma dependência de ganho e fase com a frequência, bastaria realimentar o desvio de velocidade do rotor para gerar um torque de amortecimento em todas as frequências de oscilação. Na prática, os ESPs convencionais são formados por um ou mais compensadores do tipo avanço-atraso (*lead-lag*), que fornecem a compensação de fase adequada para lidar com a variação de fase entre a entrada da excitatriz e o torque elétrico no eixo do gerador. Além disso, o ESP deve ser projetado para contribuir com o amortecimento das oscilações do rotor que ocorrem em uma faixa de frequência, ao invés de uma frequência fixa.

Figura 2.6 – Diagrama de blocos para o ESP clássico.



Fonte: Elaboração própria, adaptado a partir de KUNDUR, 1994.



Como a faixa de frequência de interesse está entre 0,1 Hz e 2,5 Hz, o compensador *lead-lag* deve compensar a fase dentro dessa faixa de frequência. Esta característica de fase a ser compensada muda para as diferentes condições de operação do sistema, devendo-se projetar o ESP de modo que o mesmo atue somente dentro da faixa de frequência desejada. É bastante usual determinar qual o atraso de fase a ser compensado e dividir o avanço de fase que será aplicado, utilizando no compensador *lead-lag* os mesmos polos e zeros ( $T_1 = T_3$ ;  $T_2 = T_4$ , com  $T_1 > T_2$ ). É necessário também a utilização de um filtro do tipo *washout*, que possui uma constante de tempo na faixa de  $1 \leq T_w \leq 20$  segundos, para evitar que variações permanentes na velocidade afetem a tensão terminal da máquina síncrona. Para turbogeradores, recomenda-se a inclusão de filtros passa-baixas para diminuir a influência de ruídos e a interação torsional (que possui frequência mais elevada).

O ganho do ESP determina a quantidade de amortecimento introduzida no sistema. Para o caso ideal, este ganho deveria ser ajustado para fornecer o maior amortecimento possível. Entretanto, ele é limitado, pois o ganho de  $GEP(s)$  varia muito para os diferentes pontos de operação do sistema, impondo um máximo valor admissível para o ganho do ESP.

## 2.5 Modelagem Dinâmica do Sistema de Potência

No clássico artigo de DeMello e Concordia (1969) um modelo linearizado é utilizado para representar uma máquina síncrona conectada a um barramento infinito. Como todo modelo linearizado de um sistema não linear, o mesmo apenas é válido para pequenas variações em torno do ponto de operação para o qual a linearização foi calculada. Por esse motivo, a simulação de como o sistema se comportaria na presença de grandes perturbações (um curto circuito, por exemplo) não pode ser adequadamente investigada.

O avanço computacional observado nas últimas décadas torna possível a utilização de modelos cada vez mais complexos para representar a dinâmica dos sistemas de potência, inclusive para o caso de sistemas multimáquinas com diversas áreas de geração. Detalhes do comportamento dinâmico da máquina foram incorporados aos modelos, de maneira a representar seu comportamento em regime permanente, assim como durante o período transitório e sub-transitório.

Normalmente é desnecessária uma representação demasiada detalhada da máquina, para a maioria das aplicações de interesse. Mesmo fazendo-se algumas simplificações, o resultado obtido é bastante confiável. Neste trabalho utiliza-se um modelo não linear de sexta ordem, conhecido como modelo 5 (ARRILAGA et al., 1983), para representar a dinâmica de um

gerador síncrono de polos lisos. Tal modelo pode ser usado tanto para o caso de uma única máquina ligada ao barramento infinito ou para o caso de um sistemas multimáquinas. Além do modelo 5, em Arrilaga et al., 1983 também é proposto uma representação não linear de quinta ordem para um gerador síncrono de polos salientes (modelo 4).

Toda a dinâmica de sistemas de potência está modelada em ambiente MATLAB/SIMULINK (MATHWORKS, 2015), em um programa computacional que possibilita a simulação da dinâmica de sistemas de potência com seus reguladores e controladores, apresentando uma grande flexibilidade para a implementação de inúmeras estratégias de controle por meio da programação de rotinas denominadas *s-functions*, funções utilizadas para descrever sistemas dinâmicos lineares e não lineares (FERREIRA et al., 2003).

O simulador utiliza as considerações e equacionamentos descritos a seguir.

Para as equações mecânicas da máquina síncrona são feitas as seguintes considerações:

a) Hipóteses:

- A variação de velocidade do rotor é pequena em relação à velocidade síncrona (1 pu);
- As perdas rotacionais de potência da máquina por atrito são ignoradas.

b) Equações Básicas:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{2H} [P_m - P_e - D(\omega - \omega_o)] \\ \frac{d\delta}{dt} &= \omega - \omega_o \end{aligned} \tag{2.1}$$

Onde:

$f_o$  – frequência de operação do sistema elétrico (Hz)

$\omega_o = 2\pi f_o$  – velocidade síncrona (rad/s)

$\omega$  – velocidade angular do rotor (rad/s)

$\delta$  – ângulo do rotor em relação à referência síncrona (rad)

$H$  – constante de tempo de inércia (MW.s/MVA)

$P_m$  – potência mecânica (pu)

$P_e$  – potência elétrica (pu)

$D$  – coeficiente de amortecimento (pu/pu)

Para as equações elétricas da máquina síncrona são estabelecidas as seguintes considerações:

a) Suposições:

- Todas as indutâncias são independentes da corrente;
- Os efeitos devido à saturação no ferro são desprezados;
- Os enrolamentos distribuídos podem ser representados por enrolamentos concentrados;
- A máquina pode ser representada como uma fonte de tensão atrás de uma impedância;
- Não há histerese no ferro e só existe reatância de dispersão no estator;
- O sistema por unidade está normalizado para evitar fatores  $\sqrt{2}$ ,  $\sqrt{3}$  e  $\pi$ .

b) Equações:

Os modelos utilizados para os geradores síncronos são chamados modelos 4 e 5 propostos em Arrilaga et al. (1983), sendo esses de 5ª e 6ª ordem, respectivamente. As equações dos modelos 4 e 5 são apresentadas na forma transformada, ou seja, trifásico  $abc$  para bifásico  $dq$ . Além das duas equações mecânicas apresentadas anteriormente, ambos utilizam o mesmo conjunto de equações algébricas para representar o circuito do estator:

$$\begin{aligned} E_q'' - V_q &= R_a I_q - x_d'' I_d \\ E_d'' - V_d &= R_a I_d + x_q'' I_q \end{aligned} \quad (2.2)$$

Os circuitos do rotor são representados da seguinte forma para cada um dos modelos:

- Modelo 4: considera o efeito transitório no eixo- $q$  e os efeitos sub-transitórios nos eixos  $d$  e  $q$ .

$$\frac{dE_q'}{dt} = \frac{E_f + (x_d - x_d') I_d - E_q'}{T_{do}'} \quad (2.3)$$

$$\frac{dE_q''}{dt} = \frac{E_q' + (x_d' - x_d'') I_d - E_q''}{T_{do}''} \quad (2.4)$$

$$\frac{dE_d''}{dt} = \frac{-(x_q' - x_q'') I_q - E_d''}{T_{qo}''} \quad (2.5)$$

- Modelo 5: considera os efeitos transitórios e sub-transitórios nos eixos  $d$  e  $q$  da máquina síncrona, utilizando a Equação 2.3 e Equação 2.4, além das seguintes equações:

$$\frac{dE'_d}{dt} = \frac{-(x_q - x'_q)I_q - E'_d}{T'_{qo}} \quad (2.6)$$

$$\frac{dE''_d}{dt} = \frac{E'_d - (x'_q - x''_q)I_q - E''_d}{T''_{qo}} \quad (2.7)$$

- A potência elétrica para os modelos 4 e 5 é dada por:

$$P_e = V_d I_d + V_q I_q + R_a (I_d^2 + I_q^2) \quad (2.8)$$

Onde:

$V_q$  – componente de eixo em quadratura do fasor tensão terminal do gerador

$V_d$  – componente de eixo direto do fasor tensão nominal do gerador

$I_q$  – componente de eixo em quadratura do fasor corrente terminal do gerador

$I_d$  – componente de eixo direto do fasor corrente terminal do gerador

$E'_q$  – tensão transitória no eixo- $q$

$E'_d$  – tensão transitória no eixo- $d$

$E''_q$  – tensão sub-transitória no eixo- $q$

$E''_d$  – tensão sub-transitória no eixo- $d$

$E_f$  – tensão de campo

$T'_{do}$  – constante de tempo transitória do eixo- $d$  em circuito aberto

$T''_{do}$  – constante de tempo sub-transitória do eixo- $d$  em circuito aberto

$T'_{qo}$  – constante de tempo transitória do eixo- $q$  em circuito aberto

$T''_{qo}$  – constante de tempo sub-transitória do eixo- $q$  em circuito aberto

$R_a$  – resistência de armadura

$x_d$  – reatância síncrona no eixo- $d$

$x'_d$  – reatância transitória no eixo- $d$

$x''_d$  – reatância sub-transitória no eixo- $d$

$x_q$  – reatância síncrona no eixo- $q$

$x'_q$  – reatância transitória no eixo- $q$

$x''_q$  – reatância sub-transitória no eixo- $q$

As tensões, correntes, resistência e reatâncias são expressas em pu, e por sua vez as constantes de tempo são expressas em segundos. Por fim, a interação da máquina síncrona com o barramento infinito é feita através de uma linha de transmissão (equivalente), sendo expressa por meio das seguintes equações algébricas:

$$\begin{aligned} V_d &= X_e I_q + R_e I_d - V_\infty \sin \delta \\ V_q &= R_e I_q + X_e I_d + V_\infty \cos \delta \end{aligned} \quad (2.9)$$

Onde:

$X_e$  – reatância equivalente da linha de transmissão (pu)

$R_e$  – resistência equivalente da linha de transmissão (pu)

$V_\infty$  – magnitude da tensão no barramento infinito (pu)

$\delta$  – ângulo formado por  $\dot{E}'_q$  e  $\dot{V}_\infty$ , fasores da tensão interna do gerador e do barramento infinito, respectivamente.

## 2.6 Conclusão

O objetivo desse capítulo foi apresentar os principais conceitos sobre o problema da estabilidade dinâmica em sistemas elétricos de potência. Apresentou-se a influência dos reguladores automáticos de tensão na estabilidade durante a operação do sistema, bem como a ação dos estabilizadores de sistemas de potência no amortecimento das oscilações eletromecânicas a que está sujeito o sistema elétrico.

Mostrou-se também como é feita a modelagem matemática dos principais dispositivos que compõem o sistema, que são utilizados no programa de simulação desenvolvido em ambiente MATLAB/SIMULINK para análise de estratégias de controle clássico e avançado em sistemas de potência, sendo um dos principais objetivos deste trabalho.

### 3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA EM CONTROLE

#### 3.1 Introdução

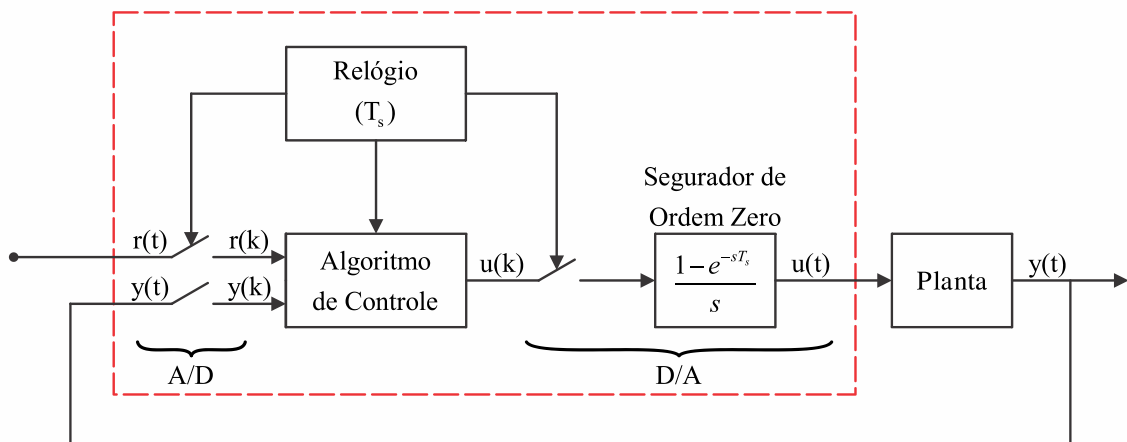
Este capítulo tem o objetivo de fornecer a fundamentação teórica necessária para fins de comparação e compreensão do conteúdo dos capítulos seguintes deste trabalho. O interesse é permitir que o leitor, não familiarizado com a teoria de controle GMV, possa absorver conhecimento suficiente para compreender o desenvolvimento do GMVSS e também garantir uma rápida revisão ao leitor com maior experiência em relação a essa teoria de controle preditivo.

Além da revisão sobre a teoria de controle GMV, é apresentada uma revisão sucinta sobre modelagem de sistemas discretos e sobre conceitos básicos de identificação de sistemas. Neste capítulo também é explanado o método de projeto GMVSS e seu mapeamento para a forma canônica RST de controlador (ASTRÖM e WITTENMARK, 2011), bem como as métricas e ferramentas usadas para análise de robustez do sistema de controle projetado.

#### 3.2 Modelagem de Sistemas Discretos

A maioria das aplicações de controle discreto, dentre as quais se inclui o controle preditivo, refere-se ao controle de sistemas dinâmicos contínuos no tempo. Pode-se representar esquematicamente esse tipo de controle por meio do diagrama de blocos apresentado na Figura 3.1.

Figura 3.1 – Diagrama de blocos básico de um sistema de controle digital.



Fonte: Elaboração própria, adaptado a partir de FADALI, 2009.

Os sinais de referência, entrada e saída da planta,  $r(t)$ ,  $u(t)$  e  $y(t)$ , respectivamente, são sinais analógicos, enquanto os sinais de referência  $r(k)$ , de entrada  $u(k)$  e de saída  $y(k)$ , do computador, são sinais digitais. A interface do computador com a planta é feita pelos conversores analógico/digital (A/D) e digital/analógico (D/A). Os modelos dos conversores, considerando-se um tempo desprezível de conversão, são mostrados na Figura 3.1, com o conversor A/D sendo representado por um amostrador ideal e o conversor D/A formado por um amostrador ideal em conjunto com um segurador de ordem zero (ZOH, do inglês *Zero Order Hold*) (FRANKLIN et al., 1998; HEMERLY, 1996).

O algoritmo de controle é implementado por meio de uma linguagem de programação, sendo executado periodicamente pelo computador (ou microcontrolador). O relógio tem por finalidade sincronizar, conforme o período de amostragem  $T_s$ , as operações de conversão e cálculo no computador (CASTRUCCI e SALES, 1990). Uma maneira genérica de representar um modelo linear de um sistema qualquer na forma discreta é por meio de seus valores de entrada ( $u$ ) e saída ( $y$ ) em cada instante de tempo é pela seguinte equação a diferenças:

$$y(k) = - \sum_{i=1}^{n_a} a_i y(k-i) + \sum_{i=0}^{n_b} b_i u(k-d-i) + \xi(k) \quad (3.1)$$

onde  $k$  é o instante de amostragem atual e  $d$  é o atraso de transporte do sistema (considerado como múltiplo inteiro do período de amostragem). Os índices  $n_a$  e  $n_b$  são as ordens dos polinômios  $A(q^{-1})$  e  $B(q^{-1})$ , respectivamente. Se o processo a ser modelado não possuir atraso, então  $d = 1$  devido ao ZOH.

Utilizando-se o operador de atraso de tempo discreto  $q^{-1}$ , que é definido pela relação  $q^{-1}y(k) = y(k-1)$ , é possível escrever a equação a diferenças (Equação 3.1) em uma forma compacta:

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k) + \xi(k) \quad (3.2)$$

onde  $\xi(k)$  é um sinal do tipo ruído branco e as raízes dos polinômios  $A(q^{-1})$  e  $B(q^{-1})$  representam os polos e zeros do modelo do sistema. Esses polinômios são definidos como:

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_{n_a} q^{-n_a} \quad (3.3)$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{n_b} q^{-n_b} \quad (3.4)$$

Quando o sistema está sujeito a uma perturbação estocástica, a Equação 3.1 é estendida para:

$$y(k) = - \sum_{i=1}^{n_a} a_i y(k-i) + \sum_{i=0}^{n_b} b_i u(k-d-i) + \sum_{i=0}^{n_c} c_i \xi(k-i) \quad (3.5)$$

Onde  $\xi(k)$  é um sinal do tipo ruído branco (sequência aleatória, não correlacionada e de média zero), utilizado para representar essa perturbação (ASTRÖM e WITTENMARK, 2008; ASTRÖM e WITTENMARK, 2011). O índice  $n_c$  é a ordem do polinômio  $C(q^{-1})$ . Na forma compacta, a inclusão do ruído no sistema pode ser descrita pela seguinte equação a diferenças:

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k) + C(q^{-1})\xi(k) \quad (3.6)$$

O polinômio  $C(q^{-1})$  representa o modelo de perturbação e é definido como:

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_{n_c} q^{-n_c} \quad (3.7)$$

É importante ressaltar que como se deseja utilizar métodos de controle digital aplicados em sistemas contínuos, o modelo equivalente discreto da planta, dado pela Equação 3.2 e Equação 3.6, deve corresponder ao conjunto do segurador de ordem zero em série com a planta real do sistema.

### 3.3 Conceitos Básicos sobre Identificação de Sistemas

A identificação de um sistema dinâmico pode ser entendida como a obtenção de um modelo matemático para esse sistema a partir de medidas de suas entradas e saídas (IOANNOU e SUN, 1996). Embora o processo de identificação possa ser efetuado considerando-se que o sistema a ser identificado é do tipo ‘caixa preta’, quase sempre informações sobre determinadas características da planta estão disponíveis, devendo ser utilizadas para a obtenção de modelos que possam representar adequadamente esse sistema.

Podem-se separar os modelos de sistemas dinâmicos em dois grandes grupos: modelos não paramétricos (resposta em frequência ou resposta ao degrau) e modelos paramétricos (função de transferência e equações diferenciais, para o caso contínuo; função de transferência pulsada e equações a diferenças, no caso de sistemas discretos). Como se deseja fazer o



controle do sistema por computador ou microcontrolador é interessante que o resultado do processo de identificação forneça um modelo paramétrico do sistema, pois essa é a maneira mais adequada para o projeto e sintonia de controladores digitais (LANDAU e ZITO, 2005).

Podem-se dividir em quatro tipos as estruturas envolvendo a planta juntamente com as perturbações (LANDAU e ZITO, 2005). Para o caso particular do projeto de estabilizadores de sistemas de potência, apenas duas dessas estruturas são consideradas, que podem ser obtidas a partir da Equação 3.2 e Equação 3.6:

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

$$2) \quad A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k) + C(q^{-1})\xi(k)$$

É bastante comum na literatura sobre identificação de sistemas a segunda estrutura ser referida como sistema do tipo ARMAX (*Auto-Regressive Moving Average with eXogenous Input*). Para o caso particular em que o polinômio  $C(q^{-1}) = 1$ , recai-se no primeiro caso, Equação 3.8, com o sistema recebendo o nome de ARX (*Auto-Regressive with eXogenous Input*) (LJUNG e SÖDERSTRÖM, 1983; LANDAU, 1990; HEMERLY, 1996).

Para a primeira estrutura, um método de identificação que apresenta resultados satisfatórios é o tradicional Método dos Mínimos Quadrados (MQ), porém para o segundo caso deve-se utilizar o Método dos Mínimos Quadrados Estendido (MQE), o qual evita que a estimativa dos parâmetros do modelo selecionado seja tendenciosa (LANDAU, 1990; ASTRÖM e WITTENMARK, 2008; AGUIRRE, 2015; COELHO, 2016).

### 3.4 Controle GMV

Considere um sistema SISO (*Single Input Single Output*) dado por:

$$A(q^{-1})y(k) = q^{-d}B(q^{-1})u(k) + C(q^{-1})\xi(k) \quad (3.8)$$

onde  $d$ ,  $y(k)$ ,  $u(k)$  e  $\xi(k)$  são, respectivamente, o atraso de tempo discreto, a saída, a entrada e uma sequência aleatória do tipo ruído branco de variância  $\sigma_{\xi}^2$ . O comportamento dinâmico do sistema na Equação 3.8 é definido pelos polinômios  $A(q^{-1})$ ,  $B(q^{-1})$  e  $C(q^{-1})$ , descritos no domínio do operador de atraso de tempo discreto  $q^{-1}$ .

O problema de controle GMV estabelece que, uma saída generalizada e a  $d$ -passos à frente (CLARKE e GAWTHROP, 1975):

$$\phi(k + d) = P(q^{-1})y(k + d) - T(q^{-1})y_r(k + d) + Q(q^{-1})u(k) \quad (3.09)$$

Tende a um valor mínimo de acordo com a minimização do funcional:

$$J = E[\phi^2(k + d)] \quad (3.10)$$

Dado em função do sinal de controle  $u(k)$ , ou seja:

$$\frac{\partial J}{\partial u(k)} = 0 \quad (3.11)$$

Na Equação 3.10,  $E[.]$  corresponde ao operador esperança matemática e na Equação 3.09 os polinômios  $P(q^{-1})$ ,  $T(q^{-1})$  e  $Q(q^{-1})$  filtram a saída, uma sequência de referência  $y_r(k)$  e o sinal de controle, respectivamente. Estes filtros polinomiais ponderam a saída generalizada e conseqüentemente, o problema de otimização do GMV. Atendo-se inicialmente ao proposto por Clarke e Gawthrop (1975), os filtros de ponderação são descritos como:

$$P(q^{-1}) = p_0 + p_1q^{-1} + \dots + p_{n_p}q^{-n_p} \quad (3.12)$$

$$T(q^{-1}) = t_0 + t_1q^{-1} + \dots + t_{n_t}q^{-n_t} \quad (3.13)$$

$$Q(q^{-1}) = q_0 + q_1q^{-1} + \dots + q_{n_q}q^{-n_q} \quad (3.14)$$

Na saída generalizada  $\phi(k)$  na Equação 3.09, dados futuros da sequência de referência,  $y_r(k + d)$ , são supostamente conhecidos *a priori*, mas  $y(k + d)$  não está disponível. Isto acarreta o problema de predizer a saída do sistema  $d$ -passos a frente para que o controlador GMV possa compensar o atraso de maneira intrínseca.

Para simplificar a análise, a saída generalizada na Equação 3.09 é redefinida para:

$$\phi(k + d) = y(k + d) - y_r(k + d) + \lambda u(k) \quad (3.15)$$

O controlador GMV de ordem mínima possui  $P(q^{-1}) = T(q^{-1}) = 1$  e  $Q(q^{-1}) = \lambda$ .

O problema do preditor de variância mínima (MVP – *Minimum Variance Predictor*) para o caso particular do controlador GMV de ordem mínima desloca  $d$ -passos à frente o sistema ARMAX descrito na Equação 3.08. O sistema é reescrito como:

$$y(k + d) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(k) + \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})}\xi(k + d) \quad (3.16)$$

com a clara evidência da influência aleatória de  $\xi(k + d)$  sobre  $y(k + d)$ , o problema do MVP então utiliza a melhor informação disponível sobre  $\xi(k)$ , que em outras palavras significa qualquer informação disponível sobre  $\xi(k)$  em instantes anteriores até uma medida recente de  $y(k)$ . Isto é feito separando-se a parcela relacionada à  $\xi(k + d)$  na Equação 3.16, em dados presentes e futuros, tal que:

$$\frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})}\xi(k + d) = \underbrace{\frac{F(q^{-1})}{A(q^{-1})}\xi(k)}_{\text{presente}} + \underbrace{E(q^{-1})\xi(k + d)}_{\text{futuro}} \quad (3.17)$$

$$C(q^{-1}) = A(q^{-1})E(q^{-1}) + q^{-d}F(q^{-1}) \quad (3.18)$$

Os polinômios  $F(q^{-1})$  e  $E(q^{-1})$  são definidos como:

$$F(q^{-1}) = f_0 + f_1q^{-1} + \dots + f_{n_f}q^{-n_f} \quad (3.19)$$

$$E(q^{-1}) = 1 + e_1q^{-1} + \dots + e_{n_e}q^{-n_e} \quad (3.20)$$

A melhor estimativa de  $y(k + d)$  até o instante  $k$ , ou seja,  $\hat{y}(k + d|k)$ , é baseada na informação no presente da Equação 3.17:

$$\hat{y}(k + d|k) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(k) + \frac{F(q^{-1})}{A(q^{-1})}\xi(k) \quad (3.21)$$

Considerando que o descarte da parcela no futuro de  $\xi(k)$  introduz um erro na estimação da Equação 3.21, erro esse, dado por:

$$e(k + d) = E(q^{-1})\xi(k + d) = y(k + d) - \hat{y}(k + d|k) \quad (3.22)$$

A equação do MVP no domínio de representações via funções de transferência pode ser reescrita em função apenas das informações no presente e no passado e levando-se em consideração o erro de estimação, tal que:

$$\hat{y}(k+d|k) = \frac{B(q^{-1})E(q^{-1})}{C(q^{-1})}u(k) + \frac{F(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(k) \quad (3.23)$$

Observa-se a partir da Equação 3.23 que as raízes de  $C(q^{-1})$  precisam estar contidas dentro do círculo unitário para que o preditor seja estável. Portanto, na Equação 3.23, é necessário calcular os polinômios  $E(q^{-1})$  e  $F(q^{-1})$  que possibilitam a predição via  $\hat{y}(k+d|k)$ . Tal como apresentado por Aström e Wittenmark (1973) e Clarke e Gawthrop (1975), uma das formas é a solução da identidade polinomial apresentada na Equação 3.18, designada como uma equação Diofantina.

O controlador GMV é então desenvolvido a partir de uma nova saída generalizada:

$$\hat{\phi}(k+d|k) = \hat{y}(k+d|k) - y_r(k+d) + \lambda u(k) \quad (3.24)$$

A lei de controle do GMV de ordem mínima é dada por:

$$u(k) = \frac{C(q^{-1})y_r(k+d) - F(q^{-1})y(k)}{B(q^{-1})E(q^{-1}) + \lambda C(q^{-1})} \quad (3.25)$$

Por ser mais simples e conter somente um parâmetro de sintonia, a estrutura fixa de ordem mínima fornece pouca flexibilidade ao projetista. Isso quer dizer que a lei de controle resultante é essencialmente dependente das características dinâmicas do modelo de projeto, ponderadas por  $\lambda$ , fator escalar que pondera a energia do sinal de controle. Quanto maior seu valor, mais conservativa a ação de controle se torna (SILVEIRA, 2012).

### 3.5 Controle GMVSS

O projeto do controlador GMV no espaço de estados, GMVSS, surgiu a partir da busca por um método de projeto para o MVP que dispensasse a solução da equação Diofantina. A premissa foi a de que tanto o controle MV, GMV, como o LQG (*Linear Quadratic Gaussian*), compartilham algumas similaridades e são derivados de uma família de métodos de projeto baseados em variância mínima no contexto da teoria de controle ótimo e estocástico (SILVEIRA, 2012).

Apesar das similaridades entre MV, GMV e LQG, uma das principais diferenças, é que essas duas primeiras técnicas de controle são baseadas no domínio de funções de transferência, e o LQG é baseado no domínio de representações no espaço de estados.

No entanto, é possível formular o problema de controle MV como uma solução particular do LQG para realimentação de saída, trabalhando no espaço de estados, tal como explanou Kwong (1987). De forma similar, Inoue et al. (2001) apresentaram o controlador GMV como sendo um compensador dinâmico preditivo, composto de um estimador de estados de ordem reduzida e um controlador por realimentação de estados estimados. Isso significa que o princípio de separação é válido para o MV e GMV, permitindo que esses sejam descritos de forma semelhante ao LQG e projetados a partir de modelos no espaço de estados.

A técnica de projeto adotada do GMVSS segue na direção do princípio da separação e na equivalência de uma solução particular do filtro de Kalman que recai no problema do MVP de 1-passo a frente (BITMEAD et al., 1990; LI et al., 1997).

As principais diferenças do GMVSS em relação ao projeto do GMV no espaço de estados de Inoue et al. (2001) são: a simplicidade no desenvolvimento, a possibilidade de usar filtros generalizados de ponderação do sinal de saída a partir do filtro de Kalman e que não há necessidade de resolver a Diofantina. De fato, o método de projeto GMVSS resolve intrinsecamente a equação Diofantina. Isso significa que o procedimento de projeto implementa, indiretamente, um algoritmo analítico de solução da Diofantina do MVP (SILVEIRA, 2012).

Deve-se ter em mente que os métodos GMVSS, o de Kwong (1987) e Inoue et al. (2001), são equivalentes aos seus homólogos no domínio de funções de transferência. Portanto, as mesmas restrições e vantagens do controlador GMV de Clarke e Gawthrop (1975) se mantêm. O que difere é o procedimento de projeto e a adição do conceito de variáveis de estado no problema. No caso do GMVSS, a idéia é a simplificação do procedimento de projeto para sistemas de ordem elevada e longos atrasos de transporte.

O projeto do controlador GMVSS começa com uma representação ARMAX em espaço de estados do tipo:

$$x(k) = Ax(k - 1) + Bu(k - d) + \Gamma\xi(k - 1) \quad (3.26)$$

$$y(k) = Cx(k) + \xi(k) \quad (3.27)$$

Sendo as matrizes  $A$ ,  $B$ ,  $\Gamma$  e  $C$  descritas por:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & -a_{n_a} \\ 1 & \cdots & 0 & -a_{n_a-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & 1 & -a_1 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$B = \begin{bmatrix} b_{n_b} \\ b_{n_b-1} \\ \vdots \\ b_0 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$C = [0 \quad \cdots \quad 0 \quad 1] \quad (3.30)$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} c_{n_c} - a_{n_a} \\ c_{n_c-1} - a_{n_a-1} \\ \vdots \\ c_1 - a_1 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

onde  $n_a$ ,  $n_b$  e  $n_c$  são as ordens dos polinômios  $A(q^{-1})$ ,  $B(q^{-1})$  e  $C(q^{-1})$ , respectivamente. Avançando-se a Equação 3.27  $d$ -passos à frente, tem-se:

$$y(k+d) = Cx(k+d) + \xi(k+d) \quad (3.32)$$

onde uma expressão geral para  $x(k+d)$  é obtida avançando-se a Equação 3.26 de tal maneira que:

$$\begin{aligned} x(k+d) &= A^d x(k) + \sum_{i=1}^d A^{d-i} B u(k-d+i) \\ &\quad + \sum_{i=1}^d A^{d-i} \Gamma \xi(k-1+i) \end{aligned} \quad (3.33)$$

Como o vetor de estados  $x(k)$  não está sendo completamente medido, ele deve ser estimado para alimentar diretamente a Equação 3.33. Em Li et al. (1997), uma solução particular do filtro de Kalman foi apresentada como sendo equivalente ao MVP de 1-passo a frente. Diz-se então que o vetor de estados estimados:

$$\bar{x}(k+1) = (A - \Gamma C)\bar{x}(k) + B u(k-d+1) + \Gamma y(k) \quad (3.34)$$

obtido pela substituição de  $\xi(k) = y(k) - C\bar{x}(k)$  da Equação 3.27 na Equação 3.26, fornece a saída predita equivalente ao MVP de 1-passo à frente baseado na Equação 3.23.

$$\hat{y}(k+1|k) = C\bar{x}(k+1) \quad (3.35)$$

A garantia de estabilidade e de convergência do estimador é análoga ao exposto por Aström e Wittenmark (1973), ou seja, os polinômios  $A(q^{-1})$  e  $C(q^{-1})$  da Equação 3.08 precisam ser estáveis para garantir que os autovalores de  $(A - \Gamma C)$  também sejam estáveis.

Substituindo-se  $\bar{x}(k)$  na Equação 3.33, a saída predita na Equação 3.32 torna-se igual a:

$$\begin{aligned} y(k+d) = & \underbrace{CA^d x(k) + \sum_{i=1}^d CA^{d-i} Bu(k-d+i)}_{\text{parte determinística}} \\ & + \underbrace{\xi(k+d) + \sum_{i=1}^d CA^{d-i} \Gamma \xi(k-1+i)}_{\text{parte estocástica}} \end{aligned} \quad (3.36)$$

É explícita a influência de ações no presente e no futuro de  $\xi(k)$ . A parte estocástica da Equação 3.36 pode ser dividida em presente e futuro, como:

$$\begin{aligned} \xi(k+d) + \sum_{i=1}^d CA^{d-i} \Gamma \xi(k-1+i) = & \underbrace{\xi(k+d) + \sum_{i=1}^d CA^{d-i} \Gamma \xi(k-1+i)}_{\text{parte estocástica}} \\ & \underbrace{CA^{d-1} \Gamma \xi(k)}_{\text{presente}} \\ & + \underbrace{\sum_{i=2}^d CA^{d-i} \Gamma \xi(k-1+i)}_{\text{futuro}} \end{aligned} \quad (3.37)$$

A melhor informação sobre  $\xi(k)$  está ligada a medidas passadas e até o instante  $k$ , e a saída predita a  $d$ -passos a frente é então reescrita como:

$$\hat{y}(k+d|k) = CA^d \bar{x}(k+d) + \sum_{i=1}^d CA^{d-i} Bu(k-d+i) + CA^{d-1} \Gamma \xi(k) \quad (3.38)$$

No entanto, sabe-se que  $\xi(k) = y(k) - C\bar{x}(k)$ , então o MVP no espaço de estados pode ser reescrito da seguinte forma:

$$\begin{aligned} \hat{y}(k+d|k) &= C\hat{x}(k+d|k) = (CA^d - CA^{d-1}\Gamma C)\bar{x}(k) \\ &+ \sum_{i=1}^d CA^{d-i}Bu(k-d+i) + CA^{d-1}\Gamma y(k) \end{aligned} \quad (3.39)$$

O MVP no espaço de estados apresentado na Equação 3.39 retém, intrinsecamente, uma forma de solução analítica da equação Diofantina usada no projeto via funções de transferência do controlador GMV apresentada na Equação 3.18. Reescrevendo-se a Equação 3.39 de modo a visualizá-la como um preditor de estados MV, tal que:

$$\hat{x}(k+d|k) = (A^d - FC)\bar{x}(k) + \sum_{i=1}^d A^{d-i}Bu(k-d+i) + Fy(k) \quad (3.40)$$

com  $F = A^{d-1}\Gamma$  sendo o ganho do preditor de estados MV a filtrar  $y(k)$ , tornando evidente que  $F$  é responsável pela função do filtro  $F(q^{-1})$ , isto é:

$$F^T = [f_0 \quad f_1 \quad \cdots \quad f_{n_a-1}] \quad (3.41)$$

De forma similar, recorrendo aos termos no futuro relativos a  $\xi(k)$  na Equação 3.37 e comparando-os com a Equação 3.17, é possível explicar  $E(q^{-1})$  deslocando-se a Equação 3.17  $d$ -passos atrás para obter o filtro:

$$E(q^{-1}) = 1 + CA^0\Gamma q^{-1} + CA^1\Gamma q^{-2} + \cdots + CA^{d-2}\Gamma q^{-(d-1)} \quad (3.42)$$

O procedimento de projeto do MVP no espaço de estados fornece, de forma natural, um algoritmo de solução da equação Diofantina do controlador GMV no caso clássico via funções de transferência (SILVEIRA, 2012).

Resumindo, pode-se dizer que o procedimento de projeto é baseado na alimentação direta dos estados estimados pelo filtro de Kalman na saída predita, isto é:

$$\bar{x}(k) = (A - \Gamma C)\bar{x}(k-1) + Bu(k-d) + \Gamma y(k-1) \quad (3.43)$$

$$\hat{y}(k+d|k) = (CA^d - CFC)\bar{x}(k) + \sum_{i=1}^d CA^{d-i}Bu(k-d+i) + CFy(k) \quad (3.44)$$



Recorrendo-se a revisão sucinta da teoria de controle GMV feita na seção 3.4, a saída generalizada é baseada em medidas até o instante  $k$  e uma sequência de referência futura conhecida:

$$\hat{\phi}(k+d|k) = \hat{y}(k+d|k) - y_r(k+d) + \lambda u(k) \quad (3.45)$$

A lei de controle do GMVSS de ordem mínima é dada por:

$$\left( \lambda + \sum_{i=1}^d CA^{d-i} B q^{-(d-i)} \right) u(k) = y_r(k+d) - (CA^d - CFC)\bar{x}(k) - CFy(k) \quad (3.46)$$

### 3.6 Controlador GMVSS na Topologia Canônica RST de Controlador

Assume-se que a planta é descrita por um sistema do tipo SISO com perturbações:

$$y(k) = \frac{q^{-d}B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(k) + \frac{q^{-d}B(q^{-1})}{A(q^{-1})}d_i(k) + d_o(k) \quad (3.47)$$

onde  $d_i(k)$  e  $d_o(k)$  são as perturbações de entrada e de saída, respectivamente. As perturbações podem sensibilizar um sistema de várias formas. Neste trabalho assume-se que elas afetam tanto a entrada quanto a saída do sistema. Para sistemas lineares onde o princípio da superposição é válido, uma perturbação de entrada ou de saída sempre pode ser encontrada (ASTRÖM e WITTENMARK, 2008).

Considera-se a priori que  $d_i(k)$  e  $d_o(k)$  são nulos, o que leva a lei de controle linear genérica, conhecida como forma (canônica) RST de controlador:

$$R(q^{-1})u(k) = T(q^{-1})y_r(k) - S(q^{-1})y(k) \quad (3.48)$$

onde  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  e  $T(q^{-1})$  são polinômios de ponderação (filtros) da saída do controlador, saída do sistema e sinal de referência, respectivamente. O formato RST de controlador possui dois graus de liberdade, uma vez que a lei de controle é composta por uma parcela *feedback*  $S(q^{-1})/R(q^{-1})$  e uma parcela *feedforward*  $T(q^{-1})/R(q^{-1})$ . A adequada seleção desses polinômios permite solucionar tanto o problema de regulação quanto o problema de rastreamento de referência em uma malha de controle. O diagrama de blocos do sistema em malha fechada é apresentado na Figura 3.2.

Os polinômios  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  e  $T(q^{-1})$  são definidos como:

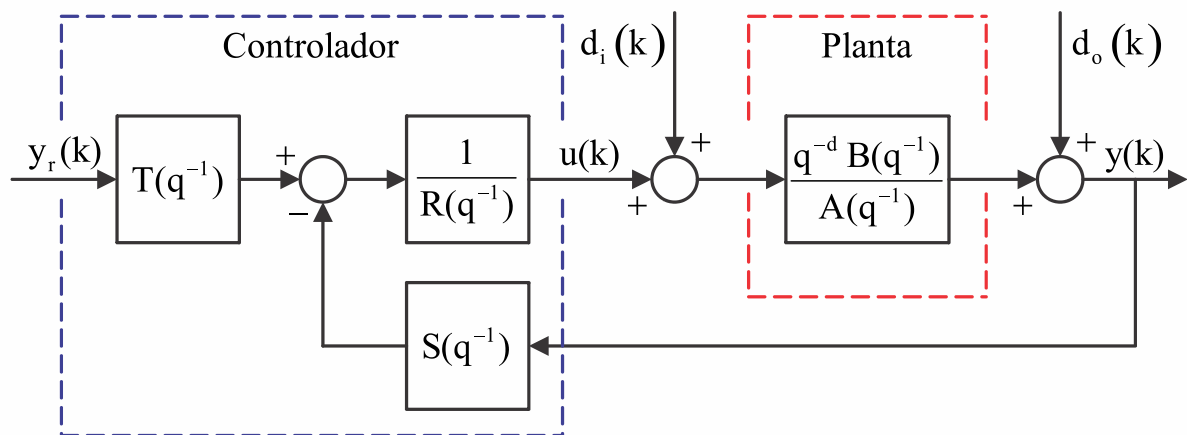
$$R(q^{-1}) = 1 + r_1 q^{-1} + \dots + r_{n_r} q^{-n_r} \quad (3.49)$$

$$S(q^{-1}) = s_0 + s_1 q^{-1} + \dots + s_{n_s} q^{-n_s} \quad (3.50)$$

$$T(q^{-1}) = t_0 + t_1 q^{-1} + \dots + t_{n_t} q^{-n_t} \quad (3.51)$$

onde os índices  $n_r$ ,  $n_s$  e  $n_t$  são as ordens dos polinômios  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  e  $T(q^{-1})$ .

Figura 3.2 – Diagrama de blocos de um controlador na topologia RST em malha fechada.



Fonte: Elaboração própria, adaptado a partir de ASTRÖM e WITTENMARK, 2008.

Observando-se a Figura 3.2, a função de transferência do sistema em malha fechada é:

$$T_{mf}(q^{-1}) = \frac{y(k)}{y_r(k)} = \frac{q^{-d} B(q^{-1}) T(q^{-1})}{A(q^{-1}) R(q^{-1}) + B(q^{-1}) S(q^{-1})} \quad (3.52)$$

A função de transferência de malha fechada da perturbação de entrada  $d_i(k)$  para a saída da planta  $y(k)$  é:

$$S_i(q^{-1}) = \frac{y(k)}{d_i(k)} = \frac{q^{-d} B(q^{-1}) R(q^{-1})}{A(q^{-1}) R(q^{-1}) + B(q^{-1}) S(q^{-1})} \quad (3.53)$$

A função de transferência de malha fechada da perturbação de saída  $d_o(k)$  para a saída da planta  $y(k)$  é:

$$S_o(q^{-1}) = \frac{y(k)}{d_o(k)} = \frac{A(q^{-1}) R(q^{-1})}{A(q^{-1}) R(q^{-1}) + B(q^{-1}) S(q^{-1})} \quad (3.54)$$

Lembrando-se que o controlador GMV e GMVSS possuem a lei de controle idêntica, diferindo apenas no método de projeto, uma vez que o método de projeto do controlador GMVSS é simplificado em relação ao método de projeto do controlador GMV, já que a equação Diofantina é intrinsecamente solucionada pelo MVP no espaço de estados, o que não ocorre no MVP em função de transferência, sendo tarefa do projetista da malha de controle a sua correta solução.

Tanto o controlador GMV quanto o controlador GMVSS são controladores lineares e podem ser escritos na forma canônica RST. Por inspeção da Equação 3.25 e Equação 3.48, é fácil perceber que para o caso do controlador GMV ou GMVSS de ordem mínima os polinômios  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  e  $T(q^{-1})$  são definidos como:

$$R(q^{-1}) = B(q^{-1})E(q^{-1}) + \lambda C(q^{-1}) \quad (3.55)$$

$$S(q^{-1}) = F(q^{-1}) \quad (3.56)$$

$$T(q^{-1}) = C(q^{-1}) \quad (3.57)$$

O parâmetro de projeto  $\lambda$  é especificado pelo projetista e pondera a ação de controle. Os polinômios  $B(q^{-1})$  e  $C(q^{-1})$  são fornecidos pelo modelo ARMAX da planta (Equação 3.08), enquanto que os polinômios  $E(q^{-1})$  e  $F(q^{-1})$  são oriundos da solução da equação Diofantina (Equação 3.18). Para o caso do controlador GMVSS, os filtros  $E(q^{-1})$  e  $F(q^{-1})$  são calculados por meio da Equação 3.41 e Equação 3.42. A possibilidade de obtenção do controlador GMVSS na forma canônica RST permite a análise de robustez da malha de controle.

### 3.7 Funções de Sensibilidade

O projeto de sistemas de controle envolve uma relação de compromisso entre objetivos conflitantes tais como desempenho e robustez. Em geral, um sistema de controle realimentado deve atender algumas características desejáveis:

- 1) Estabilidade em malha fechada;
- 2) Boa rejeição de perturbações (sem ação de controle excessiva);
- 3) Rápido rastreamento de referência (sem ação de controle excessiva);
- 4) Grau de robustez satisfatório a variações da dinâmica da planta e incertezas de modelagem;
- 5) Pouca sensibilidade a ruídos de medição.

Ruído de medição e erros de modelagem geralmente são dinâmicas de alta frequência não modeladas e podem causar comportamentos indesejáveis e até a instabilidade da malha de controle. Sendo assim, é importante o projeto de controladores capazes de garantir desempenho e robustez mesmo na presença de tais efeitos (ASTRÖM e WITTENMARK, 2011).

Segundo Seborg et al. (2010), a robustez de um sistema de controle é analisada a partir da margem de ganho (GM – *Gain Margin*) e margem de fase (PM – *Phase Margin*) da função de sensibilidade complementar  $T_{mf}(q^{-1})$  e da função de sensibilidade  $S_o(q^{-1})$ , Equações 3.52 e 3.54, respectivamente. As funções de sensibilidade permitem acessar as características de resposta em malha fechada e o quão sensível o sistema de controle é a mudanças na planta, fornecendo informação relevante a respeito da estabilidade e robustez do sistema de controle.

As taxas de amplificação máximas das funções de sensibilidade e sensibilidade complementar fornecem medidas úteis sobre a robustez da malha de controle. Essas medidas também são usadas como critério de projeto de sistemas de controle (DOYLE et al., 1990).

Assume-se que  $|S_o(e^{j\omega T_s})|$  e  $|T_{mf}(e^{j\omega T_s})|$  são as taxas de amplificação de  $S_o(q^{-1})$  e  $T_{mf}(q^{-1})$ , respectivamente. Define-se  $M_S$  como o máximo valor de  $|S_o(e^{j\omega T_s})|$  para todas as frequências:

$$M_S = \max_{0 \leq \omega \leq \infty} |S_o(e^{j\omega T_s})| = \|S_o(q^{-1})\|_{\infty} \quad (3.58)$$

Usando a Equação 3.54, a Equação 3.58 pode ser reescrita como:

$$M_S = \max_{0 \leq \omega \leq \infty} |S_o(e^{j\omega T_s})| = \left\| \frac{A(q^{-1})R(q^{-1})}{A(q^{-1})R(q^{-1}) + B(q^{-1})S(q^{-1})} \right\|_{\infty} \quad (3.59)$$

O máximo valor  $M_S$  também possui uma interpretação geométrica. A malha aberta é definida como sendo a função de transferência do controlador em série com a função de transferência da planta. Dessa forma,  $M_S$  é o inverso da menor distância do gráfico de Nyquist de malha aberta até o ponto crítico  $(-1, j0)$ . Portanto, quanto menor for o máximo valor  $M_S$ , maior será a robustez do sistema perante perturbações atuantes na entrada e saída da planta.

Define-se  $M_T$  como o máximo valor de  $|T_{mf}(e^{j\omega T_s})|$  para todas as frequências:

$$M_T = \max_{0 \leq \omega \leq \infty} |T_{mf}(e^{j\omega T_s})| = \|T_{mf}(q^{-1})\|_{\infty} \quad (3.60)$$

Usando a Equação 3.52, a Equação 3.60 pode ser reescrita como:

$$M_T = \max_{0 \leq \omega \leq \infty} |T_{mf}(e^{j\omega T_s})| = \left\| \frac{q^{-d}B(q^{-1})T(q^{-1})}{A(q^{-1})R(q^{-1}) + B(q^{-1})S(q^{-1})} \right\|_{\infty} \quad (3.61)$$

O máximo valor  $M_T$  considera a influência da referência  $y_r(k)$  na malha de controle e é equivalente ao pico de ressonância, o qual em geral deve ser mantido pequeno. Em baixas frequências,  $|T_{mf}(e^{j\omega T_s})| \rightarrow 1$  e  $|S_o(e^{j\omega T_s})| \rightarrow 0$  e em altas frequências  $|T_{mf}(e^{j\omega T_s})| \rightarrow 0$  e  $|S_o(e^{j\omega T_s})| \rightarrow 1$ . Idealmente,  $|T_{mf}(e^{j\omega T_s})|$  deve ser mantido igual à unidade pela maior faixa de frequência possível, enquanto que  $|S_o(e^{j\omega T_s})|$  deve ser nula para todas as frequências. No entanto, essa situação ideal é fisicamente impossível para sistemas de controle, portanto um objetivo mais realista é minimizar  $|S_o(e^{j\omega T_s})|$  pela maior faixa de frequência possível. Isso significa dizer que o sistema de controle terá rastreamento de referência mais rápido e sua faixa de operação será estendida, bem como maior rejeição de perturbações externas e maior tolerância a erros de modelagem.

Os máximos valores  $M_S$  e  $M_T$  estão relacionados às margens de ganho (decibel) e fase (graus) conforme apresentado nas Equações 3.62 a 3.65. Em geral, uma boa relação de compromisso entre desempenho e robustez da malha de controle é alcançada para o intervalo:  $1 \leq M_T \leq 1,5$  e  $1,2 \leq M_S \leq 2$  (SEGORG et al., 2010).

$$GM \geq 20 \log_{10} \left( \frac{M_S}{M_S - 1} \right) \quad (3.62)$$

$$PM \geq 2 \operatorname{sen}^{-1} \left( \frac{1}{M_S} \right) \left( \frac{180^\circ}{\pi} \right) \quad (3.63)$$

$$GM \geq 20 \log_{10} \left( 1 + \frac{1}{M_T} \right) \quad (3.64)$$

$$PM \geq 2 \operatorname{sen}^{-1} \left( \frac{1}{M_T} \right) \left( \frac{180^\circ}{\pi} \right) \quad (3.65)$$

A margem de ganho indica o quanto o ganho na malha de controle pode aumentar antes que ocorra a instabilidade e, por sua vez, a margem de fase indica o quanto de atraso de tempo adicional pode ser incluído na malha de controle antes que a instabilidade ocorra (SEBORG et al., 2010; OGATA, 2011).

As escolhas de margem de ganho e margem de fase também refletem a qualidade do modelo e a variabilidade esperada da planta. Em geral, um controlador bem sintonizado deve possuir uma taxa de amplificação entre 1,7 e 4, ou seja,  $4,6 \text{ dB} \leq GM \leq 12 \text{ dB}$  e  $30^\circ \leq PM \leq 45^\circ$  (SEBORG et al., 2010).

### 3.8 Conclusão

O objetivo desse capítulo foi apresentar as idéias básicas sobre controle digital e identificação de sistemas, além de revisar de modo sucinto a teoria de controle preditivo de variância mínima tanto via funções de transferência quanto via espaço de estados. Mostrou-se ao leitor como o método de projeto do controlador GMVSS é simplificado em relação ao método de projeto do controlador GMV, permitindo ao projetista de sistemas de controle lidar melhor com sistemas que possuem grandes atrasos de tempo e modelos matemáticos de ordem mais elevada. Apresentou-se como o controlador GMV e GMVSS podem ser obtidos na topologia RST de controlador. Explanou-se também o conceito de robustez de uma malha de controle e como as funções de sensibilidade complementar e sensibilidade fornecem informações sobre as características de desempenho e robustez do sistema em malha fechada. Por fim, definiu-se a métrica utilizada para análise quantitativa de robustez do sistema de controle. No próximo capítulo um modelo linear do sistema de potência é identificado, aplica-se então o método de projeto do controlador GMVSS para se obter um controlador preditivo. Essa é a estratégia de controle que é utilizada para sintetizar o estabilizador de sistema de potência preditivo, cujo objetivo é amortecer as oscilações eletromecânicas de interesse.

## 4 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

### 4.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é apresentar os resultados obtidos com a utilização do método de projeto do controlador GMVSS aplicado para amortecer as oscilações eletromecânicas de um sistema do tipo máquina síncrona – barramento infinito, avaliando-se o desempenho e robustez obtido pelo ESP convencional e pelo ESP preditivo proposto. Discute-se também a identificação paramétrica de um modelo do sistema adequado ao projeto do estabilizador preditivo, optando-se por uma identificação recursiva via mínimos quadrados (RLS – *Recursive Least Squares*). Inicialmente é realizado um rápido estudo para seleção da ordem adequada ao modelo da planta a ser identificado, de tal forma que os modos de oscilação de interesse possam ser satisfatoriamente observados. Definida a ordem do modelo, são então efetuadas simulações não lineares com a finalidade de validar o método de controle preditivo proposto neste estudo. Em todas as simulações apresentadas, utiliza-se uma frequência de amostragem  $f_s = 25$  Hz, ou seja, período de amostragem  $T_s = 40$  ms para o controlador preditivo de variância mínima.

### 4.2 Identificação do Modelo da Planta

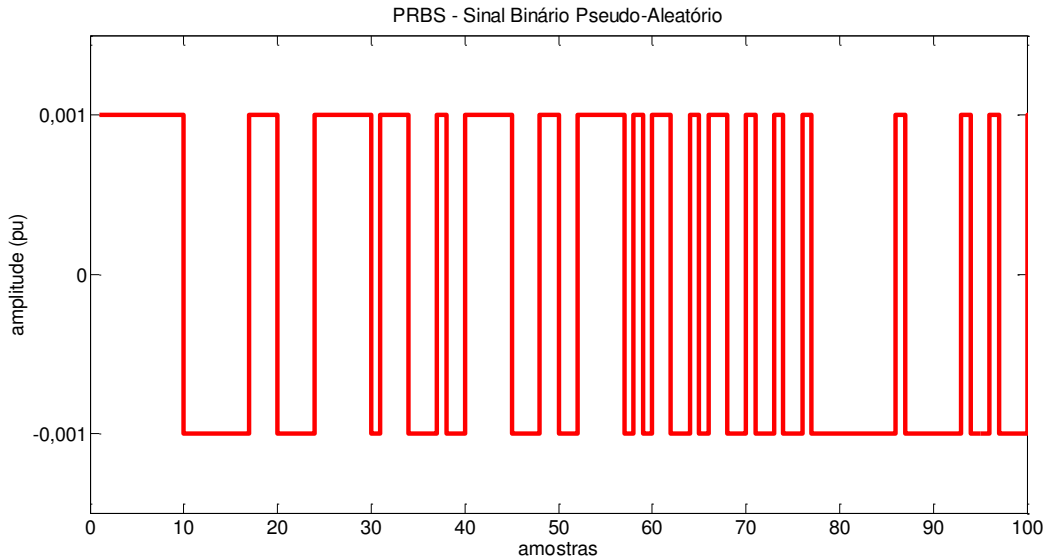
Para excitar adequadamente os modos de oscilação na faixa entre 0,1 Hz e 2,5 Hz, projetou-se um sinal do tipo PRBS (*Pseudo Random Binary Signal*) em ambiente computacional, a partir das recomendações feitas por Landau (1990), com 10 células compondo o registrador de deslocamento e utilizando um período de amostragem  $\Delta t$  igual a 100 milissegundos. Um sinal PRBS assume somente dois valores:  $+v$  e  $-v$ ; esses valores mudam a cada  $\Delta t$  períodos discretos de tempo e essas mudanças acontecem de uma maneira pseudoaleatória. A sequência gerada pelo registrador de deslocamento é periódica, com período  $N \times \Delta t$  (onde  $N$  é um número inteiro), porém o período pode ser suficientemente extenso de tal modo que possa ser considerado aleatório para aplicação. A sequência de máximo comprimento é a mais comumente usada, onde  $N = 2^n - 1$  (sendo  $n$  é o número de células do registrador de deslocamento).

Sendo assim, a faixa de frequência excitada pelo PRBS é:

- Frequência mínima:  $f_{min} = 1/N \times \Delta t = [(2^{10} - 1) \times 0,1]^{-1} \cong 0,01$  Hz
- Frequência máxima:  $f_{max} \cong 1/3 \times \Delta t = 1/0,3 = 3,33$  Hz

Portanto, a faixa de frequência excitada engloba as frequências de interesse para o amortecimento das oscilações eletromecânicas do sistema de potência. Na Figura 4.1 são apresentadas 100 amostras do PRBS gerado computacionalmente com amplitude  $v = 0,001$ .

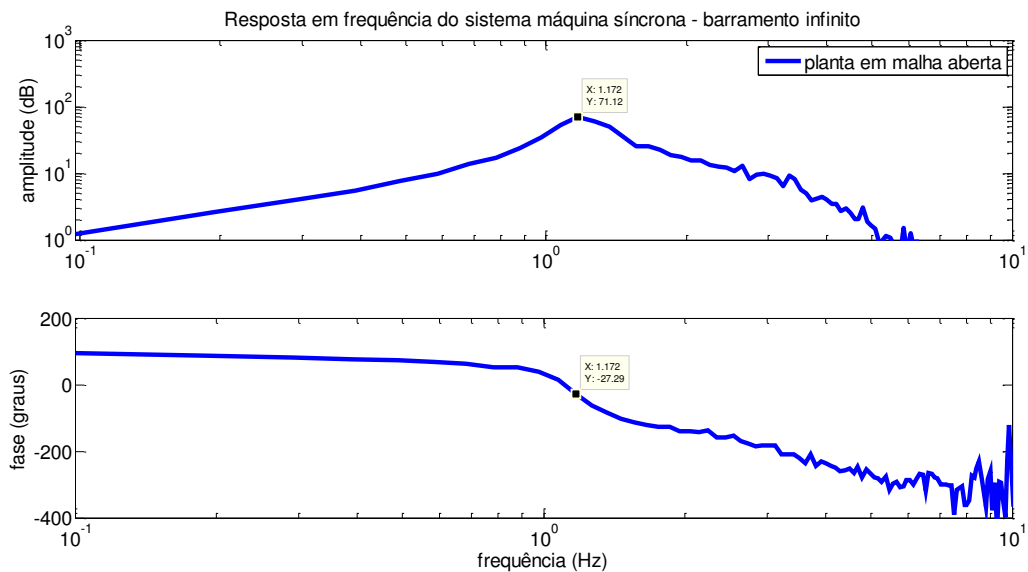
Figura 4.1 – PRBS gerado pelo registrador de deslocamento.



Fonte: Elaboração própria.

O PRBS gerado é sobreposto ao sinal de referência de tensão do RAT, enquanto o sinal de saída da planta é o desvio de velocidade angular, coletado logo após o filtro *washout* com período de amostragem igual a 40 milissegundos. A identificação é feita em malha aberta. Na Figura 4.2 é apresentado o diagrama de Bode da planta.

Figura 4.2 – Diagrama de Bode do sistema elétrico de potência.



Fonte: Elaboração própria.



A partir da resposta em frequência do sistema, percebe-se que o mesmo apresenta um modo dominante mal amortecido em torno de 1,172 Hz. Verifica-se também que o PRBS projetado é capaz de excitar adequadamente a dinâmica da planta, conforme o esperado (FERREIRA, 2005).

Por meio da *toolbox* de identificação do MATLAB (LJUNG, 2013; MATHWORKS, 2015), foram realizados alguns testes de identificação *offline* da planta, com o objetivo de definir qual é a ordem adequada do modelo para ser utilizado nas simulações posteriores. Em todas as simulações que são apresentadas nesse capítulo, supõe-se que a planta pode ser representada por um modelo linear estocástico na forma ARMAX, com a estrutura:

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

Os polinômios  $A(q^{-1})$ ,  $B(q^{-1})$  e  $C(q^{-1})$  são definidos como:

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + \dots + a_{n_a}q^{-n_a} \quad (4.2)$$

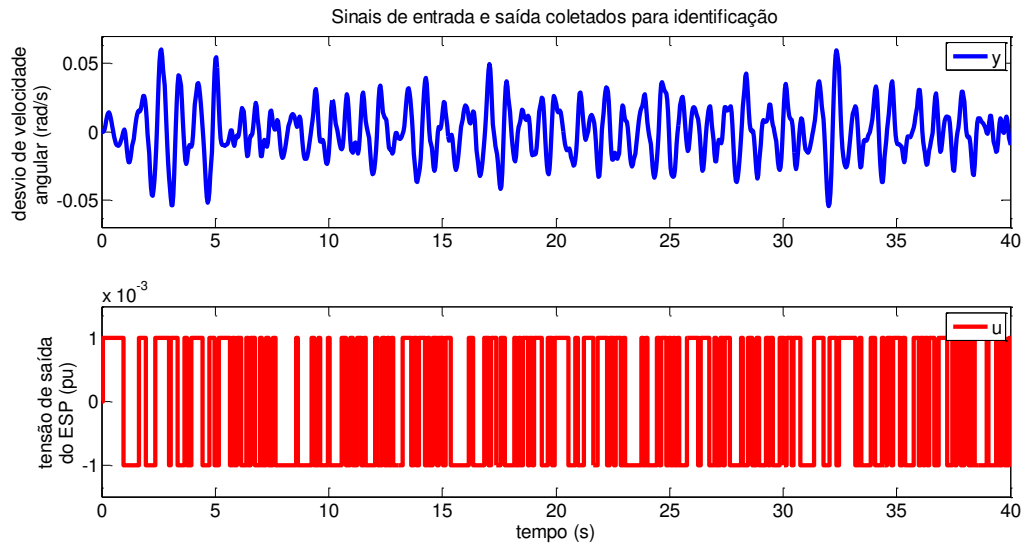
$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b} \quad (4.3)$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + c_2q^{-2} + \dots + c_{n_c}q^{-n_c} \quad (4.4)$$

onde  $d = 1$ ,  $n_a = n_b = n_c$  e  $u(k)$ ,  $y(k)$  e  $\xi(k)$  sendo o sinal de entrada da planta (tensão de saída do ESP), saída da planta (desvio de velocidade angular do eixo do rotor) e ruído, respectivamente.

Utilizando os sinais de entrada e saída coletados para o ponto de operação  $P_t = 0,75 pu$ ;  $Q_t = 0,10 pu$ ;  $\dot{V}_t = 1,0078 \angle 17,871^\circ pu$ ;  $\dot{V}_\infty = 1,00 \angle 0^\circ pu$ , foram identificados modelos de 2ª à 6ª ordem, sendo que os modelos de 4ª, 5ª e 6ª ordem apresentaram os melhores resultados. Foram coletados 50 mil pares de entrada e saída, sendo que a primeira metade dos dados foi reservada para fazer a estimação dos modelos, enquanto que o restante dos dados foi aplicado para validação dos mesmos. Na Figura 4.3 é mostrada uma parcela dos dados coletados referente aos 40 primeiros segundos da etapa de identificação do sistema.

Figura 4.3 – Sinais de entrada e saída coletados para um dado ponto de operação.



Fonte: Elaboração própria.

O modelo de 2ª ordem obtido não capturou de forma eficiente as informações relativas ao modo de oscilação dominante do sistema sendo, portanto, descartado. Em relação aos quatro modelos restantes, o modelo de 3ª ordem foi o que apresentou o maior erro acumulado (entre a saída da planta e a saída do modelo), sendo dessa forma também descartado. Assim, a escolha da ordem do modelo ficou restrita aos modelos de 4ª, 5ª e 6ª ordem. Na Tabela 1 é visualizado o somatório do erro quadrático médio para cada modelo estocástico identificado.

Tabela 1 – Somatório dos erros quadráticos para os modelos identificados.

Modelo	Somatório do Erro Quadrático Médio	Ajuste aos Dados de Validação
2ª Ordem	$4,929 \times 10^{-7}$	24,40%
3ª Ordem	$1,846 \times 10^{-7}$	14,70%
4ª Ordem	$3,075 \times 10^{-8}$	81,14%
5ª Ordem	$2,196 \times 10^{-8}$	81,05%
6ª Ordem	$1,869 \times 10^{-8}$	81,17%

Fonte: Elaboração própria.

Na Tabela 2 comparam-se as frequências naturais não amortecidas e os coeficientes de amortecimento obtidos por meio dos modelos identificados. Nota-se que os modelos de 4ª, 5ª e 6ª ordem conseguem representar adequadamente a dinâmica do sistema de potência para o ponto de operação considerado.

Tabela 2 – Comparação dos modelos identificados.

Modelo	Coefficiente de Amortecimento	Frequência Natural (Hz)
4ª Ordem	$\xi = 0,1033$	1,1907
5ª Ordem	$\xi = 0,1072$	1,1899
6ª Ordem	$\xi = 0,1033$	1,1838

Fonte: Elaboração própria.

Dessa forma, comprova-se que os modelos lineares discretos são capazes de representar satisfatoriamente o sistema não linear no ponto de operação em particular onde os sinais de entrada e saída foram coletados. Entretanto, quanto maior a ordem do modelo discreto a ser utilizado, maior será o esforço computacional para calcular a lei de controle. Os modelos estocásticos de 5ª e 6ª ordem apresentam uma dinâmica muito similar à dinâmica apresentada pelo modelo de 4ª ordem conforme as informações dispostas na Tabela 1. Sendo assim, pelo princípio da Parcimônia, o modelo de 4ª ordem foi selecionado como sendo o mais adequado para representar a dinâmica do sistema máquina síncrona – barramento infinito. Tal escolha de modelo também impacta na estrutura do controlador preditivo a ser utilizado, uma vez que este depende da ordem do modelo da planta selecionado.

Os parâmetros do modelo de 4ª ordem identificados via RLS (*Recursive Least Squares*) para um intervalo de tempo de 2 mil segundos (uma janela de 50 mil dados) são apresentados na Tabela 3, enquanto que os polos e zeros do modelo linear podem ser vistos na Tabela 4.

Tabela 3 – Parâmetros identificados dos polinômios.

$A(q^{-1})$	$B(q^{-1})$	$C(q^{-1})$
$a_1 = -2,8923$	$b_0 = 0,3922$	$c_1 = 0,0161$
$a_2 = 3,3793$	$b_1 = 0,6820$	$c_2 = -0,2483$
$a_3 = -1,9293$	$b_2 = -0,5280$	$c_3 = 0,2848$
$a_4 = 0,4833$	$b_3 = -0,5175$	$c_4 = -0,1859$

Fonte: Elaboração própria.

Tabela 4 – Polos e zeros calculados a partir dos polinômios identificados.

Polos	Zeros
$0,9269 \pm j0,2843$	0,9855
$0,5192 \pm j0,4945$	-2,0811
—	-0,6433

Fonte: Elaboração própria.

O modelo identificado por meio do método dos mínimos quadrados recursivo representa adequadamente a dinâmica do sistema no ponto de operação considerado, como pode ser visto analisando-se os valores dos polos dominantes estimados recursivamente, presentes na Tabela 5. Na Figura 4.4 é vista a localização no plano-z dos polos e zeros do modelo de 4ª ordem identificado, enquanto que na Figura 4.5 é apresentada a resposta ao impulso do mesmo, podendo ser visualizado o modo de oscilação dominante do sistema de potência em estudo.

Figura 4.4 – Localização dos polos e zeros do modelo de 4ª ordem da planta.

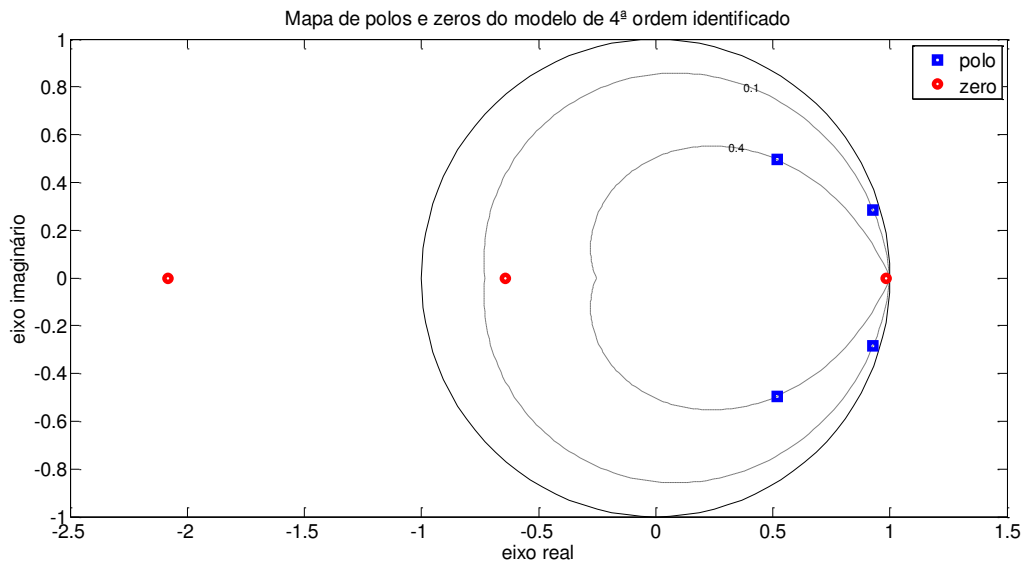
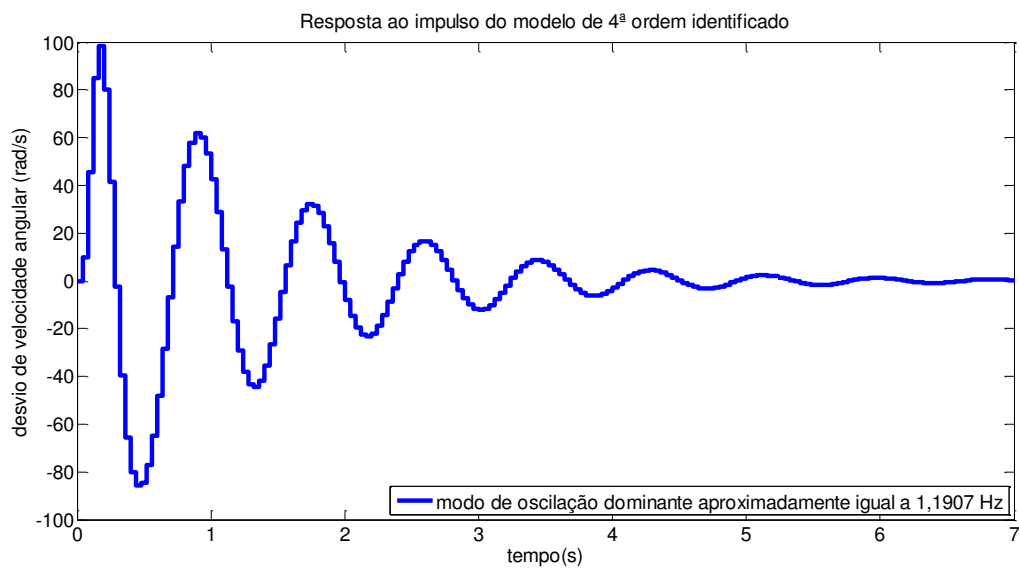
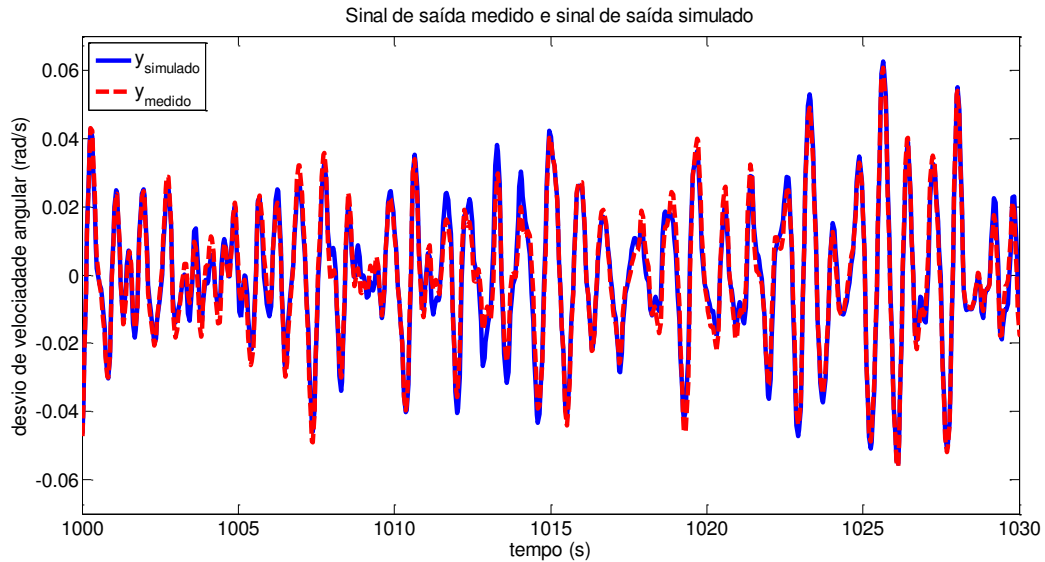


Figura 4.5 – Resposta ao impulso do modelo de 4ª ordem da planta.



A comparação entre a saída medida do sistema e a saída simulada pelo modelo ARMAX de 4ª ordem para um intervalo de tempo de 30 segundos é apresentada na Figura 4.6. Utilizou-se os dados de validação do modelo para tal comparação de sinais.

Figura 4.6 – Comparação entre a saída medida do sistema e a saída simulada do modelo.



Fonte: Elaboração própria.

Tabela 5 – Características do modelo de 4ª ordem identificado.

<b>Polos Dominantes</b>	<b>Coefficiente de Amortecimento</b>	<b>Frequência Natural (Hz)</b>
$0,9269 \pm j0,2843$	$\xi = 0,1033$	1,1907

Fonte: Elaboração própria.

O modelo identificado possui dois pares de polos complexos conjugados e três zeros reais. Os polos dominantes da dinâmica do sistema são os polos de baixa frequência e mal amortecidos apresentados na Tabela 5. Observa-se que o modelo capturou satisfatoriamente a dinâmica do modo de oscilação eletromecânica de 1,1907 Hz. Sendo assim pode-se concluir que a utilização do modelo ARMAX de 4ª ordem é adequada para capturar as informações sobre o modo de oscilação dominante da planta. Na próxima seção todas as simulações realizadas e métricas usadas para avaliar o desempenho e a robustez, tanto do controlador preditivo de variância mínima proposto neste trabalho, quanto do controlador clássico, utilizaram o modelo linear ARMAX de 4ª ordem, cujos parâmetros estimados via RLS estão dispostos na Tabela 3.

### 4.3 Simulações Não Lineares

O método GMVSS é a estratégia de controle utilizada no projeto do estabilizador de sistema de potência preditivo. Para comparar o desempenho do controlador proposto, um ESP convencional utilizando o desvio de velocidade angular (rad/s) como sinal de entrada, também é projetado. O ESP convencional é projetado seguindo as recomendações de Larsen e Swann (1981) e possuindo a seguinte função de transferência:

$$ESP(s) = \underbrace{K_{ESP}}_{\text{ganho}} \underbrace{\frac{T_w s}{T_w s + 1}}_{\text{filtro washout}} \underbrace{\left( \frac{T_1 s + 1}{T_2 s + 1} \frac{T_3 s + 1}{T_4 s + 1} \right)}_{\text{rede lead-lag}} \quad (4.5)$$

O ponto de operação escolhido para sintonizar o ESP convencional é definido por:

$$P_t = 0,75 \text{ pu} \quad Q_t = 0,10 \text{ pu} \quad \dot{V}_t = 1,0078 \angle 17,871^\circ \text{ pu} \quad \dot{V}_\infty = 1,00 \angle 0^\circ \text{ pu}$$

Com os seguintes parâmetros do ESP convencional sendo obtidos:

$$K_{ESP} = \frac{4}{2\pi f_o} = 1,061 \times 10^{-2} \text{ pu/(rad/s)} \quad T_1 = T_3 = 0,40 \text{ s}$$

$$T_w = 10 \text{ s} \quad T_2 = T_4 = 0,1413 \text{ s}$$

Para o caso máquina síncrona – barramento infinito, os ESPs convencionais, quando bem projetados, geralmente apresentam um desempenho aceitável quando a potência reativa é fornecida pela máquina síncrona. Nos casos em que o gerador opera absorvendo potência reativa, os estabilizadores convencionais têm seu desempenho degradado pela maior dificuldade de sintonização (BARREIROS et al., 2002).

Partindo-se desse princípio e mantendo-se  $\dot{V}_\infty = 1,00 \angle 0^\circ \text{ pu}$ , os seguintes pontos de operação inicial do gerador são utilizados para simulação numérica (ver Apêndice A). Os pontos de operação e os testes selecionados são os mesmo utilizados por Ferreira (2005):

- 1) Ponto de operação inicial:  $P_t = 0,75 \text{ pu}$ ,  $Q_t = 0,10 \text{ pu}$  e  $\dot{V}_t = 1,0078 \angle 17,871^\circ \text{ pu}$  (mesmo ponto de operação utilizado para sintonizar o ESP convencional e identificar o modelo usado para projetar o ESP proposto).
- 2) Ponto de operação inicial:  $P_t = 0,75 \text{ pu}$ ,  $Q_t = -0,0627 \text{ pu}$  e  $\dot{V}_t = 0,93 \angle 19,635^\circ \text{ pu}$  (o gerador síncrono opera consumindo potência reativa).

Os resultados das simulações numéricas são apresentados a seguir, com o tempo total de simulação para todos os casos sendo igual a 15 segundos. As faltas ou mudanças no ponto de operação são sempre aplicadas após 1 segundo de simulação. Em todas as simulações o ESP preditivo foi sintetizado com os seguintes parâmetros de projeto: número de predições à frente  $d = 3$  e fator de ponderação do esforço de controle  $\lambda = 30$ , valores estes selecionados a partir de simulações anteriores. Primeiramente, deve-se obter a representação em espaço de estados do sistema de acordo com a Equação 3.26 e Equação 3.27 a partir dos parâmetros identificados dispostos na Tabela 3. Dessa forma, o modelo de 4ª ordem identificado em espaço de estados é:

$$x(k) = Ax(k-1) + Bu(k-d) + \Gamma\xi(k-1) \quad (4.6)$$

$$y(k) = Cx(k) + \xi(k) \quad (4.7)$$

Sendo as matrizes  $A$ ,  $B$ ,  $\Gamma$  e  $C$  descritas por:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -0,4833 \\ 1 & 0 & 0 & 1,9293 \\ 0 & 1 & 0 & -3,3793 \\ 0 & 0 & 1 & 2,8923 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$B = \begin{bmatrix} -0,5175 \\ -0,5280 \\ 0,6820 \\ 0,3922 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

$$C = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \quad (4.10)$$

$$\Gamma = \begin{bmatrix} -0,6692 \\ 2,2141 \\ -3,6276 \\ 2,9084 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Em seguida, calcula-se o ganho  $F$  do preditor de estados MV a filtrar  $y(k)$  apresentado na Equação 3.40. O MVP da Equação 3.39, reescrito como preditor de estados MV é:

$$\hat{x}(k+d|k) = (A^d - FC)\bar{x}(k) + \sum_{i=1}^d A^{d-i}Bu(k-d+i) + Fy(k) \quad (4.12)$$

$$F = A^{d-1}\Gamma = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -0,4833 \\ 1 & 0 & 0 & 1,9293 \\ 0 & 1 & 0 & -3,3793 \\ 0 & 0 & 1 & 2,8923 \end{bmatrix}^{3-1} \begin{bmatrix} -0,6692 \\ 2,2141 \\ -3,6276 \\ 2,9084 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2,3123 \\ 7,8248 \\ -11,2258 \\ 6,2236 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Por fim, aplica-se a lei de controle do GMVSS de ordem mínima conforme a Equação 3.46. Essa mesma lei de controle foi implementada via *s-function* em ambiente computacional MATLAB/SIMULINK para realização das simulações numéricas (ver Apêndice B).

$$\left( \lambda + \sum_{i=1}^d CA^{d-i}Bq^{-(d-i)} \right) u(k) = y_r(k+d) - (CA^d - CFC)\bar{x}(k) - CFy(k) \quad (4.14)$$

Como explanado anteriormente na seção 3.6, tanto o controlador GMV quanto o controlador GMVSS podem ser reescritos na forma canônica RST de controlador. A partir da Equação 3.55 a Equação 3.57, os polinômios  $R(q^{-1})$ ,  $S(q^{-1})$  e  $T(q^{-1})$  para o caso do controlador GMVSS de ordem mínima são definidos como:

$$R(q^{-1}) = B(q^{-1})E(q^{-1}) + \lambda C(q^{-1}) \quad (4.15)$$

$$S(q^{-1}) = F(q^{-1}) \quad (4.16)$$

$$T(q^{-1}) = C(q^{-1}) \quad (4.17)$$

Os filtros  $F(q^{-1})$  e  $E(q^{-1})$  que satisfazem a equação Diofantina apresentada na Equação 3.18 são obtidos por meio da Equação 3.41 e Equação 3.42. Os filtros são:

$$F(q^{-1}) = 6,2236 - 11,2258q^{-1} + 7,8248q^{-2} - 2,3123q^{-3} \quad (4.18)$$

$$E(q^{-1}) = 1 + 2,9084q^{-1} + 4,7844q^{-2} \quad (4.19)$$

Dessa forma, o estabilizador preditivo projetado pelo método GMVSS de ordem mínima é representado na topologia RST de controlador do seguinte modo:

$$R(q^{-1}) = 30,392 + 2,306q^{-1} - 4,117q^{-2} + 9,754q^{-3} - 9,608q^{-4} - 2,476q^{-5} \quad (4.20)$$

$$S(q^{-1}) = 6,2236 - 11,2258q^{-1} + 7,8248q^{-2} - 2,3123q^{-3} \quad (4.21)$$

$$T(q^{-1}) = 1 + 0,0161q^{-1} - 0,2483q^{-2} + 0,2848q^{-3} - 0,1859q^{-4} \quad (4.22)$$



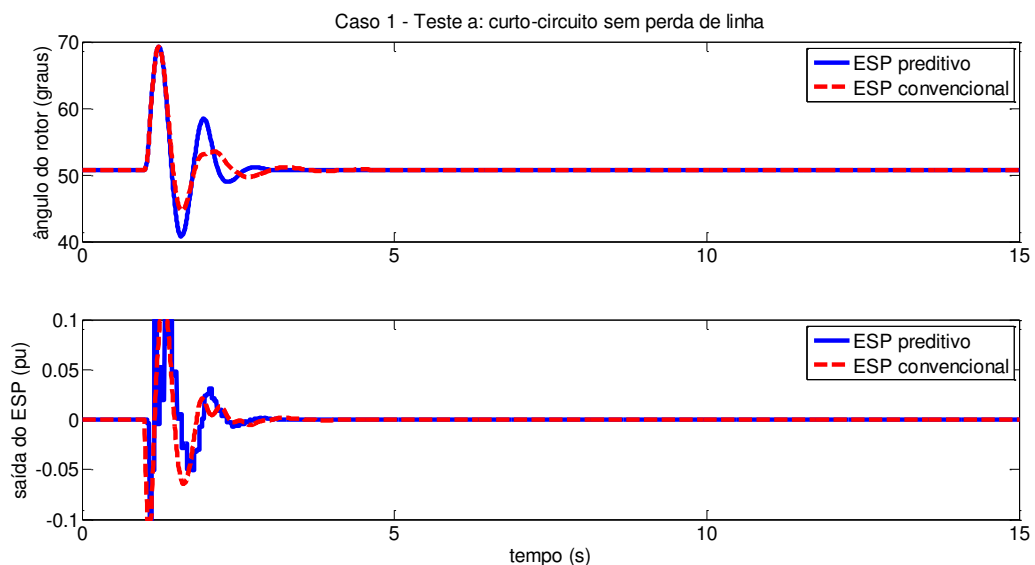
#### 4.3.1. Caso 1

Neste caso, o sistema opera na mesma condição utilizada para projetar o ESP convencional. Partindo dessa condição de operação, o sistema é submetido a três testes:

- O sistema é submetido a um curto-circuito trifásico na barra terminal do gerador no instante de tempo igual a 1 segundo e duração de 80 milissegundos, de tal forma que o ponto de operação do sistema permanece o mesmo antes e após a falta.
- O sistema é submetido a um curto-circuito trifásico na barra terminal do gerador no instante de tempo igual a 1 segundo, com duração de 80 milissegundos e com a perda de uma das linhas do circuito duplo entre as barras 1 e 2 acontecendo após a falta ser sanada.
- O sistema é submetido a uma variação de +10% na tensão de referência do gerador no instante de tempo igual a 1 segundo, o que causa uma mudança no ponto de operação original do sistema.

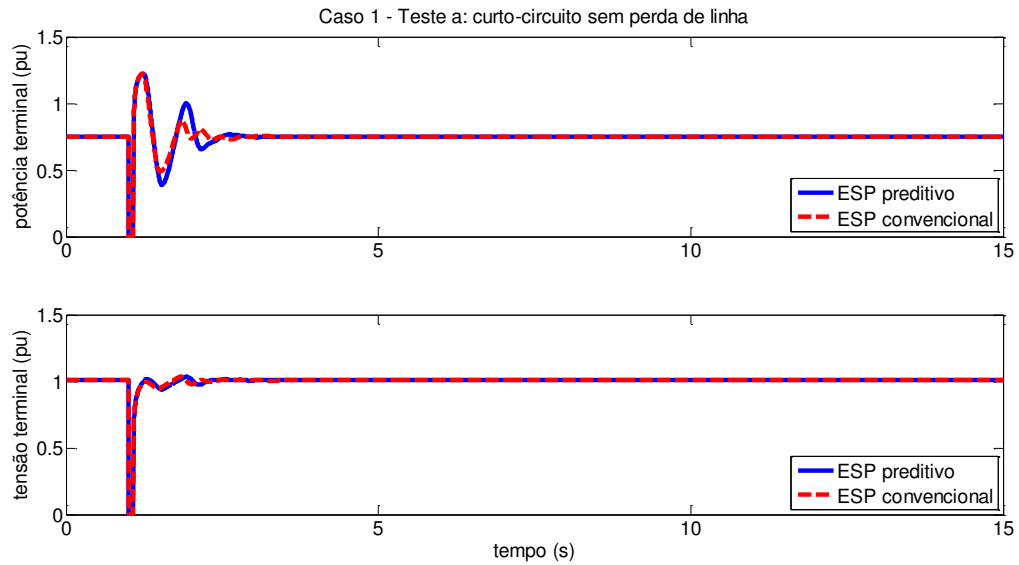
A escolha dessas três faltas se justifica por submeterem o sistema tanto a um grande impacto (testes a e b) quanto a uma pequena perturbação (teste c), podendo-se avaliar o desempenho do estabilizador proposto e do estabilizador convencional em cada situação. Para o teste (a) o ESP preditivo apresenta um desempenho inferior, porém muito semelhante ao ESP convencional a parâmetros fixos, uma vez que esse ponto de operação foi utilizado para o projeto do ESP convencional, conforme se verifica na Figura 4.7 e Figura 4.8.

Figura 4.7 – Ângulo do rotor e saída do ESP para o caso 1 – teste a.



Fonte: Elaboração própria.

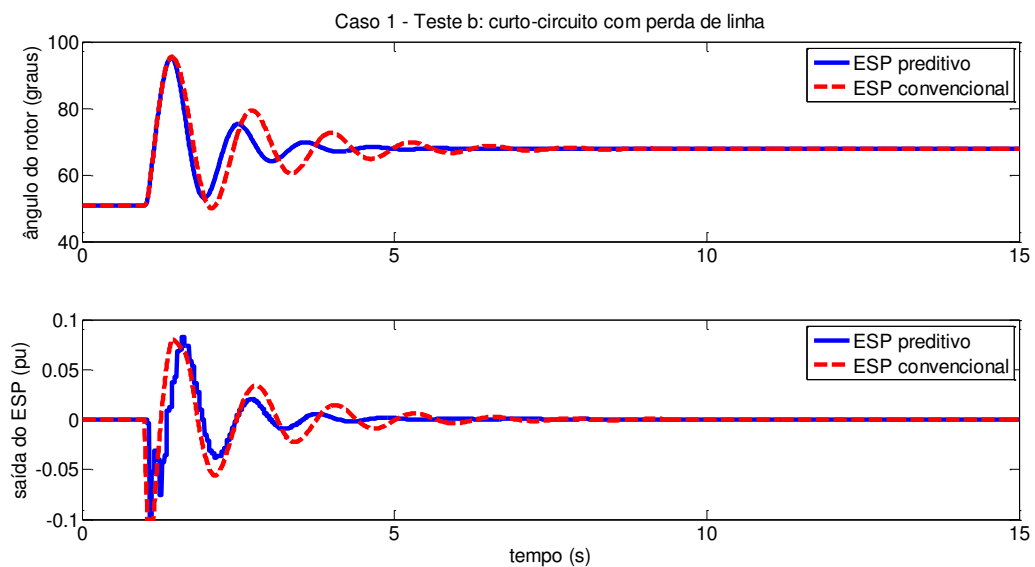
Figura 4.8 – Potência elétrica e tensão terminal para o caso 1 – teste a.



Fonte: Elaboração própria.

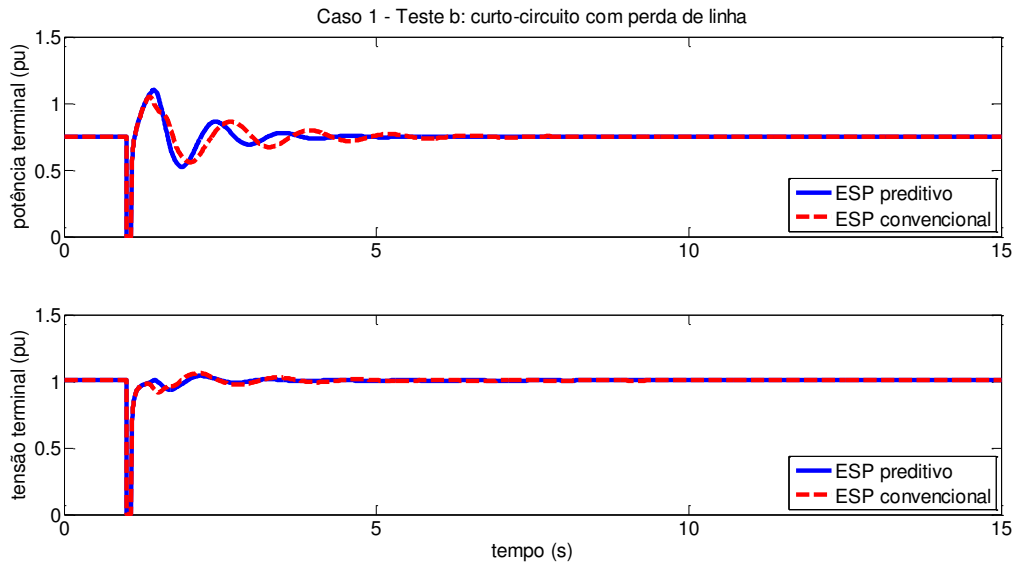
Para o teste (b) o estabilizador proposto apresenta um esforço de controle similar, entretanto menor que o esforço de controle do estabilizador convencional para estabilizar a malha de controle. Além disso, o ESP preditivo apresenta um desempenho superior em comparação ao ESP convencional a parâmetros fixos para amortecer as oscilações eletromecânicas ocasionadas por uma grande perturbação que levou a uma mudança nas condições de operação do sistema, conforme se observa na Figura 4.9 e Figura 4.10.

Figura 4.9 – Ângulo do rotor e saída do ESP para o caso 1 – teste b.



Fonte: Elaboração própria.

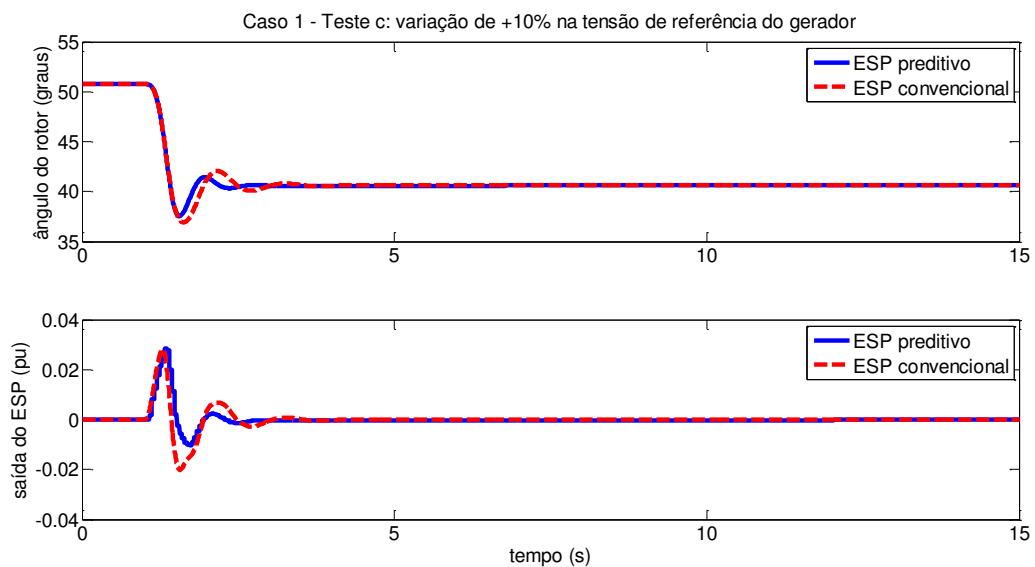
Figura 4.10 – Potência elétrica e tensão terminal para o caso 1 – teste b.



Fonte: Elaboração própria.

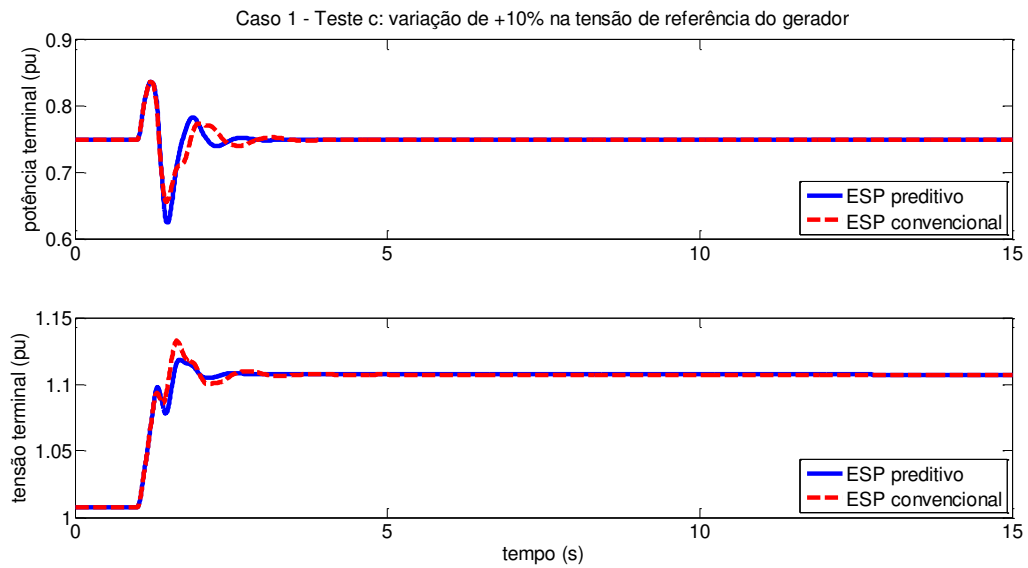
Para o teste (c) o ESP preditivo também apresenta um desempenho superior quando comparado ao desempenho do ESP convencional a parâmetros fixos mediante uma perturbação promovida pela mudança da tensão terminal de referência do gerador, com ambos conseguindo um amortecimento adequado das oscilações pós-falta, conforme se verifica na Figura 4.11 e na Figura 4.12. Além disso, o estabilizador proposto apresenta um menor esforço de controle para estabilizar a malha de controle.

Figura 4.11 – Ângulo do rotor e saída do ESP para o caso 1 – teste c.



Fonte: Elaboração própria.

Figura 4.12 – Potência elétrica e tensão terminal para o caso 1 – teste c.



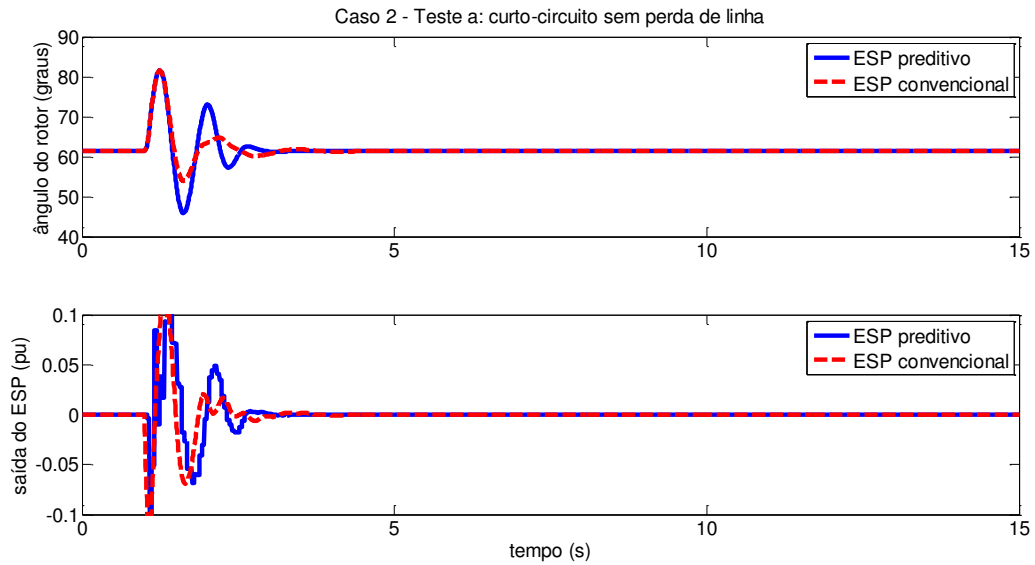
Fonte: Elaboração própria.

#### 4.3.2. Caso 2

Neste segundo caso, o sistema opera com margens de estabilidade menores, comparadas com as existentes no primeiro caso (antes da falta a diferença angular dos geradores era igual a  $61,4^\circ$ , enquanto valia  $50,76^\circ$  para o Caso 1), com este novo ponto de operação sendo bem diferente daquele utilizado para projetar o ESP convencional (gerador opera consumindo potência reativa).

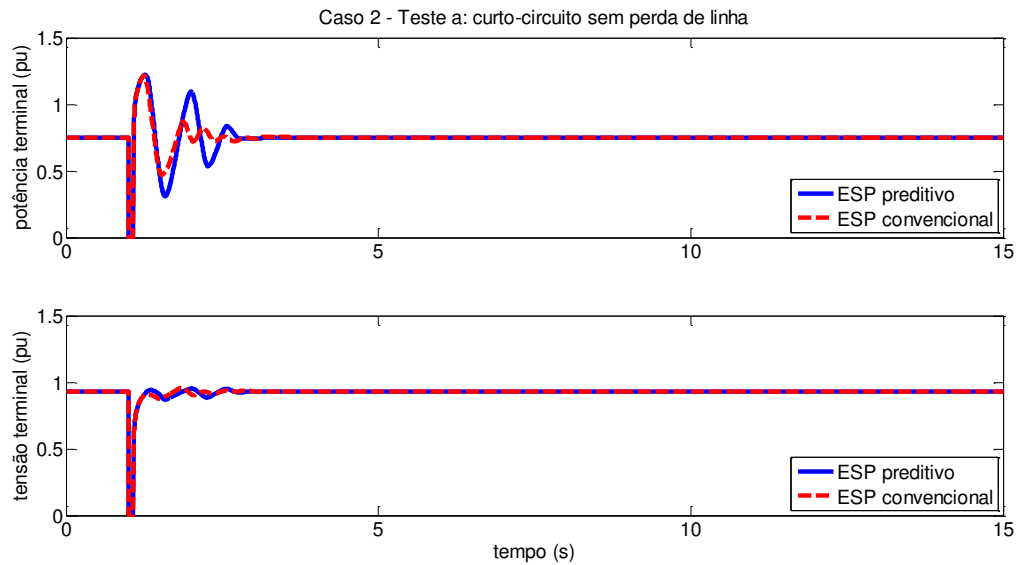
Por isso, os resultados das simulações não lineares do sistema mostram que o ESP convencional apresenta um desempenho inferior aos resultados obtidos para o ESP preditivo para os testes (b) e (c). Para o teste (a), o estabilizador convencional amortece mais adequadamente as oscilações imediatamente após a aplicação da falta quando comparado ao estabilizador preditivo proposto, conforme pode ser visto na Figura 4.13 e Figura 4.14. Vale lembrar que o estabilizador convencional é contínuo, atuando instantaneamente na malha de controle, enquanto que o estabilizador preditivo é discreto, atuando de  $T_s$  em  $T_s$  segundos na malha de controle para atenuar as oscilações eletromecânicas.

Figura 4.13 – Ângulo do rotor e saída do ESP para o caso 2 – teste a.



Fonte: Elaboração própria.

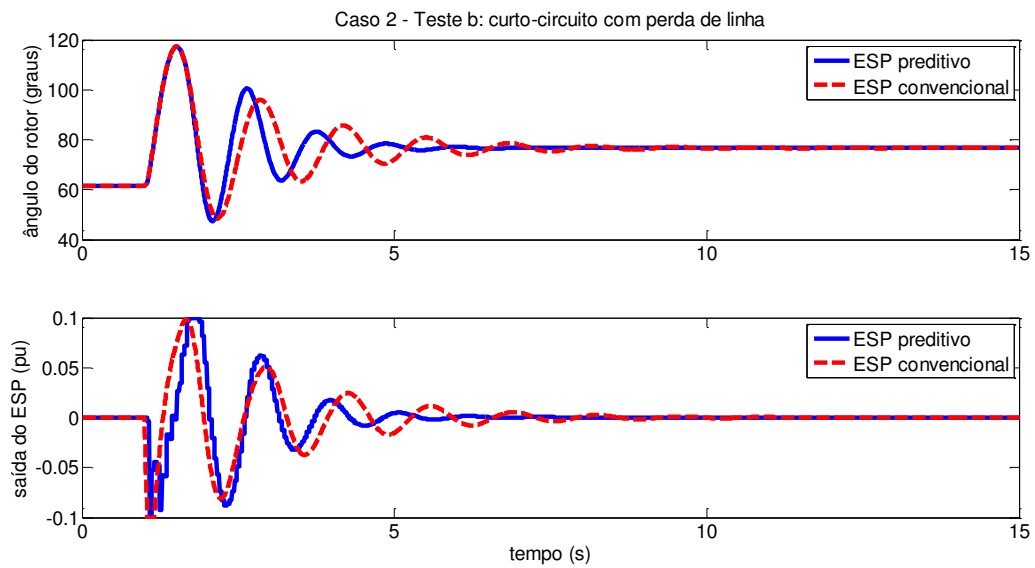
Figura 4.14 – Potência elétrica e tensão terminal para o caso 2 – teste a.



Fonte: Elaboração própria.

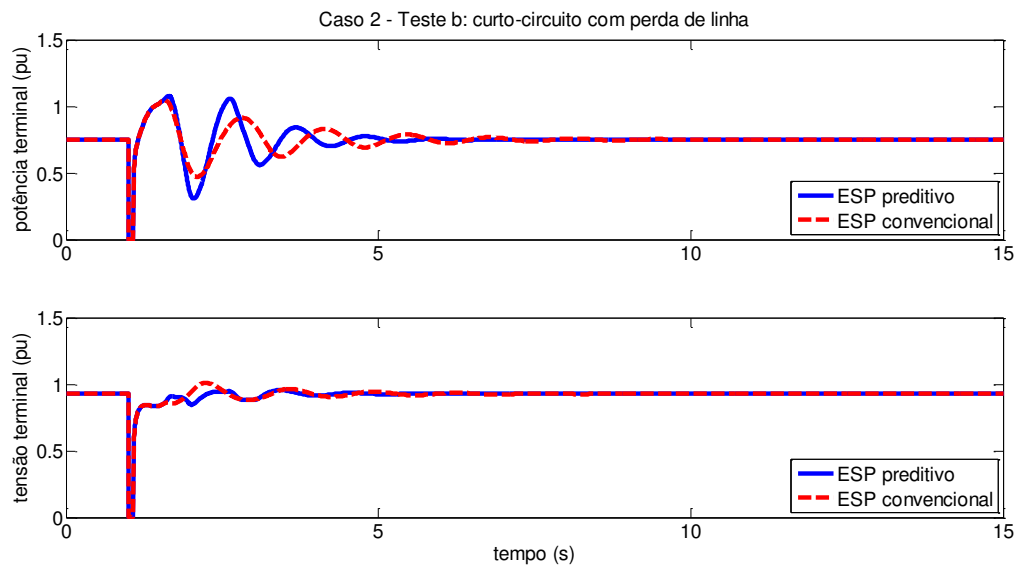
Para o teste de curto-circuito trifásico juntamente com perda de linha de transmissão, o ESP preditivo mostrou-se mais adequado para o amortecimento das oscilações eletromecânicas promovidas pela falta aplicada. A comparação entre o desempenho do estabilizador a parâmetros fixos e o estabilizador preditivo proposto neste trabalho para o teste (b) é apresentada na Figura 4.15 e na Figura 4.16.

Figura 4.15 – Ângulo do rotor e saída do ESP para o caso 2 – teste b.



Fonte: Elaboração própria.

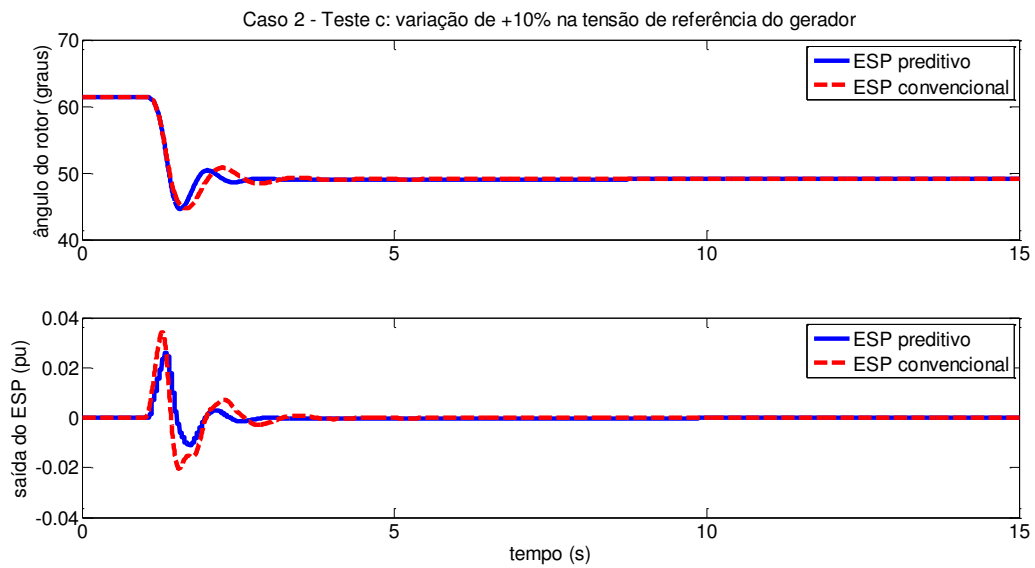
Figura 4.16 – Potência elétrica e tensão terminal para o caso 2 – teste b.



Fonte: Elaboração própria.

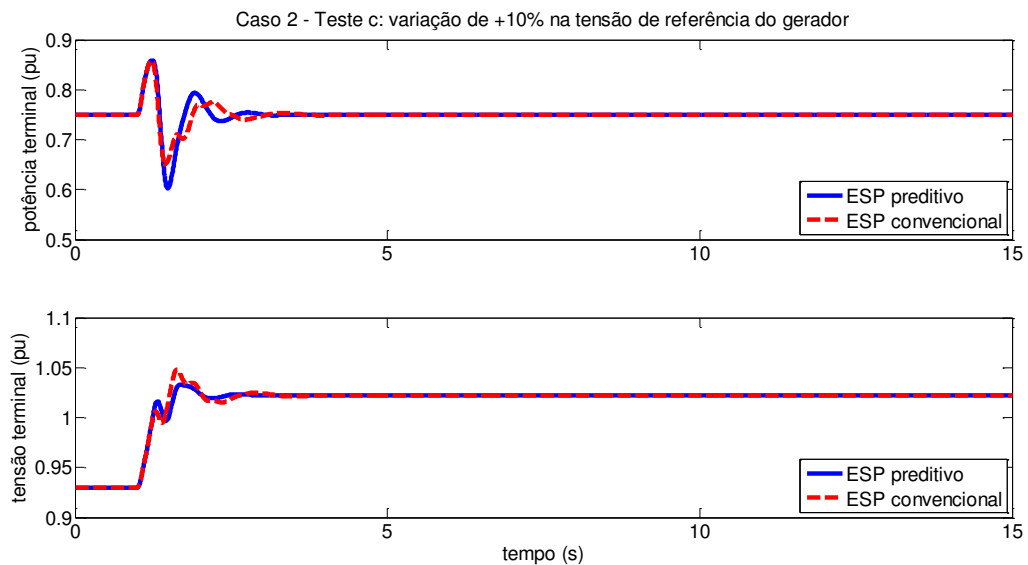
Para a pequena perturbação promovida pelo teste (c) pode-se observar que, existe pouca diferença entre o desempenho dos controladores preditivo e convencional, todavia o estabilizador preditivo possui um desempenho melhor quando observada a estabilidade angular do rotor e de tensão da máquina síncrona. Os resultados obtidos para o teste de variação de tensão de referência do gerador para um ponto de operação do sistema onde o gerador consome potência reativa são apresentados na Figura 4.17 e Figura 4.18.

Figura 4.17 – Ângulo do rotor e saída do ESP para o caso 2 – teste c.



Fonte: Elaboração própria.

Figura 4.18 – Potência elétrica e tensão terminal para o caso 2 – teste c.



Fonte: Elaboração própria.

Índices de desempenho são largamente usados na literatura de controle e para se avaliar de modo quantitativo e qualitativo o desvio de desempenho da malha de controle de um sistema. Para a malha de controle quando esta é controlada pelo ESP preditivo ou pelo ESP convencional, escolheram-se dois índices de desempenho: Integral do Erro Quadrático (ISE – *Integral Squared Error*) e Integral do Erro Absoluto (IAE – *Integral Absolute Error*), onde  $e(k)$  é a diferença entre a referência angular do rotor do gerador e o ângulo medido pelo sensor dado em graus, calculado por:

$$ISE = \sum_{k=1}^n e(k)^2 = (y_r(k) - y(k))^2 \quad (4.23)$$

$$IAE = \sum_{k=1}^n |e(k)| = |y_r(k) - y(k)| \quad (4.24)$$

O índice de desempenho Variação Total de Controle (TVC – *Total Variation Control*) também é usado para avaliar o esforço de controle de cada controlador (tensão de saída do estabilizador dada em pu,  $V_{ESP}$ ) e é calculado como:

$$TVC = \sum_{k=1}^n |\Delta u(k)| = |u(k) - u(k-1)| = |V_{ESP}(k) - V_{ESP}(k-1)| \quad (4.25)$$

O índice IAE é utilizado para avaliar a qualidade da rejeição de perturbação de carga e o rastreamento de referência, enquanto que o índice ISE é usado na avaliação qualitativa do período transitório da malha de controle. Quanto menor o valor numérico dos índices de desempenho, melhor é a rejeição de carga e o rastreamento de referência, porém, geralmente, com um maior esforço de controle.

Nas Tabelas 6 e 7 são apresentados os índices de desempenho calculados pela Equação 4.23, Equação 4.24 e Equação 4.25 para a malha de controle para os diferentes testes que o sistema foi submetido em dois pontos de operação distintos.

Tabela 6 – Índices de desempenho calculados para os testes do Caso 1.

Teste	ESP	
	Preditivo	Convencional
Teste (a) – ISE	$1,9100 \times 10^4$	$1,5537 \times 10^4$
Teste (a) – IAE	$1,8562 \times 10^3$	$1,5745 \times 10^3$
Teste (a) – TVC	$9,6063 \times 10^{-1}$	$6,0994 \times 10^{-1}$
Teste (b) – ISE	$6,2159 \times 10^4$	$8,8129 \times 10^4$
Teste (b) – IAE	$4,3800 \times 10^3$	$6,6363 \times 10^3$
Teste (b) – TVC	$6,0994 \times 10^{-1}$	$6,6662 \times 10^{-1}$
Teste (c) – ISE	$5,4866 \times 10^3$	$5,9643 \times 10^3$
Teste (c) – IAE	$8,3375 \times 10^2$	$1,0059 \times 10^3$
Teste (c) – TVC	$8,5011 \times 10^{-2}$	$1,1882 \times 10^{-1}$

Fonte: Elaboração própria.



A partir dos resultados apresentados na Tabela 6 conclui-se para o caso 1 que o estabilizador preditivo possui um ISE total 20,87% menor e um IAE total 23,29% menor que o estabilizador convencional, todavia o estabilizador preditivo apresenta um TVC total 18,64% maior que o estabilizador convencional.

Tabela 7 – Índices de desempenho calculados para os testes do Caso 2.

Teste	ESP	
	Preditivo	Convencional
Teste (a) – ISE	$3,1414 \times 10^4$	$1,9985 \times 10^4$
Teste (a) – IAE	$2,5962 \times 10^3$	$1,8711 \times 10^3$
Teste (a) – TVC	$9,1571 \times 10^{-1}$	$6,3790 \times 10^{-1}$
Teste (b) – ISE	$2,1282 \times 10^5$	$2,2493 \times 10^5$
Teste (b) – IAE	$9,5815 \times 10^3$	$1,1640 \times 10^4$
Teste (b) – TVC	$9,4899 \times 10^{-1}$	$8,9052 \times 10^{-1}$
Teste (c) – ISE	$8,0111 \times 10^3$	$8,9279 \times 10^3$
Teste (c) – IAE	$1,0211 \times 10^3$	$1,2775 \times 10^3$
Teste (c) – TVC	$9,5529 \times 10^{-2}$	$1,3361 \times 10^{-1}$

Fonte: Elaboração própria.

A partir dos resultados disponibilizados na Tabela 7 conclui-se para o caso 2 que o estabilizador preditivo possui um ISE total 0,63% menor e um IAE total 10,75% menor que o estabilizador convencional, no entanto o estabilizador preditivo apresenta um TVC total 17,94% maior que o estabilizador convencional.

Na Tabela 8 são apresentados os índices de desempenho globais calculados pela Equação 4.23, Equação 4.24 e Equação 4.25 para a malha de controle tanto para o caso 1 quanto para o caso 2.

Tabela 8 – Índices de desempenho globais calculados para o Caso 1 e Caso 2.

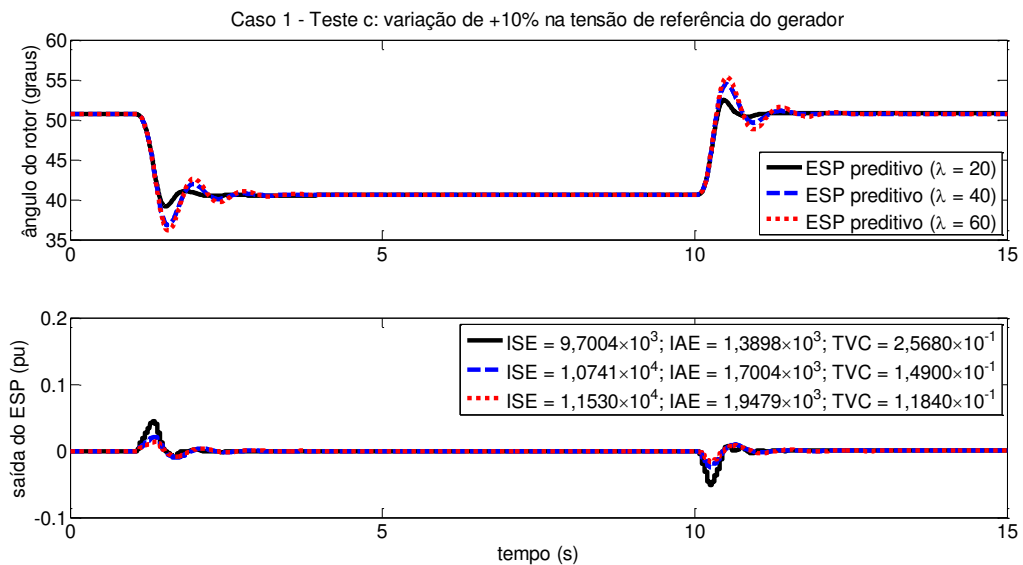
Caso 1 e 2	ESP	
	Preditivo	Convencional
ISE global	$3,3899 \times 10^5$	$3,6347 \times 10^5$
IAE global	$2,0269 \times 10^4$	$2,4005 \times 10^4$
TVC global	$3,6158 \times 10^0$	$3,0575 \times 10^0$

Fonte: Elaboração própria.

A partir dos resultados observados na Tabela 8 conclui-se para ambos os casos simulados que o estabilizador preditivo possui um ISE global 6,74% menor e um IAE global 15,57% menor que o calculado para o estabilizador convencional, entretanto o ESP preditivo apresenta um TVC global 18,26% maior que calculado para o ESP convencional.

Na Figura 4.19 são apresentados os resultados de diferentes sintonias para o estabilizador preditivo para a mesma quantidade de previsões à frente ( $d = 3$ ) e ponderações de controle distintas ( $\lambda = 20$ ,  $\lambda = 40$  e  $\lambda = 60$ ). O ponto de operação é o mesmo em que o estabilizador convencional foi sintonizado. Como  $\lambda$  é um parâmetro de projeto do controlador que pondera o esforço de controle, logo o mesmo influencia diretamente na largura de banda e nas características de desempenho e robustez da malha de controle (SILVEIRA, 2012).

Figura 4.19 – Ângulo do rotor e saída do ESP preditivo para o caso 1 – teste c.



Fonte: Elaboração própria.

#### 4.4 Análise de Robustez

A análise de robustez tanto do estabilizador convencional quanto do estabilizador preditivo é feita por meio das métricas apresentadas na seção 3.7 deste trabalho, ou seja, a análise de robustez é realizada via funções de sensibilidade e sensibilidade complementar. Na teoria de controle clássica, robustez pode ser inserida na malha de controle desde o início do projeto do controlador, fornecendo margem de ganho e margem de fase suficiente para neutralizar os efeitos de erros de modelagem do sistema e perturbações externas que possam atuar sobre o mesmo (STEVENS et al., 2016).

Dinâmicas de alta frequência não modeladas bem como variações paramétricas da planta (perturbações de baixa frequência) podem atuar para desestabilizar uma malha de controle. Portanto, é importante projetar controladores que possuam *estabilidade robusta*, que é habilidade de prover estabilidade à malha de controle, apesar dos erros de modelagem devido a dinâmicas de alta frequência não modeladas e variações paramétricas da planta. Além disso, é necessário que os controladores projetados possuam *desempenho robusto*, que é a habilidade de garantir desempenho satisfatório (em termos de sobressinal, tempo de acomodação e etc.) mesmo que o sistema possa estar sujeito a perturbações (STEVENS et al., 2015).

A função de sensibilidade complementar  $T_{mf}(q^{-1})$  e a função de sensibilidade  $S_o(q^{-1})$  são calculadas via Equações 3.52 e 3.54, respectivamente. As taxas de amplificação máximas,  $M_S$  e  $M_T$ , das funções de sensibilidade e sensibilidade complementar fornecem informações sobre a robustez da malha de controle e são calculadas conforme Equações 3.59 e 3.61, respectivamente. Os máximos valores  $M_S$  e  $M_T$  estão relacionados às margens de ganho (decibel) e fase (graus) conforme apresentado nas Equações 3.62 a 3.65.

Na Tabela 9 são apresentados os valores máximos  $M_S$  e  $M_T$  bem como as margens de ganho e de fase da malha de controle quando esta é controlada pelo estabilizador convencional ou pelo estabilizador preditivo proposto. Para tal análise, o estabilizador convencional é discretizado com o mesmo período de amostragem usado para o projeto do estabilizador preditivo ( $T_s = 0,04$  s).

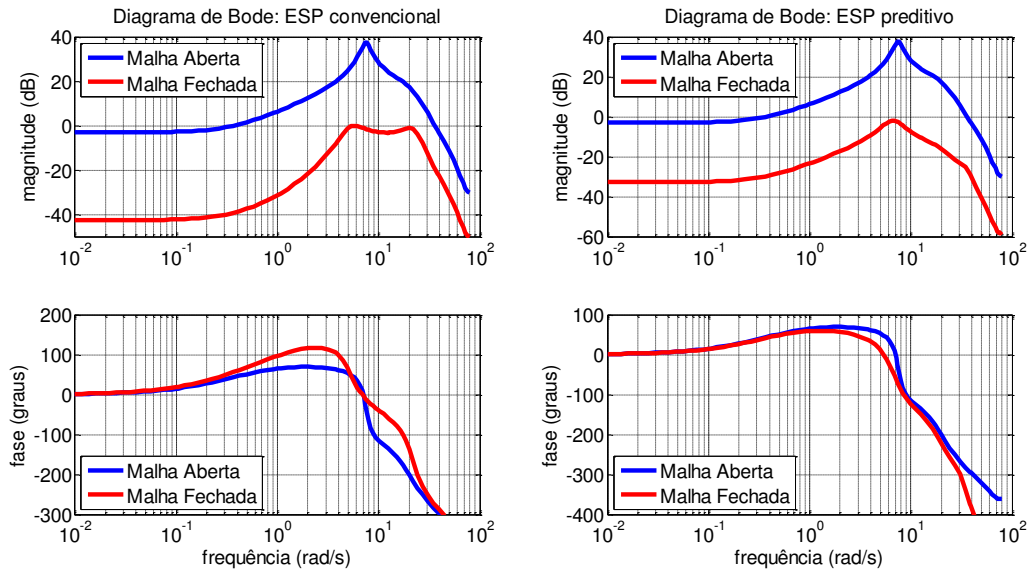
Tabela 9 – Índices de robustez calculados para o estabilizador convencional e preditivo.

Funções de Sensibilidade	
ESP Preditivo	ESP Convencional
$M_T = 0,7921$	$M_T = 0,9922$
$M_S = 1,1374$	$M_S = 1,6216$
$GM = 18,3611$ dB	$GM = 8,3285$ dB
$PM = 52,1589^\circ$	$PM = 35,9178^\circ$

Fonte: Elaboração própria.

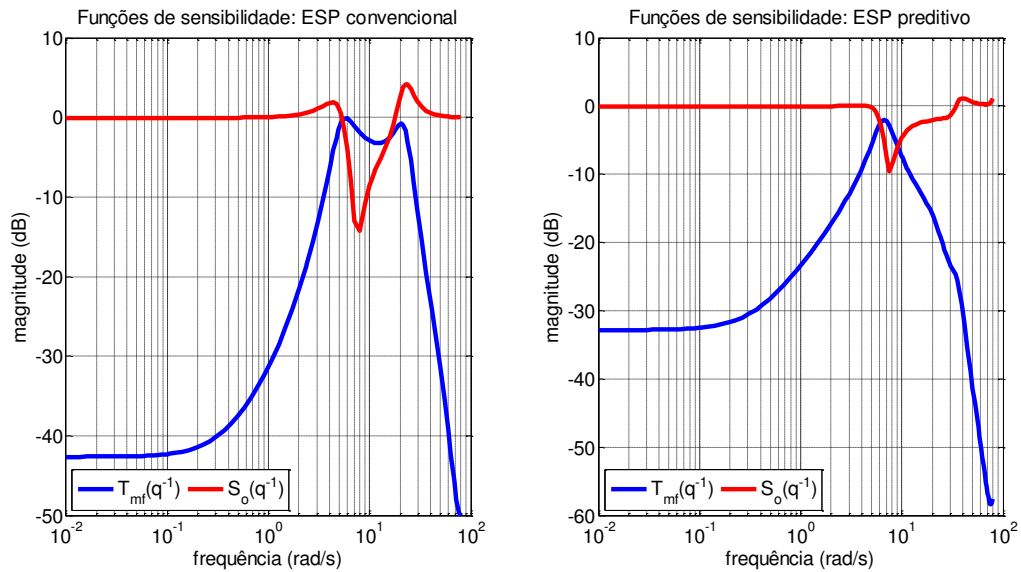
A resposta em frequência tanto para o sistema em malha aberta quanto em malha fechada, bem como para as funções de sensibilidade da malha de controle quando esta é controlada pelo estabilizador convencional ou pelo estabilizador preditivo proposto é apresentada na Figura 4.20 e Figura 4.21.

Figura 4.20 – Resposta em frequência de malha aberta e malha fechada do sistema.



Fonte: Elaboração própria.

Figura 4.21 – Resposta em frequência das funções de sensibilidade do sistema de controle.



Fonte: Elaboração própria.

A partir dos resultados observados na Tabela 9 e nas Figuras 4.20 e 4.21 conclui-se que o estabilizador preditivo apresenta uma maior robustez quando comparado ao estabilizador convencional, pois fornece maiores margens de fase e de ganho para a malha de controle.

Os mapas de polos e zeros do sistema em malha fechada quando este é controlado pelo estabilizador convencional ou pelo estabilizador preditivo proposto são apresentados ao leitor na Figura 4.22 e 4.23. Os polos e zeros do sistema em malha fechada para o estabilizador convencional e estabilizador preditivo proposto podem ser vistos na Tabela 10 e Tabela 11.

Figura 4.22 – Mapa de polos e zeros do sistema de controle com estabilizador convencional.

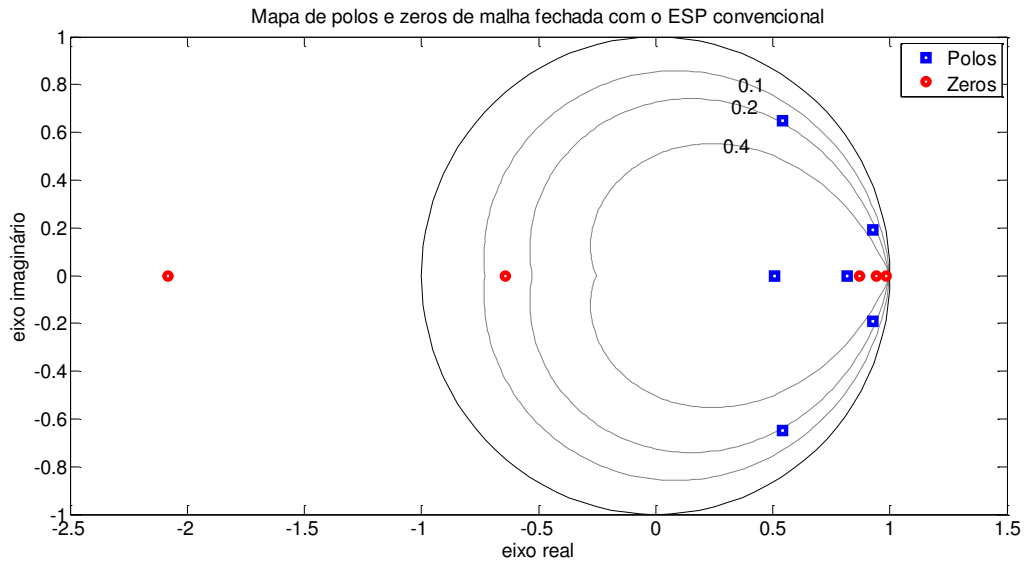
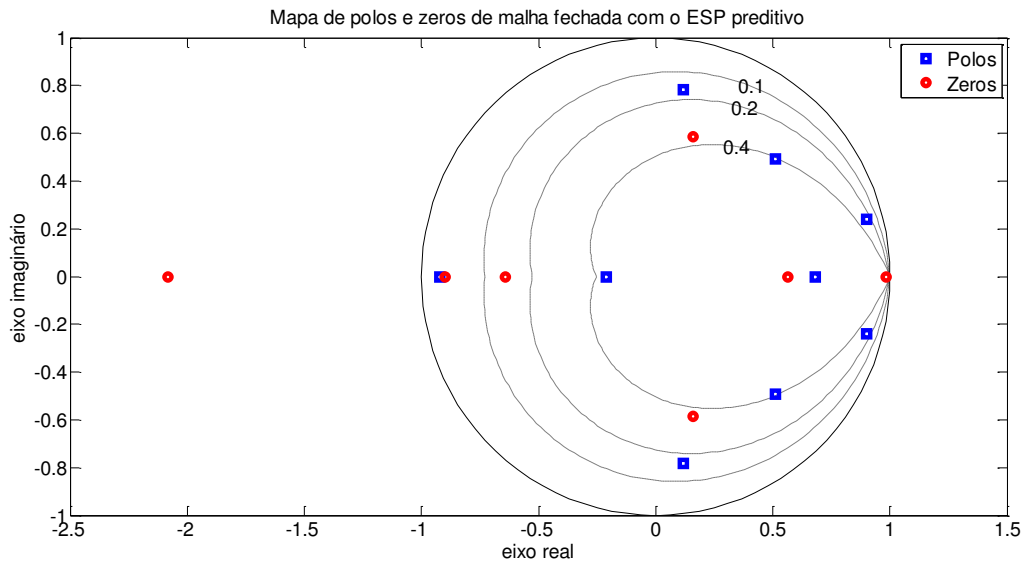


Figura 4.23 – Mapa de polos e zeros do sistema de controle com estabilizador preditivo.



A partir da Figura 4.22 e Figura 4.23 percebe-se que, diferente do estabilizador convencional, o estabilizador preditivo possui para cada polo adicional, um zero adicional próximo, de tal forma a neutralizar o efeito da dinâmica acrescentada ao sistema de controle pela inclusão de tal polo, o que não ocorre na malha de controle projetada via estabilizador convencional.

Tabela 10 – Polos e zeros de malha fechada para o estabilizador convencional.

<b>Polos</b>	<b>Zeros</b>
$0,9254 \pm j0,1929$	$-2,0811$
$0,5418 \pm j0,6499$	$-0,6433$
$0,8175$	$0,9855$
$0,5056$	$0,9414$
—	$0,8705$

Fonte: Elaboração própria.

Tabela 11 – Polos e zeros de malha fechada para o estabilizador preditivo.

<b>Polos</b>	<b>Zeros</b>
$0,9020 \pm j0,2392$	$0,1596 \pm j0,5838$
$0,5100 \pm j0,4936$	$-2,0811$
$0,1183 \pm j0,7834$	$-0,8995$
$-0,9200$	$-0,6433$
$-0,2109$	$0,9855$
$0,6822$	$0,5642$

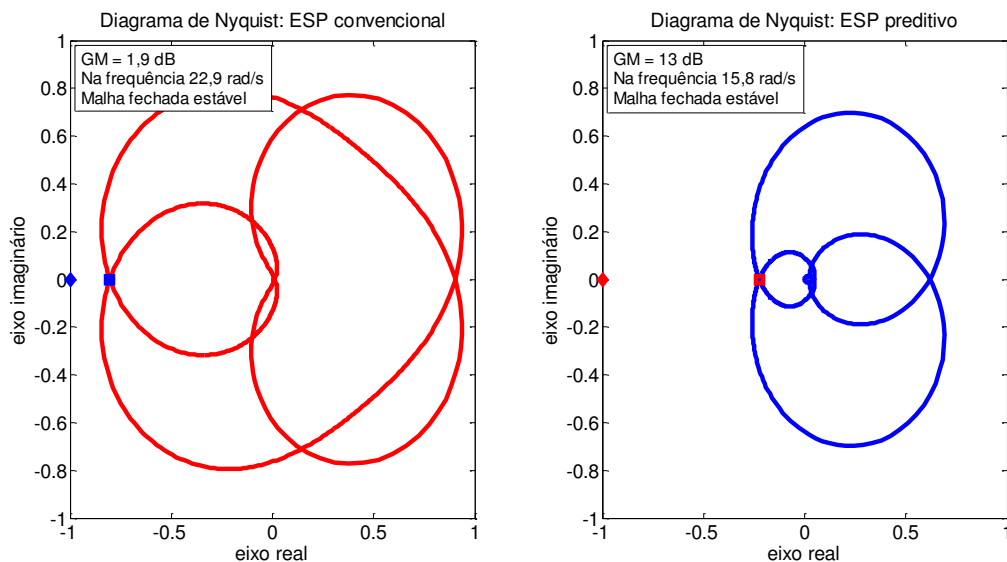
Fonte: Elaboração própria.

Aspectos de desempenho e robustez são conceitos importantes na análise do comportamento transitório e de regime permanente de um sistema de controle. No projeto de um controlador robusto, este deve apresentar uma adequada margem de estabilidade e robustez, estabelecendo assim, um compromisso entre estabilidade de malha fechada e desempenho. A literatura de teoria de controle apresenta diversos índices de desempenho e robustez que permitem quantificar e/ou qualificar o sistema controlado, avaliando o grau de robustez do controlador projetado (SKOGESTAD, 2003; ARAÚJO, 2017).

O critério de estabilidade de Nyquist tem como metodologia determinar a estabilidade de malha fechada de um sistema de controle, a partir da característica da resposta em frequência de malha aberta. Este critério pode ser aplicado em sistemas estáveis e instáveis em malha aberta e em sistemas com múltiplos valores de frequência de corte, fornecendo assim a medida de estabilidade e os valores de margem de ganho e de fase. O critério de estabilidade de Nyquist é o teste de estabilidade mais eficiente disponível para sistemas lineares descritos por funções de transferência (FADALI, 2009; SEBORG et al., 2010).

Na Figura 4.24 é apresentado o resultado do Diagrama de Nyquist do sistema de controle quando este é controlado tanto pelo estabilizador convencional quanto pelo estabilizador preditivo proposto. O gráfico de Nyquist é um diagrama cartesiano no plano complexo, o qual o ganho de malha (*loop gain*) é plotado. O ponto  $(-1, j0)$  é denominado ponto crítico. A partir da análise da Figura 4.24, conclui-se que o controlador preditivo proposto fornece maior robustez ao sistema de controle segundo o critério de Nyquist, já que o mesmo possui margem de ganho (GM) superior à apresentada pelo controlador convencional. Sistemas de controle com elevados valores de GM suportam maiores mudanças paramétricas, antes de atingirem a instabilidade em malha fechada (ARAÚJO, 2017).

Figura 4.24 – Diagrama de Nyquist do sistema de controle.



Fonte: Elaboração própria.

## 4.5 Conclusão

O objetivo principal deste capítulo foi apresentar os resultados obtidos por meio de simulações numéricas para o caso máquina síncrona – barramento infinito, onde se utilizou o método de variância mínima generalizado no espaço de estados a fim de sintetizar um estabilizador preditivo para o amortecimento das oscilações eletromecânicas inerentes ao sistema elétrico de potência.

O estabilizador preditivo depende de um modelo linear que possa representar adequadamente a dinâmica de interesse da planta. Mostrou-se que uma identificação recursiva via o método de mínimos quadrados estendido é capaz de fornecer um modelo estocástico

adequado do sistema, mesmo durante grandes perturbações ou quando o sistema sofre alterações no seu ponto de operação.

Para o caso máquina síncrona – barramento infinito aqui estudado mostrou-se também por meio dos índices de desempenho que o ESP preditivo proposto apresenta resultados muito semelhantes, porém superiores ao ESP convencional para a condição de operação onde o estabilizador convencional foi projetado (caso 1) e, por sua vez, quando avaliado para pontos de operação diferentes daqueles em que o estabilizador convencional foi sintonizado (caso 2) consegue um desempenho mais satisfatório que o ESP convencional a parâmetros fixos, embora ambos tenham seu desempenho degradado, já que o modelo de projeto para os dois estabilizadores não representa adequadamente o novo ponto de operação do sistema, o que configura um erro de modelagem da planta (MPM – *Model Plant Mismatch*).

Além disso, a partir da análise de robustez apresentada tanto por diagrama de Bode das funções de sensibilidade quanto por diagrama de Nyquist do sistema de controle, verificou-se que o ESP preditivo fornece maiores margens de ganho e de fase ao sistema de controle quando comparado ao ESP convencional, aumentando assim as margens de estabilidade de operação do sistema de potência.

No capítulo seguinte, são apresentadas as considerações finais sobre as características do estabilizador preditivo de grau mínimo projetado via GMVSS, sendo discutidas suas vantagens e desvantagens, assim como sugestões para trabalhos futuros na área.



## 5 CONCLUSÃO

Neste trabalho foram apresentados os resultados obtidos com a utilização de um método de controle preditivo para o projeto de um estabilizador de sistema de potência, com o objetivo de melhorar o amortecimento de modos eletromecânicos em sistemas elétricos de potência. Simulações numéricas em um sistema de controle utilizando o método de variância mínima generalizado em espaço de estados foram realizadas em um modelo não linear de um sistema máquina síncrona – barramento infinito, onde o desempenho do estabilizador proposto apresentou-se mais satisfatório que o desempenho observado pelo estabilizador convencional para os casos apresentados. Vale salientar que o setor elétrico está em constante modernização de seus equipamentos e dispositivos das mais variadas funções, condição essa que favorece e justifica a substituição de estabilizadores convencionais por estabilizadores preditivos, de modo a garantir a operação segura e ininterrupta de um sistema elétrico.

O método de controle proposto é baseado em um modelo linear estocástico oriundo do método de identificação via mínimos quadrados estendido recursivo, o qual deve ser capaz de representar de forma adequada a dinâmica não linear do sistema de potência no ponto de operação e, a partir do modelo identificado, sintetiza um controlador que aloca os polos em malha fechada do sistema nas posições desejadas, a fim de aumentar o coeficiente de amortecimento do sistema, assim como sua robustez. A principal vantagem dessa estratégia de controle é a relativa facilidade de sintonia do controlador pelo projetista, tendo somente dois parâmetros de ajuste: o número de predições à frente ( $d$ ) e o fator de ponderação do esforço de controle ( $\lambda$ ). Os dois parâmetros de ajuste alteram as características de desempenho e robustez do sistema de controle, sendo do projetista a responsabilidade de estabelecer uma boa relação de compromisso entre tais características, muitas vezes conflitantes entre si. Além disso, como o modelo estimado é de ordem reduzida (4ª ordem), a possibilidade de implementação em computadores industriais, ou até mesmo em microcontroladores, pode ser feita sem grandes dificuldades.

Com relação às *s-functions* utilizadas neste trabalho, tais rotinas implementadas em ambiente computacional (gerador de sinal binário pseudo-aleatório, estimador de mínimos quadrados estendido recursivo e método de controle de variância mínima generalizado em espaço de estados) são muito flexíveis e podem ser utilizadas não só para o sistema de potência aqui estudado, mas para qualquer planta linear ou não linear que se deseje estimar e/ou controlar via simulação computacional, o que culminou na criação de uma ferramenta acessível e intuitiva, a qual auxilia o ensino e a aprendizagem no meio acadêmico sobre

identificação de sistemas dinâmicos por meio de modelos matemáticos baseados em dados de entrada e saída obtidos da planta, bem como o projeto de controladores preditivos via o método GMVSS, tanto em uma abordagem adaptativa quanto não adaptativa. Tal ferramenta de fonte aberta intitula-se *Predictive Control Design Tool*<sup>1</sup> e está disponível para *download*.

O método de controle GMVSS independe do método de identificação utilizado, bastando que o modelo (determinístico ou estocástico) estimado do sistema seja confiável e represente de forma adequada as dinâmicas de interesse da planta a ser controlada. Desta forma, para aplicações em sistemas reais, é interessante que técnicas de estimação robusta também sejam investigadas.

Apesar da existência de resultados experimentais nesta área, ainda é muito importante à obtenção de mais resultados provenientes de implementações práticas desta técnica de controle utilizando máquinas de laboratório em escala reduzida, para avaliar sua confiabilidade e diminuir os riscos para uma possível implementação permanente em sistemas reais em um futuro próximo.

O estudo sobre o projeto de ESPs não é um assunto esgotado. Continuam sendo desenvolvidos inúmeros trabalhos sobre este assunto no mundo inteiro, sendo portanto, uma área que ainda não foi totalmente explorada. Como sugestão para outros trabalhos nesta área pode-se citar a utilização de um fator de ponderação do esforço de controle adaptativo, variante no tempo, onde a mudança do mesmo é baseada em algum método inteligente (algoritmos evolucionários, redes neurais artificiais ou lógica *fuzzy*), de modo a garantir maiores margens de estabilidade ao sistema, além de amortecer mais rapidamente as oscilações eletromecânicas quando comparado com um estabilizador preditivo com fator de ponderação do esforço de controle fixo.

A implementação em uma estrutura de controle adaptativa para o estabilizador preditivo aqui proposto também pode ser realizada e investigada, de modo a reduzir os erros de modelagem (MPM) sempre que ocorra alteração nas condições operacionais do sistema de potência, melhorando assim o desempenho do sistema de controle.

Outra sugestão possível é a investigação do comportamento do ESP preditivo quando este estiver em operação em um sistema multimáquinas. Em princípio, parece não existir nenhum problema que impeça o ESP preditivo de apresentar um desempenho semelhante ao obtido quando ele opera no sistema máquina síncrona – barramento infinito, porém futuras investigações nesta área devem ser aprofundadas.

---

<sup>1</sup> Disponível em: <<https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/65226-predictive-control-design-tool>>. Acesso em: 28 nov. 2017.

## REFERÊNCIAS

AGUIRRE, L. A. **Introdução à Identificação de Sistemas: Técnicas Lineares e Não Lineares Aplicadas a Sistemas Reais**. 4ª ed. Belo Horizonte: UFMG, 2015.

ANDERSON, P. M.; FOUAD, A. A. **Power Control System and Stability**. 2<sup>nd</sup> ed. S.I.: Wiley IEEE Press, 2002.

ARAÚJO, R. B. **Controladores Preditivos Filtrados utilizando Otimização Multiobjetivo para Garantir *Offset-free* e Robustez**. Florianópolis, 2017. Tese de Doutorado – Centro Tecnológico – Universidade Federal de Santa Catarina.

ARRILAGA, J.; ARNOLD, C. P.; HARKER, B. J. **Computer Modelling of Electrical Power Systems**. New York, John Wiley and Sons Ltd., 1983.

ASTRÖM K. J.; WITTENMARK, B. **On Self-tuning Regulators**. *Automatica*, v.9, p.185-199, 1973.

ASTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. **Adaptive Control**. 2<sup>nd</sup> ed. S.I.: Dover, 2008.

ASTRÖM K. J.; WITTENMARK, B. **Computer Controlled Systems: Theory and Design**. S.I.: Dover Publications, Inc., 2011.

BARRA JR., W. **Estratégias Neuro-fuzzy Adaptativas aplicadas ao Controle de Sistemas de Potência**. Belém, 2001. Tese de Doutorado – Centro Tecnológico – Universidade Federal do Pará.

BARRA JR., W.; BARREIROS, J. A. L.; da COSTA JR., C. T.; FERREIRA, A. M. D. **Controle Fuzzy Aplicado à Melhoria da Estabilidade Dinâmica em Sistemas Elétricos de Potência**. *Controle e Automação*, v.16, n.2, p.173-186, 2005.

BARRA JR., W; BARREIROS, J. A. L.; da COSTA JR., C. T.; FILHO, P. S. N.; GOMES, M. C. de LANA, J. J.; MORAES, A. R. B.; NOGUEIRA, F. G. **Estabilizador de Sistemas de Potência Digital Aplicado à uma Unidade Geradora da UHE de Tucuruí**. *Controle e Automação*, v.22, n.5, p.534-544, 2011.

BARREIROS, J. A. L. **A Pole-Shifting Self-tuning Power System Stabilizer**. Manchester, 1989. Dissertação de Mestrado – Department of Electrical Engineering and Electronics – University of Manchester.

BARREIROS, J. A. L. **Métodos de Controle Adaptativo Auto-ajustável Aplicados à Síntese de Estabilizadores de Sistemas de Potência**. Florianópolis, 1995. Tese de Doutorado – Universidade Federal de Santa Catarina.

BARREIROS, J. A. L.; SILVA, A. S.; SIMÕES COSTA, A. J. A. **A Self-tuning Generalized Predictive Power Systems Stabilizer**. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v.20, n.3, p.213-219, 1998.

BARREIROS, J. A. L.; FERREIRA, A. M. D.; da COSTA JR., C. T. **A Neural Power System Stabilizer from Local Linear Controllers**. In: XV IFAC World Congress, Barcelona, 2002.

BITMEAD, R. R.; GEVERS, M.; WERTZ, V. **Adaptive Optimal Control: The Thinking Man's GPC**. S.l.: Prentice-Hall, 1990.

CAMPOS, B. M.; COSTA JR., C. T.; BARRA JR., W.; SILVA, K. C. F.; BARREIROS, J. A. L. **Estratégias de Controle PI Digital e Fuzzy aplicadas a um Sistema Microgerador de Energia Elétrica**. Congresso Brasileiro de Automática (CBA), Gramado – RS, Brasil, 2004.

CASTRO, L. A. M. **Projeto de Estabilizadores de Sistemas Elétricos de Potência utilizando Controle Adaptativo Auto-ajustável**. Belém, 2015. Trabalho Acadêmico de Conclusão – Instituto Federal do Pará.

CASTRUCCI, P.; SALES, R. M. **Controle Digital**. São Paulo: Edgard Blücher Ltda., 1990.

CHENG, S.; CHOW, Y. S.; MALIK, O. P.; HOPE, G. S. **An Adaptive Synchronous Machine Stabilizer**. *IEEE Transactions on Power Systems*, v.PWRS-1, 1986.

CLARKE, D. W.; GAWTHROP, P. J. **Self-tuning Controller**. *Proceeding of the Institution of Electrical Engineers*, v.122, p.929-934, 1975.

COELHO, A. A. R. **Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares**. 2ª ed. Florianópolis: UFSC, 2016.

CUNHA, L. B. **Projeto de um Controlador Amortecedor Robusto aplicado a um Sistema de Potência sujeito a Incertezas Paramétricas**. Belém, 2016. Dissertação de Mestrado – Centro Tecnológico – Universidade Federal do Pará.

DeMELLO, F. P.; CONCORDIA, C. **Concepts of Synchronous Machine as Affected by Excitation Control**. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v.PAS-88, n.4, 1969.

DORF, R. C.; BISHOP, R. H. **Sistemas de Controle Modernos**. 12<sup>a</sup> ed. Rio de Janeiro: LTC – Livros Técnicos e Científicos, 2013.

DOYLE, J.; FRANCIS, B.; TANNENBAUM, A. **Feedback Control Theory**. S.l.: Macmillan Publishing Co., 1990.

FADALI, M. S. **Digital Control Engineering: Analysis and Design**. S.l.: Elsevier Inc., 2009.

FERREIRA, A. M. D. **Um Estudo sobre o uso de Estabilizadores Convencionais para o Amortecimento de Oscilações Dinâmicas em Sistemas Elétricos de Potência**. Belém, 1996. Trabalho de Conclusão de Curso – Centro Tecnológico – Universidade Federal do Pará.

FERREIRA, A. M. D. **Projeto de Estabilizadores de Sistema de Potência utilizando Técnicas de Controle Fuzzy**. Belém, 1998. Dissertação de Mestrado – Centro Tecnológico – Universidade Federal do Pará.

FERREIRA, A. M. D. **Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas em Sistemas Elétricos de Potência utilizando Controle Robusto Adaptativo em dispositivos FACTS TCSC**. Belém, 2005. Tese de Doutorado – Centro Tecnológico – Universidade Federal do Pará.

FERREIRA, A. M. D.; BARREIROS, J. A. L.; BRITO DE SOUZA, J. R. **Fuzzy Power System Stabilizer including a Fuzzy PI Controller**. In: UKACC International Conference on Control, Swansea, 1998. v.1, p.865-870.

FERREIRA, A. M. D.; BARRA JR., W.; BARREIROS, J. A. L.; da COSTA JR., C. T. **Programa de Simulação Multimáquinas para Análise de Estabilidade Dinâmica de Sistemas Elétricos de Potência.** In: 5<sup>th</sup> Latin-American Congress: Electricity Generation and Transmission, São Pedro, SP, 2003.

FLYNN, D. G. **Expert Self-tuning Control for Turbo Generator Systems.** Ph.D. Thesis, The Queen's University of Belfast. Department of Electrical and Electronics Engineering, 1994.

FRANKLIN, G. F. POWELL, J. D.; WORKMAN, M. **Digital Control of Dynamic Systems.** 3<sup>th</sup> ed. S.I.: Addison-Wesley Longman, 1998.

GOMES, M. C. M. **Implementação e Testes de Campo de um ESP Digital.** Belém, 2010. Dissertação de Mestrado – Centro Tecnológico – Universidade Federal do Pará.

GU, W.; BOLLINGER, K. E. **A Self-tuning Power System Stabilizer for Wide-Range Synchronous Generator Operation.** *IEEE Transactions on Power Systems*, v.4, n.3, 1989.

HASSAN, M. A. M.; MALIK, O. P.; HOPE, G. S. **A Fuzzy Logic based Stabilizer for a Synchronous Machine.** *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v.6, n.3, 1991.

HEFFRON, W. G.; PHILLIPS R. A. **Effect of Modern Amplidyne Voltage Regulators on Underexcited Operation of Large Turbine Generators.** *AIEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v.71, 1952.

HEMERLY, E. M. **Controle por Computador de Sistemas Dinâmicos.** S.I.: Edgard Blücher Ltda., 1996.

HIYAMA, T; ONIKI, S.; NAGASHIMA, N. **Evaluation of Advanced Fuzzy Logic PSS on Analog Network Simulator and Actual Installation on Hydro Generators.** *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v.11, n.1, 1996.

HSU, Y. Y.; CHEN, C. R. **Tuning of Power Systems Stabilizers using an Artificial Neural Network.** *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v.6, n.4, 1991.

IEEE COMMITTEE REPORT. **Excitation System Models for Power System Stability Studies.** *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v.PAS-100, n.2, 1981.

IOANNOU, P. A.; SUN, J. **Robust Adaptive Control**. S.l.: Prentice-Hall, 1996.

INOUE, A. et al. **A State Space Based Design of Generalized Minimum Variance Controller Equivalent to Transfer Function Based Design**. *Proceedings of the American Control Conference*. S.l.: s.n. v.4, p.2761-2766, 2001.

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, 1991.

KWONG, R. G. **On the LQG Problem with Correlated Noise and its Relation to Minimum Variance Control**. *Proceedings of the 26<sup>th</sup> IEEE Conference on Decision and Control*. S.l.: s.n. p.763-767, 1987.

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

LANDAU, I. D. **System Identification and Control Design using P.I.M. + Software**. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1990.

LANDAU, I. D. **The RST Digital Controller Design and Applications**. *Elsevier Science on Control Engineering Control Practice*, v.6, p.155-165, 1998.

LANDAU, I. D.; ZITO, G. **Digital Control Systems: Design, Identification and Implementation**. S.l.: Springer Science and Business Media, 2005.

LARSEN, E. V.; SWANN, D. A. **Applying Power System Stabilizer (Parts I, II and III)**. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, v.PAS-100, n.6, p.3017-3024, 3025-3033, 3034-3046, 1981.

LI, Z.; EVANS, R. J.; WITTENMARK, B. **Minimum Variance Prediction for Linear Time Varying Systems**. *Automatica*, v.33, n.4, p.607-618, 1997.

LJUNG, L. **System Identification Toolbox for use with MATLAB: User Guide**. Mathworks Inc., 2013.

LJUNG, L.; SÖDESTRÖM, T. **Theory and Practice of Recursive Identification**. S.l.: The MIT Press, 1983.

MACHOWSKI, J.; BIALEK, J.; BUMBY, J. **Power System Dynamics: Stability and Control**. S.l.: John Wiley and Sons, Ltd., 2008.

MATHWORKS. **Simulink: Developing S-Functions**. The MathWorks Inc., 2015.

MORAES, A. R. B. **Desenvolvimento e Implementação de Estratégias de Controle Digital para Regulação de Tensão e Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas em um Gerador Síncrono de 10 kVA**. Belém, 2011. Dissertação de Mestrado – Centro Tecnológico – Universidade Federal do Pará.

MOUTINHO, M. N. COSTA JR., C. T.; BARRA JR.; BARREIROS, J. A. L. **Identification, Digital Control and Fuzzy Logic Techniques applied to a Synchronous Machine**. *IEEE Transactions Journals and Magazines*, p.141-150, 2009.

NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 6ª ed. Rio de Janeiro: LTC – Livros Técnicos e Científicos, 2012.

NOGUEIRA, F. G. **Desenvolvimento de um Estabilizador de Sistemas de Potência via Malha de Velocidade aplicado à uma Unidade Geradora da UTE de Santana**. Belém, 2008. Dissertação de Mestrado – Centro Tecnológico – Universidade Federal do Pará.

NOGUEIRA, F. G. **Investigação Experimental de Estratégia de Identificação e Controle LPV aplicadas ao Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas em Sistemas de Potência**. Belém, 2012. Tese de Doutorado – Centro Tecnológico – Universidade Federal do Pará.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 5ª ed. São Paulo: Pearson, 2011.

RISUENHO, J. R. R. **Desenvolvimento de um Estabilizador Digital de Sistemas de Potência para Testes em Unidades Geradoras da UHE de Tucuruí**. Belém, 2005. Dissertação de Mestrado – Centro Tecnológico – Universidade Federal do Pará.

SAUER, P. W.; PAI, M. A. **Power System Dynamics and Stability**. Englewood Cliffs, Prentice-Hall Inc., 1998.



SHAMSOLLAHI, P.; MALIK, O. P. **Application of Neural Adaptive Power System Stabilizer in a Multimachine Power System.** *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v.14, n.3, 1999.

SEBORG, D. E.; EDGAR, T. F.; MELLICHAMP, D. A. **Process Dynamics and Control.** S.l.: John Wiley and Sons, Inc., 2010.

SEIFI, H.; HUGHES, F. M. **Self-tuning Power System Stabilizer using an acceleration signal.** *International Journal of Control*, v.50, n.2, p.469-485, 1990.

SHARAF, A. M.; HOGG, B. W.; ABDALAA, O. H. **Real Time Controllers for a Turbine Generator.** *International Journal of Control*, v.50, n.2 p.603-626, 1989.

SILVA, A. S.; BARREIROS, J. A. L. **Application of Adaptive Controllers to a Multimachine Power System.** In: Proceedings of the Latincon'92, Santiago, 1992.

SILVEIRA, A. S. **Contribuições ao Controle de Variância Mínima Generalizado: Abordagem de Projeto no Espaço de Estados.** Florianópolis, 2012. Tese de Doutorado – Centro Tecnológico – Universidade Federal de Santa Catarina.

SILVEIRA, A. S.; COELHO, A. A. R. **Generalized Minimum Variance Control State Space Design.** *Control Theory Applications*, IET, v.5, n.15, p.1709-1715, 2011.

SKOGESTAD, S. **Simple Analytic Rules for Model Reduction and PID Controller Tuning.** *Journal of Process Control*, p. 291-309, 2003.

SOOS, A. **An Optimal Adaptive Power System Stabilizer.** M.Sc. Thesis. Department of Electrical and Computer Engineering, Calgary, Alberta, 1997.

STEVENS, B. L.; LEWIS, F. L.; JOHNSON, E. N. **Aircraft Control and Simulation: Dynamics, Controls Design and Autonomous Systems.** S.l.: John Wiley and Sons, Inc., 2016.

TRETINI, R. **Contributions to the Damping of Interarea Modes in Extended Power Systems.** Hannover, 2017. Doctoral Thesis – Faculty I: Electrical Engineering and Information Technology – University of Applied Sciences and Arts Hannover.

TRETINI, R.; KUTZNER, R.; HOFMANN, L. **State Space Generalized Minimum Variance Controller based PSS for Damping of Interarea Modes.** *Proceedings of the 18<sup>th</sup> IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference – MELECON 2016*, Limassol, 2016.

YU, Y. N. **Electric Power Systems Dynamics.** S.l.: Academic Press Inc., 1983.

WU, Q. H; HOGG, B. W. **Robust Self-tuning Regulator for a Synchronous Generator.** *IEE Proceedings*, v.135, n.6, 1988.

## APÊNDICE

### A. Dados do Sistema Máquina Síncrona – Barramento Infinito

#### A.1 Parâmetros da Máquina Síncrona

A frequência de operação é de 60 Hz, as reatâncias da máquina são expressas em pu na base de 100 MVA e as tensões na base de 230 kV, com constantes de tempo em segundos.

$$\begin{array}{ll}
 x_d = 1,445 & R_a = 0,001 \\
 x_q = 0,959 & H = 4,27 \\
 x'_d = 0,316 & T'_{do} = 5,256 \\
 x''_d = 0,179 & T''_{do} = 0,0282 \\
 x''_q = 0,162 & T''_{qo} = 0,157
 \end{array}$$

#### A.2 Parâmetros da Linha de Transmissão

A linha de transmissão é representada pelo equivalente de um circuito duplo formado por linhas idênticas, onde a resistência e reatância da linha são dadas em pu.

$$R_e = 0,02 \quad X_e = 0,415$$

#### A.3 Sistema de Excitação

O sistema de excitação tem a estrutura apresentada na Figura 2.4. O valor do ganho, constante de tempo (em segundos) e os limites da excitação (em pu) são apresentados abaixo.

$$K_A = 200 \quad T_A = 0,03 \quad E_{f_{max}} = +6 \quad E_{f_{min}} = -6$$

#### A.4 Regulador de Velocidade e Turbina

Os parâmetros listados abaixo, com ganhos em pu e constantes de tempo em segundos, dizem respeito ao modelo de regulador de velocidade e turbina utilizadas (KUNDUR, 1994).

$$\begin{array}{ll}
 R = 0,04 & \tau_{t_2} = 0 \\
 P_{max} = 1,2 & \tau_{t_3} = 0,2 \\
 F = 0,25 & \tau_{t_4} = 0,1 \\
 \tau_{t_1} = 0,1 & \tau_{t_5} = 5,0
 \end{array}$$

## B. Listagem de Programas

Os programas que serão listados a seguir referem-se às *s-functions* que foram utilizadas para realizar a análise de robustez e para aplicar a estratégia de controle preditivo.

### B1. Estratégia de Controle Preditivo

Tabela 12 – Rotina para controle de variância mínima no espaço de estados (esp\_gmvss.m).

---

```
function [sys,x0,str,ts,simStateCompliance] =
gmvss_posicional(t,x,u,flag,Ts,dgmv,lambda,Az,Bz,Cz)
%% INÍCIO DA ROTINA
%% LUÍS AUGUSTO MESQUITA DE CASTRO (07/11/2016)
% Instituto Federal do Pará (IFPA)
% Universidade Federal do Pará (UFPA)
% Laboratório de Controle e Sistemas - LACOS (UFPA)
% Dissertação de Mestrado
% Projeto de Estabilizadores de Sistemas Elétricos de Potência
% Utilizando Controle de Variância Mínima no Espaço de Estados
%% Modelo linear do sistema a ser controlado
% Ordem dos polinômios A(z-1), B(z-1) e C(z-1)
na = length(Az)-1; % nb = length(Bz); nc = length(Cz)-1;
Gz = tf(Bz,Az,Ts); % Função de transferência pulsada do sistema nominal
[PHI,B,C,~] = tf2ss(Gz.num{1},Gz.den{1}); % Espaço de estados do sistema
nominal
% Forma canônica observável
PHI = rot90(PHI,2)'; % PHI = flipud(fliplr(PHI))'; Matriz de transição de
estados discreta
G = fliplr(C)'; % Matriz de entrada discreta
C = flipud(B)'; % Matriz de saída discreta
% T = [c(n)-a(n) c(n-1)-a(n-1) c(n-2)-a(n-2) . . . c(1)-a(1)];
% Observação: utilizar os polinômios A(z-1) e C(z-1)
T = flipud(Cz(2:length(Cz))'-Az(2:length(Az))'); % Inicializar o vetor
Gamma
%% Projeto do controlador GMV em espaço de estados (GMVSS)
F = PHI^(dgmv-1)*T; % Ganho do Preditor de Variância Mínima (MVP - Minimum
Variance Predictor)
SOMA = zeros(1,dgmv); % Inicializar lado esquerdo da lei de controle
for i = 1:dgmv
    SOMA(i) = C*PHI^(dgmv-i)*G;
end
SOMA(dgmv) = SOMA(dgmv)+lambda;
% Memórias da lei de controle
m0 = 1/SOMA(dgmv);
m1 = C*PHI^dgmv-C*F*C;
m2 = C*F;
if dgmv == 1
    m3 = 0;
else
    m3 = SOMA(1:length(SOMA)-1);
end
% u(k) = (1/SOMA(dgmv)) * (yr(k+dgmv) - (C*PHI^dgmv-C*F*C) * x(:,k)
% -C*F*y(k) -SOMA(1:length(SOMA)-1) * u(k-dgmv+1:k-1)');
switch flag,
    case 0,
        [sys,x0,str,ts,simStateCompliance] = mdlInitializeSizes(Ts,dgmv,na); %
```

---

---

```

Inicialização
    case 2,
        sys = mdlUpdate(t,x,u,Ts,dgmv,lambda,na,m0,m1,m2,m3,PHI,G,C,T); %
Atualização
    case 3,
        sys = mdlOutputs(t,x,u); % Saídas
    case 9,
        sys = mdlTerminate(t,x,u); % Finalização
    otherwise
        DAStudio.error('Simulink:blocks:unhandledFlag', num2str(flag)); %
Casos inesperados
end % Fim da S-Function
%% Inicialização (Início)
function [sys,x0,str,ts,simStateCompliance] =
mdlInitializeSizes(Ts,dgmv,na)
sizes = simsizes;
sizes.NumOutputs      = 1; % Vetor de saída da S-Function
sizes.NumInputs       = 3; % Vetor de entrada desta S-Function é fixo [yr y
u]
sizes.DirFeedthrough = 0; % Não existe comunicação direta entre saída e
entrada nesta S-Function
sizes.NumSampleTimes = 1; % No mínimo um intervalo de amostragem é
necessário (valor padrão para todas as S-Functions)
sizes.NumContStates   = 0; % Não existem estados contínuos para esta S-
Function
sizes.NumDiscStates   = 3+na+dgmv; % Número de estados discretos da S-
Function [yr y u xfk uold]
sys = simsizes(sizes);
x0 = zeros(1,3+na+dgmv); % Inicializar o vetor que contém as condições
iniciais da S-Function
str = []; % Vetor vazio (Padrão da todas as S-Functions)
ts = [Ts 0]; % Inicializar o vetor que contém o período de amostragem
(segundos) com o qual esta S-Function será executada
simStateCompliance = 'UnknownSimState';
%% Inicialização (Fim)
%% Atualização (Início)
function sys = mdlUpdate(~,x,u,~,dgmv,~,na,m0,m1,m2,m3,PHI,G,C,T)
yr = u(1); % Sinal de referência
y = u(2); % Sinal de saída da planta
unew = u(3); % Sinal de controle (sinal de entrada da planta)
xfk = x(4:4+na-1); % Estados do sistema nominal
udgmv = x(length(x));
% Atualização do vetor que contém os sinais de controle passados do
controlador
if dgmv == 1
    uold = unew;
elseif dgmv > 1
    uold = x(4+na:length(x)-1);
    uold = [unew; uold];
end
% Filtro de Kalman
xfk = (PHI-T*C)*xfk+G*udgmv+T*x(2);
% Lei de controle GMVSS
if dgmv == 1
    u = m0*(yr-m1*xfk-m2*y); % Sinal de controle
elseif dgmv > 1
    u = m0*(yr-m1*xfk-m2*y+m3*uold(length(uold)-1:-1:1)); % Sinal de
controle
end
% Saturação da lei de controle
umax = 0.1; % Limite superior

```

---

---

```

umin = -0.1; % Limite inferior
if u >= umax
    u = umax;
elseif u <= umin
    u = umin;
end
x = [yr y u xfk' uold']; % Atualizar o vetor de estados discretos da S-
Function para a próxima iteração
out = x;
sys = out;
%% Atualização (Fim)
%% Saídas (Início)
function sys = mdlOutputs(~,x,~)
u = x(3); % Sinal de controle do estabilizador preditivo
out = u;
sys = out;
%% Saídas (Fim)
%% Finalização (Início)
function sys = mdlTerminate(~,~,~)
sys = [];
%% Finalização (Fim)
%% FIM DA ROTINA
%% LUÍS AUGUSTO MESQUITA DE CASTRO (07/11/2016)

```

---

## B2. Análise de Robustez

Tabela 13 – Rotina para análise de robustez via funções de sensibilidade  
(robustez\_esp\_preditivo.m).

---

```

%% INÍCIO DA ROTINA
%% LUÍS AUGUSTO MESQUITA DE CASTRO (01/04/2017)
% Instituto Federal do Pará (IFPA)
% Universidade Federal do Pará (UFPA)
% Laboratório de Controle e Sistemas - LACOS (UFPA)
% Dissertação de Mestrado
% Projeto de Estabilizadores de Sistemas Elétricos de Potência
% Utilizando Controle de Variância Mínima no Espaço de Estados
%% Limpar todas as variáveis do workspace
clc; clear all; close all;
%% Obter realização em função de transferência discreto do modelo
identificado
disp('ANÁLISE DE ROBUSTEZ DA MALHA DE CONTROLE');
%% Polinômios da planta identificada
% Modelo ARMAX via MQER baseado em 50 mil dados
a1 = -2.8923; a2 = 3.3793; a3 = -1.9293; a4 = 0.4833;
b0 = 0.3922; b1 = 0.6820; b2 = -0.5280; b3 = -0.5175;
c1 = 0.0161; c2 = -0.2483; c3 = 0.2848; c4 = -0.1859;
Az = [1 a1 a2 a3 a4]; % Polinômio A(z^-1)
Bz = [b0 b1 b2 b3]; % Polinômio B(z^-1)
Cz = [1 c1 c2 c3 c4]; % Polinômio C(z^-1)
Ts = 0.04; % Período de amostragem em segundos
Gz = tf(Bz,Az,Ts); % Função de transferência pulsada da planta
%% Polinômios do controlador RST calculado
r0 = 30.3922; r1 = 2.3057; r2 = -4.1170; r3 = 9.7538; r4 = -9.6082; r5 = -
2.4759;
s0 = 6.2236; s1 = -11.2258; s2 = 7.8248; s3 = -2.3123;
t0 = 1; t1 = 0.0161; t2 = -0.2483; t3 = 0.2848; t4 = -0.1859;
Rz = [r0 r1 r2 r3 r4 r5]; % Polinômio R(z^-1)

```

---

---

```

Sz = [s0 s1 s2 s3]; % Polinômio S(z^-1)
Tz = [t0 t1 t2 t3 t4]; % Polinômio T(z^-1)
%% Ganho de malha (Loop gain)
Lz = tf(conv(Sz,Bz),conv(Rz,Az),Ts);
%% Análise de Sensibilidade
BTz = conv(Bz,Tz);
ARz = conv(Az,Rz);
BSz = conv(Bz,Sz);
ARBSz = ARz+[BSz 0 0 0];
Tmf = tf(BTz,ARBSz,Ts); % Função de Sensibilidade Complementar
Si = tf(conv(Bz,Rz),ARBSz,Ts); % Função de Sensibilidade de entrada
So = tf(ARz,ARBSz,Ts); % Função de Sensibilidade de saída
%% Diagrama de Bode do sistema em malha aberta e em malha fechada
% Resposta em frequência do sistema em malha aberta
[a,b,c] = bode(Gz);
%% Inicializar vetores
w1 = zeros(1,length(a)); % Vetor de frequências
pha1 = zeros(1,length(a)); % Vetor de margem de fase
mag1 = zeros(1,length(a)); % Vetor de margem de ganho
for k = 1:length(w1)
    w1(1,k) = c(k,1);
    pha1(1,k) = b(1,1,k);
    mag1(1,k) = a(1,1,k);
end
magdB1 = mag2db(mag1); % Converter valores para decibels (dB)
% Resposta em frequência do sistema em malha fechada
[a,b,c] = bode(Tmf,w1);
%% Inicializar vetores
w2 = zeros(1,length(a)); % Vetor de frequências
pha2 = zeros(1,length(a)); % Vetor de margem de fase
mag2 = zeros(1,length(a)); % Vetor de margem de ganho
for k = 1:length(w2)
    w2(1,k) = c(k,1);
    pha2(1,k) = b(1,1,k);
    mag2(1,k) = a(1,1,k);
end
magdB2 = mag2db(mag2); % Converter valores para decibels (dB)
%% Resultados
figure(1); % Figura 1
subplot(211);
semilogx(w1,magdB1,'b','linewidth',4); hold on; grid on
semilogx(w2,magdB2,'r','linewidth',4); hold on; grid on
set(gca,'fontsize',16);
set(gca,'linewidth',1);
set(gca,'xscale','log');
ylim([min([magdB1 magdB2]) max([magdB1 magdB2])+5]);
title('Diagrama de Bode: ESP preditivo');
ylabel('magnitude (dB)');
legend('Malha Aberta','Malha Fechada',3);
subplot(212);
semilogx(w1,pha1,'b','linewidth',4); hold on; grid on
semilogx(w2,pha2,'r','linewidth',4); hold on; grid on
set(gca,'fontsize',16);
set(gca,'linewidth',1);
set(gca,'xscale','log');
ylim([min([pha1 pha2]) max([pha1 pha2])+50]);
xlabel('frequência (rad/s)'); ylabel('fase (graus)');
legend('Malha Aberta','Malha Fechada',3);
%% Funções de Sensibilidade
disp('FUNÇÕES DE SENSIBILIDADE:');
Mt = norm(Tmf,Inf); % Norma infinita (valor absoluto - taxa de

```

---

---

```

amplificação)
Msi = norm(Si,Inf); % Norma infinita (valor absoluto - taxa de
amplificação)
Mso = norm(So,Inf); % Norma infinita (valor absoluto - taxa de
amplificação)
disp('Valor máximo de T(z):');
display(Mt);
disp('Valor máximo de Si(z):');
display(Msi);
disp('Valor máximo de So(z):');
display(Mso);
% Margem de ganho
MGT = 1+(1/Mt); % Valor absoluto
MGTdB = mag2db(MGT); % Valor em dB
MGSi = (Msi/(Msi-1)); % Valor absoluto
MGSidB = mag2db(MGSi); % Valor em dB
MGSo = (Mso/(Mso-1)); % Valor absoluto
MGSodB = mag2db(MGSo); % Valor em dB
disp('Margem de ganho da função de sensibilidade complementar T(z) em
dB:');
display(MGTdB);
disp('Margem de ganho da função de sensibilidade de entrada Si(z) em
dB:');
display(MGSidB);
disp('Margem de ganho da função de sensibilidade de saída So(z) em dB:');
display(MGSodB);
% Margem de fase
MFT = 2*asin(1/(2*Mt))*(180/pi);
MFSi = 2*asin(1/(2*Msi))*(180/pi);
MFSO = 2*asin(1/(2*Mso))*(180/pi);
disp('Margem de fase da função de sensibilidade complementar T(z) em
graus:');
display(MFT);
disp('Margem de fase da função de sensibilidade de entrada Si(z) em
graus:');
display(MFSi);
disp('Margem de fase da função de sensibilidade de saída So(z) em
graus:');
display(MFSO);
%% Diagrama de Bode de Si(z)
% Resposta em frequência da função de sensibilidade de entrada
[a,b,c] = bode(Si,w1);
%% Inicializar vetores
w1 = zeros(1,length(a)); % Vetor de frequências
pha1 = zeros(1,length(a)); % Vetor de margem de fase
mag1 = zeros(1,length(a)); % Vetor de margem de ganho
for k = 1:length(w1)
    w1(1,k) = c(k,1);
    pha1(1,k) = b(1,1,k);
    mag1(1,k) = a(1,1,k);
end
magdB1 = mag2db(mag1); % Converter valores para decibels (dB)
%% Diagrama de Bode de So(z)
% Resposta em frequência da função de sensibilidade de saída
[a,b,c] = bode(So,w1);
%% Inicializar vetores
w1 = zeros(1,length(a)); % Vetor de frequências
pha1 = zeros(1,length(a)); % Vetor de margem de fase
mag1 = zeros(1,length(a)); % Vetor de margem de ganho
for k = 1:length(w1)
    w1(1,k) = c(k,1);

```

---



---

```

    pha1(1,k) = b(1,1,k);
    mag1(1,k) = a(1,1,k);
end
magdB1 = mag2db(mag1); % Converter valores para decibels (dB)
%% Diagrama de Bode de T(z) e So(z)
% Resposta em frequência da função de sensibilidade complementar
[a,b,c] = bode(Tmf);
%% Inicializar vetores
w1 = zeros(1,length(a)); % Vetor de frequências
pha1 = zeros(1,length(a)); % Vetor de margem de fase
mag1 = zeros(1,length(a)); % Vetor de margem de ganho
for k = 1:length(w1)
    w1(1,k) = c(k,1);
    pha1(1,k) = b(1,1,k);
    mag1(1,k) = a(1,1,k);
end
magdB1 = mag2db(mag1); % Converter valores para decibels (dB)
% Resposta em frequência da função de sensibilidade
[a,b,c] = bode(So,w1);
%% Inicializar vetores
w2 = zeros(1,length(a)); % Vetor de frequências
pha2 = zeros(1,length(a)); % Vetor de margem de fase
mag2 = zeros(1,length(a)); % Vetor de margem de ganho
for k = 1:length(w2)
    w2(1,k) = c(k,1);
    pha2(1,k) = b(1,1,k);
    mag2(1,k) = a(1,1,k);
end
magdB2 = mag2db(mag2); % Converter valores para decibels (dB)
%% Resultados
figure(2); % Figura 2
semilogx(w1,magdB1,'b','linewidth',4); hold on; grid on
semilogx(w2,magdB2,'r','linewidth',4); hold on; grid on
set(gca,'fontsize',16);
set(gca,'linewidth',1);
set(gca,'xscale','log');
ylim([min([magdB1 magdB2]) max([magdB1 magdB2])+5]);
title('Funções de sensibilidade: ESP preditivo');
ylabel('magnitude (dB)');
xlabel('frequência (rad/s)');
legend('T_{mf}(q^{-1})','S_o(q^{-1})',3);
disp('FIM DA ANÁLISE DE ROBUSTEZ DA MALHA DE CONTROLE');
%% FIM DA ROTINA
%% LUÍS AUGUSTO MESQUITA DE CASTRO (01/04/2017)

```

---

Tabela 14 – Rotina para análise de robutez via diagrama de Nyquist

(nyquist\_esp\_preditivo.m).

---

```

%% INÍCIO DA ROTINA
%% LUÍS AUGUSTO MESQUITA DE CASTRO (11/11/2017)
% Instituto Federal do Pará (IFPA)
% Universidade Federal do Pará (UFPA)
% Laboratório de Controle e Sistemas - LACOS (UFPA)
% Dissertação de Mestrado
% Projeto de Estabilizadores de Sistemas Elétricos de Potência
% Utilizando Controle de Variância Mínima no Espaço de Estados
%% Limpar todas as variáveis do workspace
clc; clear all; % close all;

```

---

---

```

%% Obter realização em função de transferência discreto do modelo
identificado
disp('ANÁLISE DE ROBUSTEZ DA MALHA DE CONTROLE');
%% Polinômios da planta identificada
% Modelo ARMAX via MQR baseado em 50 mil dados
a1 = -2.8923; a2 = 3.3793; a3 = -1.9293; a4 = 0.4833;
b0 = 0.3922; b1 = 0.6820; b2 = -0.5280; b3 = -0.5175;
c1 = 0.0161; c2 = -0.2483; c3 = 0.2848; c4 = -0.1859;
Az = [1 a1 a2 a3 a4]; % Polinômio A(z^-1)
Bz = [b0 b1 b2 b3]; % Polinômio B(z^-1)
Cz = [1 c1 c2 c3 c4]; % Polinômio C(z^-1)
Ts = 0.04; % Período de amostragem em segundos
Gz = tf(Bz,Az,Ts); % Função de transferência pulsada da planta
%% Polinômios do controlador RST calculado
r0 = 30.3922; r1 = 2.3057; r2 = -4.1170; r3 = 9.7538; r4 = -9.6082; r5 = -
2.4759;
s0 = 6.2236; s1 = -11.2258; s2 = 7.8248; s3 = -2.3123;
t0 = 1; t1 = 0.0161; t2 = -0.2483; t3 = 0.2848; t4 = -0.1859;
Rz = [r0 r1 r2 r3 r4 r5]; % Polinômio R(z^-1)
Sz = [s0 s1 s2 s3]; % Polinômio S(z^-1)
Tz = [t0 t1 t2 t3 t4]; % Polinômio T(z^-1)
%% Ganho de malha (Loop gain)
Lz = tf(conv(Sz,Bz),conv(Rz,Az),Ts);
%% Análise de Sensibilidade
BTz = conv(Bz,Tz);
ARz = conv(Az,Rz);
BSz = conv(Bz,Sz);
ARBSz = ARz+[BSz 0 0 0];
Tmf = tf(BTz,ARBSz,Ts); % Função de Sensibilidade Complementar
Si = tf(conv(Bz,Rz),ARBSz,Ts); % Função de Sensibilidade de entrada
So = tf(ARz,ARBSz,Ts); % Função de Sensibilidade de saída
if isstable(Tmf) == 1
    disp('Sistema estável em malha fechada');
elseif isstable(Tmf) == 0
    disp('Sistema instável em malha fechada');
end
%% Gráfico de Nyquist da dinâmica do sistema
% Inicializar vetores
W = 0:0.1:28.6479*pi;
[RE,IM,W] = nyquist(Tmf,W);
preal = zeros(1,length(RE)); % Vetor da parte real
pimag = zeros(1,length(IM)); % Vetor da parte imaginária
freq = zeros(1,length(W)); % Vetor de frequências (rad/s)
for k = 1:length(preal)
    preal(1,k) = RE(1,1,k);
    pimag(1,k) = IM(1,1,k);
    freq(1,k) = W(k,1);
end
%% Resultados
figure(1); % Figura 1
plot(preal,pimag,'b','linewidth',4); hold on; grid off
plot(preal,-pimag,'b','linewidth',4); hold on; grid off
plot(-1,0,'rd','linewidth',4); hold on; grid off
set(gca,'fontsize',16);
ylim([-1 1]); xlim([-1 1]);
title('Diagram de Nyquist: ESP preditivo');
ylabel('eixo imaginário');
xlabel('eixo real');
disp('FIM DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DE NYQUIST');
%% FIM DA ROTINA
%% LUÍS AUGUSTO MESQUITA DE CASTRO (11/11/2017)

```

---

## B3. Estratégia de Controle Preditivo na Forma Canônica de Controlador

Tabela 15 – Rotina para transformar o controlador GMVSS para forma RST (gmvss\_rst.m).

---

```

%% INÍCIO DA ROTINA
%% LUÍS AUGUSTO MESQUITA DE CASTRO (04/10/2016)
% Instituto Federal do Pará (IFPA)
% Universidade Federal do Pará (UFPA)
% Laboratório de Controle e Sistemas - LACOS (UFPA)
% Dissertação de Mestrado
% Projeto de Estabilizadores de Sistemas Elétricos de Potência
% Utilizando Controle de Variância Mínima no Espaço de Estados
%% Limpar todas as variáveis do workspace
clc; close all; clear all
%% Obter realização em espaço de estados discreto do modelo identificado
disp('PROJETO DE CONTROLADOR GMVSS NA FORMA RST');
% Az = input('Entre com o polinômio A(z^-1):'); % Polinômio A(z^-1) na
forma: Az = [1 a1 a2 ... an]
% Bz = input('Entre com o polinômio B(z^-1):'); % Polinômio B(z^-1) na
forma: Bz = [b0 b1 ... bn]
% Cz = input('Entre com o polinômio C(z^-1):'); % Polinômio C(z^-1) na
forma: Cz = [1 c1 c2 ... cn]
% Ts = input('Entre com o período de amostragem em segundos:'); % Período
de amostragem
% d = input('Entre com o atraso de transporte (delay):'); % Número de Ts
segundos
variance = input('Entre com a variância do ruído de saída:'); % Variância
do ruído impregnado ao sinal de saída
disp('[1] - Malha fechada com GMVSS ou [2] - Malha aberta:'); % Opções de
malha de controle
n = input('Entre com a malha de controle a ser simulada:'); % Seleção da
malha de controle
if n == 1
    dgmv = input('Entre com o número de predições a frente:'); % Número de
passos a frente
    lambda = input('Entre com a ponderação do sinal de controle:'); %
Ponderação do sinal (incremento) de controle
elseif n == 2
    lambda = 50; dgmv = 1; % Nada a fazer
end
% Modelo ARMAX via MQER baseado em 50 mil dados
a1 = -2.8923; a2 = 3.3793; a3 = -1.9293; a4 = 0.4833;
b0 = 0.3922; b1 = 0.6820; b2 = -0.5280; b3 = -0.5175;
c1 = 0.0161; c2 = -0.2483; c3 = 0.2848; c4 = -0.1859;
Ts = 0.04; d = 0; umax = 10; umin = -10;
Az = [1 a1 a2 a3 a4]; % Polinômio A(z^-1)
Bz = [b0 b1 b2 b3]; % Polinômio B(z^-1)
Cz = [1 c1 c2 c3 c4]; % Polinômio C(z^-1)
% Ordem dos polinômios A(z^-1), B(z^-1) e C(z^-1)
na = length(Az)-1; nb = length(Bz); nc = length(Cz)-1;
Gz = tf(Bz,Az,Ts); % Função de transferência pulsada do sistema nominal
[PHI,B,C,~] = tf2ss(Gz.num{1},Gz.den{1});
% Forma canônica observável
PHI = rot90(PHI,2)'; % PHI = flipud(fliplr(PHI)); Matriz de transição de
estados discreta
G = fliplr(C)'; % Matriz de entrada discreta
C = flipud(B)'; % Matriz de saída discreta
% Forma canônica controlável
% PHI = rot90(PHI,2); % PHI = flipud(fliplr(PHI)); Matriz de transição de
estados discreta

```

---

---

```

% G = flipud(B); % Matriz de entrada discreta
% C = fliplr(C); % Matriz de saída discreta
% T = [c(n)-a(n) c(n-1)-a(n-1) c(n-2)-a(n-2) . . . c(1)-a(1)];
% Observação: utilizar os polinômios A(z^-1) e C(z^-1) aumentados
T = flipud(Cz(2:length(Cz))'-Az(2:length(Az))'); % Inicializar o vetor
Gamma
%% Projeto do controlador GMV em espaço de estados
F = PHI^(dgmv-1)*T; % Ganho do Preditor de Mínima Variância
SOMA = zeros(1,dgmv); % Inicializar lado esquerdo da lei de controle
Ez = zeros(1,dgmv-1); % Inicializar polinômio E(z^-1)
for i = 1:dgmv-1
    Ez(i) = C*PHI^(i-1)*T;
end
Ez = [1 Ez]; % Polinômio F(z^-1) na forma: Ez = [e0 e1 e2 ... en]
Fz = fliplr(F'); % Polinômio F(z^-1) na forma: Fz = [f0 f1 f2 ... fn]
BEz = conv(Bz,Ez); % Polinômio B(z^-1)*E(z^-1)
lamCz = lambda*Cz; % Polinômio C(z^-1)*lambda
% Estrutura RST do controlador
% if dgmv == 1
%     Rz = BEz+[lambda*Cz zeros(1,length(BEz)-length(Cz))]; % Polinômio
R(z^-1)
% else
%     Rz = BEz+[lambda*Cz zeros(1,length(BEz)-length(Cz))]; % Polinômio
R(z^-1)
% end
if length(BEz) > length(lamCz)
    Rz = BEz;
elseif length(BEz) < length(lamCz)
    Rz = lamCz;
elseif length(BEz) == length(lamCz)
    Rz = BEz;
end
for i = 1:min(length(BEz),length(lamCz))
    Rz(i) = BEz(i)+lamCz(i);
end
Sz = Fz; % Polinômio S(z^-1)
Tz = Cz; % Polinômio T(z^-1)
% Ordem dos polinômios R(z^-1), S(z^-1) e T(z^-1)
nr = length(Rz)-1; ns = length(Sz); nt = length(Tz);
for i = 1:dgmv
    SOMA(i) = C*PHI^(dgmv-i)*G;
end
SOMA(dgmv) = SOMA(dgmv)+lambda;
% Memórias da lei de controle
m0 = 1/SOMA(dgmv);
m1 = C*PHI^dgmv-C*F*C;
m2 = C*F;
if dgmv == 1
    m3 = 0;
else
    m3 = SOMA(1:length(SOMA)-1);
end
% du(k) = (1/SOMA(dgmv)) * (yr(k+dgmv) - (C*PHI^dgmv-C*F*C) * x(:,k) - C*F*y(k) -
SOMA(1:length(SOMA)-1)*fliplr(du(k-1:-1:k-dgmv+1))');
%% Malha de Controle Simulada
disp('SIMULANDO MALHA DE CONTROLE');
% Sinal de referência
yr(1:(1/Ts)) = 0;
yr((1/Ts)+1:30) = 1;
yr(31:600) = 0;
yr(601:900) = 0;

```

---

---

```

yr(901:1001+d) = 0;
nit = length(yr)-dgmv; % Número de iterações
% Perturbação na entrada da planta
v(1:(1/Ts)) = 0;
v((1/Ts)+1:300) = 0;
v(301:600) = 0;
v(601:900) = 0;
v(901:1201+d) = 0;
% Inicializar vetores
uv = zeros(1,nit); % Inicializar vetor de sinal interno (u+v)
yv = zeros(1,nit); % Inicializar vetor de sinal interno (y+xi)
y = zeros(1,nit); % Inicializar vetor de sinal de saída
u = zeros(1,nit); % Inicializar vetor de sinal de controle
du = zeros(1,nit); % Inicializar vetor de incremento de controle
e = zeros(1,nit); % Inicializar vetor de sinal de erro
x = zeros(length(PHI),nit); % Inicializar vetor de estados
% Ruído de saída
xi = wgn(nit,1,variance,'linear');
% Condições iniciais de teste
for k = 1:na+d+1
    y(k) = 0;
    u(k) = 0;
    e(k) = 0;
    du(k) = 0;
    x(:,k) = zeros(1,na);
end
for k = na+d+1+1:nit
    % Saída da planta
    y(k) = -Az(2:length(Az))*y(k-1:-1:k-na) ' ...
        +Bz*uv(k-d-1:-1:k-nb-d)';
        % +Cz(2:length(Cz))*xi(k-1:-1:k-nc)'+xi(k);
    yv(k) = y(k)+xi(k);
    % Sinal de erro
    e(k) = yr(k)-yv(k);
    % Filtro de Kalman
    x(:,k) = (PHI-T*C)*x(:,k-1)+G*du(k-dgmv)+T*yv(k-1);
    if n == 1
        % Lei de controle GMVSS
        if dgmv == 1
            u(k) = m0*(yr(k+dgmv)-m1*x(:,k)-m2*yv(k)); % Sinal de controle
            u(k) = (1/Rz(1))*(Tz*yr(k+dgmv:-1:k+dgmv-nt+1) '-Sz*yv(k:-1:k-
ns+1)'); % Sinal de controle
        else
            % u(k) = m0*(yr(k+dgmv)-m1*x(:,k)-m2*yv(k)-m3*u(k-dgmv+1:k-1)'); %
Incremento de controle
            u(k) = (1/Rz(1))*(-Rz(2:length(Rz))*u(k-1:-1:k-nr)'+Tz*yr(k+dgmv:-
1:k+dgmv-nt+1) '-Sz*yv(k:-1:k-ns+1)'); % Sinal de controle
        end
        uv(k) = u(k)+v(k);
        du(k) = u(k)-u(k-1); % Incremento de controle
    elseif n == 2
        % Malha Aberta
        u(k) = yr(k); % Sinal de controle
        uv(k) = u(k)+v(k);
        du(k) = u(k)-u(k-1); % Incremento de controle
    end
    % Saturação da lei de controle
    if u(k) >= umax
        u(k) = umax;
    elseif u(k) <= umin
        u(k) = umin;

```

---

---

```
    end
end
%% Índices de Desempenho
ISE = sum(e*e'); % Integral Square Error
TVC = sum(abs(du)); % Total Variation of Control
disp('O valor de ISE calculado para a malha de controle é:');
display(ISE);
disp('O valor de TVC calculado para a malha de controle é:');
display(TVC);
%% Resultados
t = 0:Ts:nit*Ts-Ts; % Vetor de tempo
figure(1); % Figura 1
subplot(211);
stairs(t(1:length(t)),yr(1:length(t)),'k','linewidth',2); hold on
stairs(t(1:length(t)),yv(1:length(t)),'r','linewidth',2); hold on
set(gca,'FontSize',14);
title('Resposta do Sistema em Malha Fechada');
xlabel('tempo (s)');
ylabel('amplitude (V)');
legend('y_r','y');
ylim([min(yr)-17 max(yr)+16]);
subplot(212);
stairs(t(1:length(t)),u(1:length(t)),'b','linewidth',2); hold on
set(gca,'FontSize',14);
title('Sinal de Controle');
xlabel('tempo (s)');
ylabel('amplitude (V)');
legend('u');
ylim([min(u)-1 max(u)+1]);
disp('FIM DO PROJETO DE CONTROLADOR GMVSS NA FORMA RST');
%% FIM DA ROTINA
%% LUÍS AUGUSTO MESQUITA DE CASTRO (04/10/2016)
```

---