

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

IDENTIFICAÇÃO DE SINAIS RUIDOSOS EM SISTEMAS  
DE POTÊNCIA E REPRESENTAÇÕES NA FORMA DE  
PÓLOS E RESÍDUOS

LUÍS FILOMENO DE JESUS FERNANDES

ORIENTADOR: FRANCISCO DAMASCENO FREITAS

TESE DE DOUTORADO EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA

BRASÍLIA/DF: 14 DE DEZEMBRO - 2007.

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

IDENTIFICAÇÃO DE SINAIS RUIDOSOS EM SISTEMAS  
DE POTÊNCIA E REPRESENTAÇÕES NA FORMA DE  
PÓLOS E RESÍDUOS

LUÍS FILOMENO DE JESUS FERNANDES

TESE DE DOUTORADO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE  
ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA  
UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS  
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM  
AUTOMAÇÃO E SISTEMAS.

APROVADA POR:

---

Prof. Francisco Damasceno Freitas, Dr. (ENE-UnB)  
(Orientador)

---

Prof. João Ioshiyuki Ishyara, Dr. (ENE-UnB)  
(Examinador Interno)

---

Prof. Geovany Araújo Borges, Dr. (ENE-UnB)  
(Examinador Interno)

---

Dr. Nelson Martins, PhD. (CEPEL)  
(Examinador Externo)

---

Dr. Júlio César R. Ferraz, Dr. (ANEEL)  
(Examinador Externo)

BRASÍLIA/DF, 14 DE DEZEMBRO DE 2007.

## FICHA CATALOGRÁFICA

FERNANDES, LUÍS FILOMENO DE JESUS

Identificação de Sistemas Ruidosos em Sistemas de Potência e

Representações na Forma de Pólos e Resíduos. [Distrito Federal] 2007.  
xvii, 103p., 297 mm (ENE/FT/UnB, Doutor, Automação e Sistemas, 2007).

Tese de Doutorado

Universidade de Brasília - Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Identificação de sistemas

2. Ruído

3. *Wavelets*

4. Ajuste de estabilizadores

I. ENE/FT/UnB

II. Título (série)

## REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

FERNANDES., L. F. J. (2007). Identificação de Sinais Ruidosos em Sistemas de Potência e Representações na Forma de Pólos e Resíduos. Tese de Doutorado em Automação e Sistemas, Publicação PPGENE.TD 020/07, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 103p.

## CESSÃO DE DIREITOS

NOME DO AUTOR:Luís Filomeno de Jesus Fernandes.

TÍTULO DA TESE DE DOUTORADO: Identificação de Sinais Ruidosos em Sistemas de Potência e Representações na Forma de Pólos e Resíduos.

GRAU / ANO: Doutor / 2007

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta tese de Doutorado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta tese pode ser reproduzida sem a autorização por escrito do autor.

---

Luís Filomeno de Jesus Fernandes  
SQN 205 Bloco B número 105, Brasília  
70.000-520 Brasília - DF - Brasil.

# DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho aos meus pais (*in memoriam*), pelos ensinamentos que me transmitiram, pelo exemplo de respeito, humildade, sinceridade, trabalho e empenho.

## **AGRADECIMENTOS**

Gostaria de aproveitar a oportunidade para agradecer às seguintes pessoas o apoio ao longo do desenvolvimento deste trabalho.

Gostaria de exprimir minha gratidão ao Prof. Francisco Damasceno Freitas, meu orientador de tese, meu sincero reconhecimento por sua competência, suas sugestões pertinentes, pelos conselhos e disponibilidade para orientação.

Ao Doutor Nelson Martins que honra-me com a sua presença na qualidade de membro da banca examinadora e pelas diversas sugestões que tornaram possível melhoramentos no trabalho.

Ao Prof. João Ishihara, ao Prof. Geovany Borges, ao Doutor Júlio César Feraz, pela participação na banca examinadora.

Agradeço ao CEPEL por permitir o uso dos seus softwares Anarede, Anatem e PacDyn, os quais serviram de apoio a esta tese, em consonância com o convênio 06364/2007 FUB/CEPEL.

Agradeço ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de Brasília, por ter me concedido o privilégio de desenvolver essa pesquisa, e ao Conselho Nacional de Pesquisa (CNPq) pelo custeio de parte do meu Doutorado.

Aos colegas da pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade de Brasília, Flávio Vidal, George Brito, Kenneth Sampaio, Larissa Guedes e Tiago Fonseca.

Ao meu amigo Sidnei Tomaz pelo incentivo, apoio e pelas muitas discussões sempre valiosas.

Agradeço a todas as pessoas que de alguma forma me ajudaram moral ou materialmente.

Deixo registrado os meus agradecimentos especiais para minha família, pelo apoio constante e encorajamento durante o período de realização dessa tese.

# IDENTIFICAÇÃO DE SINAIS RUIDOSOS EM SISTEMAS DE POTÊNCIA E REPRESENTAÇÕES NA FORMA DE PÓLOS E RESÍDUOS

**AUTOR: LUÍS FILOMENO DE JESUS FERNANDES**

**ORIENTADOR: FRANCISCO DAMASCENO FREITAS**

**Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da Universidade de Brasília.**

**BRASÍLIA/DF: 14 DE DEZEMBRO - 2007.**

**Palavras-chave: identificação de sistemas, *denoising*, pólos e resíduos, transformada  $z$ , estabilizadores de sistemas de potência.**

## RESUMO

Esta tese apresenta uma técnica para identificação de sistemas contínuos a partir de informações no domínio da transformada  $z$ . No cálculo, considera-se a presença de ruído no sinal de saída. São calculadas funções de transferência a partir da resposta impulsional do sistema no tempo, levando-se em conta sinais de entrada e de saída.

As funções de transferência são identificadas no domínio  $z$ . Entretanto, a estrutura dessas funções de transferência é apresentada na forma de pólos e seus resíduos associados. No domínio  $s$ , os pólos são calculados por meio de transformação dependente do período de amostragem e dos pólos em  $z$ . Na identificação do sistema, os sinais ruidosos são filtrados mediante processo de *denoising* (minimização de ruído) cujo procedimento utiliza transformada *wavelets*.

Testes são efetuados em três sistemas de potência com a finalidade de se avaliar a validade do método de identificação sob diferentes condições operativas e diferentes níveis de ruído. Também, para verificar a possibilidade do uso de modelo identificado, de ordem reduzida, no projeto de controladores em sistemas de potência de grande porte. Estes últimos testes são realizados considerando um banco de dados representativos do sistema interligado nacional (SIN) relativo ao ano 2005. Em todos os casos, a identificação mostrou-se bastante satisfatória, avaliando-se os resultados obtidos com um modelo completo e identificado. Simulações lineares e não-lineares dos modelos identificados e completo mostram a eficácia da técnica.

**POWER SYSTEMS NOISY SIGNAL IDENTIFICATION AND  
REPRESENTATIONS IN THE FORM OF POLES AND RESIDUES  
STRUCTURE**

**AUTHOR: LUÍS FILOMENO DE JESUS FERNANDES**

**SUPERVISOR: FRANCISCO DAMASCENO FREITAS**

**Under Graduate Program in Electrical Engineering from the University of  
Brasília.**

**BRASÍLIA/DF - BRAZIL: December 14th - 2007.**

**Key-words: Identification systems, *denoising*, poles and residues,  $z$  trans-  
form, power system stabilizers.**

**ABSTRACT**

This thesis presents a technique for continuous systems identification from information in  $z$  domain transform. The computations allow for the noisy signal action on the output signal. The transfer functions are calculated from time-domain system impulse response, taking into account test system input and output signals.

The transfer function is identified in the  $z$  domain. However, its structure is presented in the form of poles and their associated residues. The poles are calculated in the  $s$  domain by using a mapping transform function which depends on the sampling period and the  $z$  poles. The noisy signals are filtered through a *denoising* process (noise minimization) whose procedure uses *wavelets* transform.

Tests are performed on three power systems to assess the validity of the identification method under different operating conditions and different noise levels. The reduced models identified are used for the design of power system stabilizers (PSSs). These tests are carried out considering a database representing the Brazilian interconnected power grid of the year 2005. In all cases, the identification proved to be quite satisfactory, comparing to the results obtained with a complete and identified model. Linear and non-linear simulations of the identified and the full models show the effectiveness of the system identification technique.

## Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
1.1	INTRODUÇÃO GERAL . . . . .	1
1.2	MOTIVAÇÃO PARA A TESE . . . . .	5
1.3	OBJETIVO DA TESE . . . . .	5
1.4	ORGANIZAÇÃO DA TESE . . . . .	7
1.5	RESUMO DE CONTRIBUIÇÕES E PUBLICAÇÕES . . . . .	8
<b>2</b>	<b>MODELAGEM DE SISTEMAS DE POTÊNCIA</b>	<b>9</b>
2.1	INTRODUÇÃO . . . . .	9
2.2	REPRESENTAÇÃO DO SISTEMA . . . . .	9
2.3	IDENTIFICAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA . . . . .	11
2.3.1	Representação do sistema em tempo discreto . . . . .	12
2.3.2	Função de transferência no domínio $z$ . . . . .	13
2.3.3	Cálculo de resíduos . . . . .	14
2.4	CONCLUSÃO . . . . .	15
<b>3</b>	<b>RUÍDO E FILTRAGEM POR <i>WAVELETS</i></b>	<b>16</b>
3.1	INTRODUÇÃO . . . . .	16
3.2	RUÍDO BRANCO GAUSSIANO E RELAÇÃO SINAL-RUÍDO . . . . .	16
3.3	ERRO DE ESTIMAÇÃO DO SINAL . . . . .	17
3.4	TRATAMENTO DE SINAIS POR <i>WAVELETS</i> . . . . .	18
3.4.1	Análise de Fourier . . . . .	18
3.5	TRANSFORMADA <i>WAVELET</i> CONTÍNUA . . . . .	19
3.6	TRANSFORMADA <i>WAVELET</i> DISCRETA . . . . .	20
3.7	ESCOLHA DA <i>WAVELET</i> MÃE . . . . .	20
3.8	ANÁLISE COM RESOLUÇÃO MÚLTIPLA . . . . .	21
3.9	<i>DENOISING</i> POR <i>THRESHOLDING</i> . . . . .	23
3.10	CONCLUSÃO . . . . .	24

<b>4</b>	<b>IDENTIFICAÇÃO DE FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA SOB A FORMA DE PÓLOS E RESÍDUOS</b>	<b>25</b>
4.1	INTRODUÇÃO . . . . .	25
4.2	FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA NA FORMA DE PÓLOS E RESÍDUOS	25
4.3	PARÂMETROS MODAIS DA IDENTIFICAÇÃO . . . . .	28
4.3.1	Expansão na forma de pólos reais . . . . .	28
4.3.2	Expansão na forma de pólos complexos . . . . .	29
4.4	MODOS DOMINANTES . . . . .	32
4.4.1	Índices de Dominância Modal (IDM) . . . . .	33
4.5	IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMAS DE MÚLTIPLAS ENTRADAS E SAÍDAS . . . . .	34
4.5.1	Representação em uma forma bloco diagonal . . . . .	34
4.5.2	Identificação cruzada . . . . .	35
4.6	CONCLUSÃO . . . . .	36
<b>5</b>	<b>AJUSTE DE ESTABILIZADORES DE SISTEMAS DE POTÊNCIA</b>	<b>38</b>
5.1	INTRODUÇÃO . . . . .	38
5.2	A ESCOLHA DO SINAL DE ENTRADA . . . . .	39
5.2.1	Representação do sistema . . . . .	39
5.2.2	Estrutura do ESP . . . . .	40
5.3	A REPRESENTAÇÃO DO ESP NA FORMA DE VARIÁVEIS DE ESTADO . . . . .	41
5.3.1	Função objetivo . . . . .	43
5.3.2	O algoritmo proposto para ajuste dos estabilizadores . . . . .	44
5.3.3	Limites dos parâmetros dos ESPs e do algoritmo genético . . . . .	44
5.4	CONCLUSÃO . . . . .	45
<b>6</b>	<b>TESTES EM SISTEMAS ESTÁVEIS</b>	<b>46</b>
6.1	INTRODUÇÃO . . . . .	46
6.2	SISTEMAS-TESTE . . . . .	46
6.2.1	Sistema de 606 estados . . . . .	47
6.2.2	Resposta ao degrau e ao impulso . . . . .	51
6.2.3	Testes em um sistema de 3077 estados . . . . .	51
6.2.4	Resultados no domínio da freqüência . . . . .	57
6.3	Identificação de sinais com ruído . . . . .	63
6.4	CONCLUSÃO . . . . .	66

<b>7 IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMA INSTÁVEL E AJUSTE DE CONTROLADOR</b>	<b>67</b>
7.1 INTRODUÇÃO . . . . .	67
7.2 IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMA INSTÁVEL . . . . .	67
7.3 IDENTIFICAÇÃO DE UM SISTEMA DE GRANDE PORTE INSTÁVEL . . . . .	69
7.4 TESTES . . . . .	69
7.5 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES . . . . .	70
7.5.1 Simulação de sinais sem ruído . . . . .	70
7.5.2 Simulação com <i>SNR</i> de 45 <i>dB</i> . . . . .	73
7.5.3 Simulação de sinal potência elétrica com <i>SNR</i> de 38 <i>dB</i> . . . . .	77
7.6 DESEMPENHO DOS ESPs PARA UMA PERTURBAÇÃO DE GRAU NA POTÊNCIA MECÂNICA . . . . .	79
7.7 CONCLUSÃO . . . . .	83
<b>8 CONCLUSÃO</b>	<b>85</b>
8.1 CONCLUSÕES GERAIS . . . . .	85
8.2 CONTRIBUIÇÕES . . . . .	86
8.3 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS . . . . .	87
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>88</b>
<b>APÊNDICES</b>	<b>95</b>
<b>A REGULADOR DE TENSÃO</b>	<b>95</b>
<b>B ESTRUTURAS DOS ESPs</b>	<b>98</b>
<b>C ALGORITMOS GENÉTICOS</b>	<b>100</b>
C.1 CARACTERÍSTICAS DOS ALGORITMOS GENÉTICOS . . . . .	100
C.2 FUNCIONAMENTO DOS ALGORITMOS GENÉTICOS . . . . .	101
C.2.1 Codificação . . . . .	101
C.2.2 Função de adaptação . . . . .	101
C.3 OS OPERADORES DOS ALGORITMOS GENÉTICOS . . . . .	102
C.3.1 Processo de seleção natural . . . . .	102
C.3.2 Processo de reprodução . . . . .	102
C.3.3 Processo de mutação . . . . .	103

## Lista de Tabelas

5.1	Limites dos parâmetros dos ESP. . . . .	45
5.2	Parâmetros dos algoritmos genéticos [11]. . . . .	45
6.1	Autovalores do sistema <i>SISO</i> considerando como saída o desvio de velocidade em Itaipu para um nível de ruído de 10 <i>dB</i> : sistema completo e identificado. . . . .	50
6.2	Autovalores do sistema <i>SISO</i> tendo como saída desvio da potência elétrica para um nível de ruído de 21 <i>dB</i> . . . . .	56
7.1	Faixa de parâmetros e valores dos parâmetros do ESP derivado da velocidade. . . . .	73
7.2	Faixa de parâmetros e valores dos parâmetros do ESP derivado da potência elétrica. . . . .	73
7.3	Faixa de parâmetros e valores do ESP derivado da potência acelerante. . . . .	73
7.4	Autovalores dos três sistemas sem ruído - sistema em malha-aberta e malha-fechada. . . . .	75
7.5	Faixa de parâmetros e valores dos parâmetros do ESP para o sinal potência elétrica para a <i>SNR</i> de 45 <i>dB</i> . . . . .	77
7.6	Autovalores do sistema <i>SISO</i> tendo como saída o desvio de potência elétrica de Itaipu para a <i>SNR</i> de 45 <i>dB</i> . . . . .	78
7.7	Faixa de parâmetros e valores dos parâmetros do ESP para o sinal potência elétrica para a <i>SNR</i> de 38 <i>dB</i> . . . . .	79
7.8	Autovalores do sistema <i>SISO</i> saída desvio de potência elétrica de Itaipu para a <i>SNR</i> de 38 <i>dB</i> . . . . .	81

## Lista de Figuras

3.1	Funções de base Daubechies 4 [9]. . . . .	21
3.2	Decomposição de um sinal por <i>wavelets</i> [68]. . . . .	22
3.3	Reconstrução de um sinal por <i>wavelets</i> [68]. . . . .	23
5.1	Representação sob a forma de diagrama de blocos da planta e ESP. . .	40
5.2	Estrutura de ESP adotada. . . . .	41
6.1	Potência elétrica de saída, em <i>pu</i> , em função do tempo. . . . .	48
6.2	Resposta ao degrau tendo como saída o ângulo do rotor, em <i>rad</i> , em função do tempo. . . . .	48
6.3	Potência elétrica de saída, em <i>pu</i> , com ruído. . . . .	49
6.4	potência elétrica de saída, em <i>pu</i> , após <i>denoising</i> . . . . .	49
6.5	potência elétrica de saída, em <i>pu</i> , relativas ao sinal original e ao identificado. . . . .	50
6.6	Sinal potência elétrica de Itaipu, em <i>pu</i> , com <i>SNR</i> de 13 <i>dB</i> com e sem ruído. . . . .	53
6.7	Sinal potência elétrica de Itaipu, em <i>pu</i> , com <i>SNR</i> 13 <i>dB</i> filtrado por <i>wavelets</i> . . . . .	53
6.8	Resposta ao impulso do sinal potência elétrica de Itaipu com <i>SNR</i> 13 <i>dB</i> identificado pelo algoritmo A1. . . . .	54
6.9	Resposta ao degrau do sinal potência elétrica de Itaipu com <i>SNR</i> 13 <i>dB</i> identificado pelo algoritmo A1. . . . .	54
6.10	Identificação da resposta ao degrau do sinal potência elétrica pelo algoritmo A2 para <i>SNR</i> de 13 <i>dB</i> . . . . .	56
6.11	Identificação da resposta ao degrau do sinal potência elétrica pelo algoritmo A1 para <i>SNR</i> de 21 <i>dB</i> . . . . .	57
6.12	Identificação da resposta ao degrau do sinal potência elétrica pelo algoritmo A2 para <i>SNR</i> de 21 <i>dB</i> . . . . .	58
6.13	Diagrama de magnitude para o sinal potência elétrica em Jacuí com avaliação realizado pelo algoritmo A1 para <i>SNR</i> de 21 <i>dB</i> . . . . .	59

6.14	Diagrama de magnitude para o sinal potência elétrica em Jacuí avaliado pelo algoritmo A2 para $SNR$ de 21 $dB$ . . . . .	59
6.15	Diagrama de fase para o sinal potência elétrica em Jacuí avaliado pelo algoritmo A1 para $SNR$ de 21 $dB$ . . . . .	60
6.16	Diagrama de fase referente ao sinal potência elétrica em Jacuí por meio do algoritmo A2 para $SNR$ de 21 $dB$ . . . . .	60
6.17	Diagrama de magnitude para o sinal potência elétrica em Itaipu considerando o algoritmo A1 para $SNR$ de 13 $dB$ . . . . .	61
6.18	Diagrama de magnitude para o sinal potência elétrica em Itaipu através algoritmo A2 para $SNR$ de 13 $dB$ . . . . .	61
6.19	Diagrama de fase para o sinal potência elétrica em Itaipu considerando algoritmo A1 para $SNR$ de 13 $dB$ . . . . .	62
6.20	Diagrama de fase para o sinal potência elétrica em Itaipu usando algoritmo A2 para $SNR$ de 13 $dB$ . . . . .	62
6.21	Sinal potência elétrica em Jacuí, em $pu$ , com $SNR$ de 30 $dB$ com e sem ruído. . . . .	63
6.22	Sinal potência elétrica em Jacuí, em $pu$ , com $SNR$ de 13 $dB$ com e sem ruído. . . . .	64
6.23	Sinal potência elétrica em Jacuí, em $pu$ , com $SNR$ de 5 $dB$ com e sem ruído. . . . .	64
6.24	Identificação da resposta ao degrau do sinal potência elétrica de Jacuí pelo algoritmo A2 para $SNR$ de 30 $dB$ . . . . .	65
6.25	Identificação da resposta ao degrau do sinal potência elétrica de Jacuí pelo algoritmo A2 para $SNR$ de 13 $dB$ . . . . .	65
6.26	Identificação da resposta ao degrau do sinal potência elétrica de Jacuí pelo algoritmo A2 para $SNR$ de 5 $dB$ . . . . .	66
7.1	Procedimento para identificação de um sistema instável. . . . .	68
7.2	Identificação do sinal de velocidade quando o sistema em malha-aberta é instável. . . . .	71
7.3	Identificação do sinal de potência elétrica quando o sistema em malha-aberta é instável. . . . .	71
7.4	Identificação do sinal de potência acelerante quando o sistema em malha-aberta é instável. . . . .	72
7.5	Comparação da simulação linear e não-linear quando o sistema em malha-fechada é equipado com ESP de velocidade. . . . .	74
7.6	Comparação da simulação linear e não-linear para o sistema em malha-fechada é equipado com ESP de potência elétrica. . . . .	74

7.7	Comparação da simulação linear e não-linear do sistema em malha-fechada com ESP de potência acelerante. . . . .	75
7.8	Sinal de potência elétrica original com <i>SNR</i> de 45 <i>dB</i> . . . . .	76
7.9	Sinal de potência elétrica filtrado por <i>wavelets</i> e sinal com ruído. . . . .	77
7.10	Sinal de potência elétrica instável identificado e ideal. . . . .	78
7.11	Comparação entre a simulação linear e não-linear do sistema em malha-fechada para o sinal de potência elétrica - <i>SNR</i> de 45 <i>dB</i> para o sinal com ruído. . . . .	79
7.12	Sinal de potência elétrica original com <i>SNR</i> de 38 <i>dB</i> . . . . .	80
7.13	Sinal potência elétrica instável após <i>denoising</i> . . . . .	80
7.14	Sinal potência elétrica instável identificado. . . . .	81
7.15	Comparação entre a simulação linear e a não-linear para a potência elétrica. . . . .	82
7.16	Sinal potência elétrica em resposta a perturbação ao degrau na potência mecânica para o ESP derivado da velocidade. . . . .	83
7.17	Sinal potência elétrica em resposta a perturbação ao degrau na potência mecânica para o ESP derivado da potência elétrica. . . . .	84
7.18	Sinal potência elétrica em resposta a perturbação ao degrau na potência mecânica para o ESP derivado da potência acelerante. . . . .	84
A.1	Regulador de tensão da usina de Itaipu - Parte 1. . . . .	95
A.2	Regulador de tensão da usina de Itaipu - Parte 2. . . . .	96
A.3	Regulador de tensão da usina de Itaipu - Parte 3. . . . .	96
A.4	Regulador de tensão da usina de Itaipu - Parte 4. . . . .	97
B.1	Estabilizador para o sinal de desvio de velocidade. . . . .	98
B.2	Estabilizador para o sinal de desvio de potência elétrica. . . . .	98
B.3	Estabilizador para o sinal de desvio de sintetização da potência acelerante. . . . .	99
C.1	Cruzamento entre populações. . . . .	103
C.2	Processo de mutação em uma população. . . . .	103

## LISTA DE SÍMBOLOS, NOMENCLATURA E ABREVIACIONES

$\|\cdot\|$ : Representa a norma euclidiana de  $(\cdot)$ .

$A$ : Matriz de estado.

$B$ : Matriz de entrada.

$C$ : Matriz de saída.

$\hat{A}$ : Matriz de estado em malha aberta.

$\hat{B}$ : Matriz de entrada em malha aberta.

$\hat{C}$ : Matriz de saída em malha aberta.

ESP: Estabilizador de Sistema de Potência.

$I_k$ : Matriz identidade de ordem  $k$  ou simplesmente  $I$ .

$x$ : Vetor de variáveis de estados.

$u$ : Vetor de variáveis de controle ou de entradas.

$y$ : Vetor de variáveis de saída.

$x_a$ : Vetor aumentado de variáveis de estados.

$u_a$ : Vetor aumentado de variáveis de controle.

$y_a$ : Vetor aumentado de variáveis de saída.

$\omega$ : Velocidade angular elétrica da máquina, em p.u..

$H$ : Constante de inércia da máquina, em MWs/MVA.

$P_m$ : Potência mecânica da máquina, em p.u..

$P_e$ : Potência elétrica da máquina, em p.u..

$P_a$ : Potência acelerante da máquina, em p.u..

$T_1, T_3$ : Constantes de tempo, em s (relacionadas aos zeros do sinal adicional).

$T_2, T_4$ : Constantes de tempo, em s (relacionadas aos pólos do sinal adicional).

$T_w$ : Constante de tempo, em s, do filtro *washout*.

$K$ : Ganho do estabilizador de sistema de potência, em p.u..

$m$ : Número de entradas da matriz  $B$ .

$n$ : Número de estados.

$z_{pi}$ : Pólos da função de transferência.

$\lambda_i$ : Autovalor.

$\sigma_i$ : Valor singular.

$\alpha$ : Constante positiva usada na translação de sistemas.

$\psi(x)$ : Função *wavelet* mãe.

$\varphi$ : Função de escala da *wavelet*.

$R_i$ : Resíduo associado ao pólo  $\lambda_i$ .

$\rho_i$ : é a parte real do resíduo  $R_i$ .

$A_c, B_c, C_c, D_c$ : Matrizes relacionada à representação de um controlador na sua forma canônica observável.

*AVR*: Automatic Voltage Regulator, Regulador automático de tensão.

*AG*: Algoritmo genético.

$G(s)$ : Função de transferência contínua no domínio da transformada de Laplace (domínio  $s$ ).

$G(z)$ : Função de transferência discreta no domínio da transformada  $z$ .

$\Upsilon$ : Operador de *thresholding* (ceifamento).

*DWT*: Discrete Wavelet Transformer, Transformada discreta *wavelet*.

*CWT*: Continuous Wavelet Transformer, Transformada contínua *wavelet*.

*FACTS*: Flexible AC Transmission System, Sistema de transmissão flexível de corrente

alterna.

*FIR*: Finite Impulse Response, Resposta ao impulso finita.

*HPF*: High Pass Filter, Filtro passa-alta.

*IDWT*: Inverse Discrete Wavelet Transformer, Transformada inversa discreta *wavelet*.

IDM: Índice de dominância modal.

*LPF*: Low Pass Filter, Filtro passa-baixa.

*MIMO*: Multiple-Input Multiple-Output, Sistema de múltiplas entradas e múltiplas saídas.

*MISO*: Multiple-Input Single-Output, Sistema de múltiplas entradas e uma saída.

*SISO*: Single-Input Single-Output, Entrada simples e saída simples.

SIN: Sistema Interligado Nacional.

*SNR*: Signal Noise Ratio, Relação sinal-ruído.

*TCSC*: Thyristor Controlled Series Compensator, Compensador série controlado a tiristor.

*WAMS*: Wide Area Monitoring System, Sistema de monitoramento de grandes áreas.

# Capítulo 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 INTRODUÇÃO GERAL

Sistemas elétricos de potência são projetados para a finalidade de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica. Tais sistemas devem operar de forma confiável permanentemente. Uma interrupção no fornecimento de energia elétrica, em geral, pode causar sérios transtornos do ponto de vista técnico. Conseqüentemente, a falha no fornecimento de energia terá incidência sobre perdas econômicas. A confiabilidade no fornecimento de energia propicia: a) nível de segurança elevado, b) reservas de geração em níveis adequados, c) linhas operando com níveis de carregamento satisfatórios. Assim, pode-se dizer que a segurança é um critério a se destacar no projeto de sistemas elétricos de potência. É também fator relevante para a operação de modernos sistemas interligados.

Os sistemas atuais são operados de modo a se explorar o máximo dos seus recursos sem, no entanto, levá-los ao esgotamento. Para esta finalidade, a utilização de técnicas de controle torna-se um aliado indispensável no processo, visto a grande diversidade de consumidores, bem como a utilização de novas tecnologias existentes.

Ferramentas de controle são úteis para a identificação de potenciais problemas, como o surgimento de oscilações de sinais em baixas frequências fracamente amortecidas, ou até instáveis [58],[72]. Recentemente, a identificação de sistemas tem merecido atenção em razão da utilização das informações em sistemas de monitoramento de grandes áreas (Wide Area Monitoring Systems - *WAMS*). Estes sistemas têm sido implementados em diversos países com a finalidade de se ter medidas em tempo real de grandezas dinâmicas do sistema.

O grande número de interconexões entre os sistemas, linhas de transmissão com capacidade limitada, ajuste de reguladores de tensão com altos ganhos, interação entre controladores, etc., motivam o surgimento de oscilações que podem afetar a segurança dos sistemas. Algumas oscilações são de natureza eletromecânica, de dinâmica lenta podendo durar alguns segundos. Outras, têm características mais rápidas podendo

alcançar de mili a alguns microsegundos.

Nas últimas três décadas [35],[31],[10], os problemas relacionados à estabilidade a pequenos sinais e de baixa frequência têm sido estudados exaustivamente. A razão é justificada pela difícil solução para se encontrar uma solução otimizada para o problema e pela busca por melhores técnicas para solucioná-lo. Através da análise de estabilidade a pequenos sinais é possível se avaliar oscilações que são verificadas na estabilidade transitória. Dois tipos de oscilações são de interesse para análise de controle de sistemas de potência: a) oscilações de modo local - associadas a unidades de uma área que oscilam em relação ao resto das máquinas do sistema de potência dessa mesma área. A faixa de frequência relacionada a estes modos é de 0,8 a 2,0 Hz [53], b) oscilações inter-área: associadas a um grupo de geradores de uma área do sistema oscilando em relação a um grupo, ou grupos de geradores, situados em áreas diferentes. Sua faixa de frequência, geralmente, ocorre na faixa entre 0,1 e 0,7 Hz.

Existem equipamentos de controle projetados para tornar a operação do sistema mais eficiente sob o ponto de vista dinâmico. Alguns destes equipamentos podem operar de forma individual, como nos controles de sistemas de excitação dos geradores. Os sistemas de excitação podem controlar a tensão de saída, a tensão de campo, o fator de potência e a magnitude de corrente no gerador [36]. Na maioria dos casos, esse tipo de controle é suficiente para assegurar o amortecimento das oscilações do sistema. No entanto, em situações adversas, como sobrecarga no fornecimento de energia, podem levar ao surgimento de oscilações pouco amortecidas ou crescentes (amortecimento negativo). Nesse caso, é necessária a inclusão de sinais de controle adicionais para preservar a estabilidade do sistema [62].

Dispositivos de controle utilizados localmente para amortecer as oscilações, mediante ajustes apropriados, são incorporados aos reguladores de tensão e, injetam nesses locais sinais suplementares. Esses dispositivos são designados por estabilizadores de sistemas de potência (ESPs). O ESP é um controlador que proporciona amortecimento positivo ao sistema de potência, visando eliminar os efeitos do amortecimento negativo e amenizar efeitos de oscilações pouco amortecidas. Os sinais de controle geralmente utilizados em um ESP são: a potência elétrica, a potência acelerante, a velocidade do eixo do rotor e a frequência elétrica [25]. Basicamente, os estabilizadores permitem incrementar os limites de estabilidade do sistema através da modulação dos seus sinais de entrada.

Com o desenvolvimento crescente da tecnologia de eletrônica de potência, têm sido introduzido nos sistemas elétricos de potência dispositivos com capacidade de controle rápido e eficiente. São os denominados sistemas de transmissão CA flexíveis (*FACTS*). Os *FACTS* são utilizados tanto como fonte primária de controle, como elementos capazes de gerar amortecimento positivo ao sistema, mediante o ajuste adequado do seu sistema de controle. A concepção primária de dispositivos *FACTS* é voltada para o melhoramento do perfil de reativo em locais específicos, próximos ao local onde um eventual problema foi detectado. Os elementos com características de ligação em derivação (*shunt*) são exemplos usuais. Os dispositivos *FACTS* são utilizados também com a finalidade de permitir maior capacidade de transmissão em uma interligação. Aliado a essas concepções, pode-se inserir ações de controle suplementar à malha de controle primária.

Estabilizadores precisam de ajuste para que desempenhem adequadamente as suas finalidades. A seleção dos seus parâmetros e de suas variáveis de controle são decisivos para que os mesmos apresentem o desempenho e robustez esperados para diferentes condições de operação. O ajuste dos controladores requer conhecimento da topologia da rede e as condições de operação para os quais o seu funcionamento ocorra satisfatoriamente. Em geral, os ajustes dos controladores são feitos mediante simulações *off-line*, necessitando ser revistos de tempos em tempos, uma vez que a rede elétrica é dinâmica. Com o desenvolvimento de *hardwares* e a existência de algoritmos cada vez mais eficientes, a utilização de ajustes em tempo real passa a ser uma realidade, necessitando para isto de métodos viáveis do ponto de vista de implementação técnica. As *WAMS* já utilizam este princípio para extração de parâmetros dinâmicos do sistema. Mas, são necessários avanços tecnológicos que possibilitem a extensão para ajuste de controladores.

Torna-se imprescindível que a rede seja representada, e conseqüentemente, identificada corretamente a fim de que a extração das informações, bem como as potenciais metodologias de ajuste em tempo real de controladores sejam implementadas.

A modelagem adequada do sistema visando a análise de estabilidade e a síntese de controladores é uma das ferramentas de interesse no estudo de sistemas de potência. O estudo relacionado a transitórios eletromecânicos requer métodos que sejam apropriados para a faixa de frequência das suas oscilações características. Um modelo adequado, representando o sistema físico é fundamental. Na prática, são utilizados modelos computacionais já disponíveis. Mas para uma possível utilização

em tempo real, tais ferramentas são impraticáveis. Daí, recorrer-se a estratégias de identificação para se levantar modelos que representem mais fielmente os aspectos físicos em tempo real. Na identificação de sistemas, pressupõe-se a existência de um sinal de entrada para excitar o sistema e um ou mais sinais medidos. Quando avaliada no domínio da frequência, pode-se recorrer ao uso de função de transferência. Evidentemente, o modelo relacionando entrada e saída constitui uma aproximação do fenômeno para a faixa de frequência avaliada.

Nem sempre no processo de identificação de uma função de transferência em sistemas de potência, os métodos contemplam a presença do sinal de ruído. Sabe-se, no entanto, que esse tipo de sinal faz parte do teor das medidas efetuadas e precisa ser considerado no processo de identificação. Assim, quanto mais fiel a identificação dos sinais em relação aos sinais físicos, melhores serão as informações da análise dinâmica do sistema e também para o possível projeto ou ajuste de controladores para os sistemas elétricos de potência.

Técnicas para identificação de sistemas são conhecidas na literatura [18], [20], [48],[60], [43]. Em particular, estamos interessados em técnicas para identificação de sinais em baixas frequências para sistemas elétricos de potência. Sob o ponto de vista prático, esses sinais contêm ruído em maior ou menor grau, atribuído ao próprio sistema de medição, e ao sistema físico a ser identificado. O ruído pode ser minimizado por métodos de pré-filtragem, possibilitando melhor identificação do sinal de interesse. O uso de transformada *wavelets* como ferramenta para minimização do ruído tem sido alvo de algumas pesquisas [33], [50], [69]. *Wavelets* são utilizadas na compactação de sinais para transmissão de dados e para pré-filtragem (*denoising*) [9], [51]. Sua aplicação em sistemas de potência tem sido limitada à osciloperturbografia [16], qualidade de energia [67] e proteção digital [42].

Algumas técnicas para identificação de sistemas consideram abordagens para representação do sistema no domínio do tempo [2], [63],[47], [32]. Uma das técnicas de identificação largamente utilizada em sistemas de potência é o método de Prony [41], [66],[17], [49], [39]. Uma limitação dessa técnica é sua sensibilidade ao ruído presente no sinal. No entanto, existem técnicas que consideram a presença de ruído [65]. A combinação das técnicas de identificação no domínio do tempo e no domínio da frequência podem ser assim melhor empregadas se componentes do ruído puderem ser contempladas durante o processo de identificação.

## 1.2 MOTIVAÇÃO PARA A TESE

A identificação de sinais na forma de funções de transferência, a partir de sinais ruidosos, similares aos efetivamente encontrados no campo, é uma forma adequada para representação de um sistema linear visando a análise de estabilidade e o projeto de controladores. A utilização do método de Prony tem-se mostrado adequado para a identificação de funções de transferência [65]. No entanto, aplicação similar é encontrada em técnicas que buscam aproximar os denominados momentos de funções de transferência. Tendo em vista que tais técnicas para funcionamento adequado requerem sinais filtrados, técnicas de pré-filtragem devem ser utilizados conjuntamente. O emprego de *wavelets* tem sido comum nessa finalidade.

O uso de *wavelets* por si só deve ser avaliado. No processo de pré-filtragem, é necessário estabelecer o tipo de filtro e os coeficientes das *wavelets* (*thresholding*). A questão da modelagem do tipo de ruído é um outro aspecto que merece atenção. A utilização de ruído gaussiano superposto a um sinal imune de ruído é uma forma encontrada para simular um sinal real.

Portanto, a combinação de técnicas de identificação de sistemas e o uso de *wavelets* para minimizar o ruído são ferramentas que podem ser utilizadas conjuntamente visando se alcançar melhores resultados. A identificação por meio da combinação da técnica de pré-filtragem por *wavelets* e do método de casamento de momentos de funções de transferência deve permitir a representação linear do sistema caracterizada por seus pólos e respectivos resíduos. Além disso, tais resultados devem se mostrar úteis para o ajuste de ESPs de sistemas reais.

## 1.3 OBJETIVO DA TESE

Esta tese tem como principal objetivo a identificação de sistemas a partir de sinais de entrada e de saída conhecidos. Estes últimos apresentam teor de ruído branco gaussiano com média zero, que é minimizado por um processo de *denoising* implementado mediante a aplicação de transformada *wavelets*. O resultado obtido da identificação do sistema é utilizado como modelo representativo do sistema para o ajuste de controladores em sistemas de potência de grande porte.

O processo de identificação requer bancos de sinais para teste. Em razão da inexistência

de tais sinais, para efetivamente retratar uma situação de campo, os mesmos foram simulados contendo uma parcela real, acrescida de ruído branco gaussiano de média nula.

Pressupõe-se que o sinal de entrada aplicado seja desprovido de ruído. Na identificação do sistema, busca-se determinar uma representação para o sistema a partir de sua resposta impulsional. Entretanto, esta resposta é calculada a partir de dados observados, considerando-se o sinal de entrada como fisicamente viável e o de saída observado em local cuja medição seja acessível.

O método de identificação aqui tratado é capaz de identificar o sistema em condições de elevado e baixo amortecimento, bem como de amortecimento negativo, além de levar em conta o ruído. Testes são efetuados visando avaliar o desempenho do processo de identificação e aplicação para o ajuste de controladores. Utiliza-se a técnica de identificação baseada no casamento de momentos de uma função de transferência no domínio da transformada  $z$ . Após isso, um modelo no domínio  $s$  é levantado mediante transformação relacionando os dois domínios. O modelo identificado é apresentado na forma apropriada de pólos e resíduos. No modelo empregado, os resíduos no domínio  $z$  já são os mesmos de uma função de transferência equivalente no domínio  $s$ . Porém, quanto aos pólos no domínio  $s$ , esses devem ser calculados em função dos pólos no domínio  $z$  e o período de amostragem.

A opção do cálculo de pólos e resíduos inicialmente no domínio  $z$  foi escolhido porque os cálculos envolvendo funções de transferência são, via de regra, numericamente mais estáveis nesse domínio. No domínio  $s$ , funções de transferência com ordem superior a dez apresentam coeficientes polinomiais tanto no numerador, quanto no denominador, com elevadas diferenças entre si. Após a identificação dos sistemas, procura-se avaliar a aderência do modelo levantado ao modelo real através de simulações.

Uma aplicação utilizando um banco de dados do Sistema Interligado Nacional (SIN) evidencia uma situação prática de ajuste de controlador, mesmo para uma condição de operação na qual o sistema é instável.

## 1.4 ORGANIZAÇÃO DA TESE

Além do capítulo, que cobre a introdução geral sobre o problema, a motivação e o objetivo, esta tese está organizada como descrito a seguir.

O Capítulo 2 descreve a representação dos sistemas, aborda aspectos gerais sobre função de transferência, e apresenta conceitos que são detalhados em capítulos seguintes.

No Capítulo 3 é apresentada uma breve revisão sobre *wavelets*. Apresenta-se uma revisão concisa enfatizando-se os aspectos mais importantes de *wavelets*, e o modelo para caracterização do ruído e técnica para sua redução.

Uma contribuição no sentido da apresentação da função de transferência na forma de pólos e resíduos é descrita no Capítulo 4. Na parte final desse capítulo, mostra-se como o conceito de índice de dominância modal (IDM) pode ser empregado para eliminar modos pouco observáveis e/ou controláveis.

O Capítulo 5 enfoca o problema de uma representação do sistema na forma de múltiplas entradas e múltiplas saída (*MIMO*). Aborda-se o problema da utilização de sinais de entrada para ESPs. Por fim, expõe-se sobre o método para ajuste de ESP com base em algoritmos genéticos.

O Capítulo 6 mostra testes e resultados de identificação relativos a dois sistemas de potência. Um deles caracterizado por baixo amortecimento e outro de grande porte, apresentando elevado amortecimento. São mostrados resultados que ilustram o efeito do ruído sobre o processo de identificação, exemplificando-se o seu efeito com relação à identificação de sistemas.

O Capítulo 7 ilustra resultados:

1. da identificação de um sistema de grande porte instável em malha aberta;
2. dos ajustes de ESP, a partir de um sistema de ordem reduzida identificado;
3. das simulações de sistemas lineares e não-lineares, para verificar a validade dos ajustes efetuado via modelo reduzido linear.

No Capítulo 8, são apresentadas as conclusões da tese e recomendações para trabalhos futuros.

## 1.5 RESUMO DE CONTRIBUIÇÕES E PUBLICAÇÕES

Até o presente momento, esta pesquisa apresentou como resultado algumas contribuições na forma de publicações, conforme explicitado a seguir.

1. Estimacão de modos de oscilacão a partir de sinais transitórios eletromecânicos: uma aplicacão ao sistema interligado brasileiro [28].
2. Reducão da ordem de sistemas dinâmicos em sistemas de potência considerando soluçoes de equacão de Lyapunov de baixo rank. [26]
3. Aplicacão em sistemas de potência de identificacão de sistemas dinâmicos com múltiplas entradas e múltiplas saídas considerando sinais ruidosos [27].
4. Utilizacão de *wavelets* no processo de reduçao do nível de ruído para identificacão de funçoes de transferênciac de sinais em ambientes ruidosos [30].
5. Representacão de um sistema de potência considerando a sintetizacão de um sinal de potência acelerante de saıda [45].
6. Identificacão de funçoes de transferênciac em sistemas de potência considerando sinais ruidosos [29].

## Capítulo 2 MODELAGEM DE SISTEMAS DE POTÊNCIA

### 2.1 INTRODUÇÃO

Sistemas elétricos de potência estão sujeitos a oscilações de baixa frequência, na faixa de aproximadamente 0,1 a 2,5 Hz, conhecidas como oscilações eletromecânicas [59],[52],[3], [4],[44]. Este fenômeno é atribuído à falta ou à fraca contribuição de torque de amortecimento, o qual pode causar a limitação da capacidade de transmissão do sistema. A adição de torque de amortecimento pode ser obtida por meio de sinais adicionais estabilizadores provenientes de geradores e de dispositivos *FACTS*. Os sinais de entrada desses controladores suplementares devem ser acessíveis fisicamente, representados, normalmente, por sinais de velocidade do eixo do rotor do gerador, potência elétrica do gerador, frequência elétrica de barra, fluxo ativo de linha de transmissão etc. O tipo de sinal mais adequado requer estudo apropriado com a finalidade de efetivamente ser capaz de prover torque de amortecimento positivo ao sistema [57]. A saída do controlador é um sinal que é adicionado ao sinal de referência em sistemas de excitação de geradores ou dispositivos *FACTS*.

### 2.2 REPRESENTAÇÃO DO SISTEMA

Uma representação linear e invariante no tempo na forma de espaço de estados é utilizada para modelar o sistema

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.1)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (2.2)$$

onde  $x(t) \in \mathbb{R}^n$  é o vetor de estado,  $y(t) \in \mathbb{R}^p$  é o vetor de saídas,  $u(t) \in \mathbb{R}^m$  é o vetor de entradas,  $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$  é a matriz de estado,  $B \in \mathbb{R}^{n \times m}$  é a matriz de controle,  $C \in \mathbb{R}^{p \times n}$  é a matriz de saída e  $D \in \mathbb{R}^{p \times m}$  é a matriz relacionando diretamente entrada e saída. O controlador também pode ser colocado em uma representação de estado [3],[5], tendo ordem de modelo igual ao número de estados representados. Nessa representação de controlador, a sua entrada corresponde à variável  $y(t)$  e a saída é adicionada ao sinal de controle  $u(t)$  na equação (2.1). Considerando-se (2.1) e (2.2), e o controlador, é possível se obter um sistema em malha-fechada, no qual a operação em malha-fechada depende das condições dinâmicas resultantes após ajuste dos estabilizadores.

Na prática, o vetor  $y(t)$  é composto também por ruídos aleatórios que podem estar presentes em maior ou menor intensidade. Ao ser submetido a um sinal de excitação  $u(t)$ , o sistema responde com uma saída  $y(t)$  que, instantaneamente, pode se repetir e apresentar tendência e comportamento análogos quando o experimento é repetido em outras condições supostamente idênticas. Um suposto desvio aleatório é atribuído à própria medição do sinal e ao próprio sistema.

Para melhor caracterizar os modelos, considere o sistema representado no domínio da frequência. Quando o sistema descrito por (2.1)-(2.2) é transformado para o domínio  $s$ , através da transformada de Laplace, a sua representação na forma de uma função de transferência fica,

$$Y(s) = [C(sI - A)^{-1}B + D]U(s) = G(s)U(s), \quad (2.3)$$

onde  $G(s) \in \mathbb{C}^{p \times m}$  é a matriz de transferência relacionando a saída  $Y(s)$  e a entrada  $U(s)$ .

Se  $p = 1$  e  $m = 1$ , diz-se que o sistema é do tipo *SISO*. Quando  $p$  e  $m$  forem diferentes da unidade, os sistemas são do tipo *MIMO*. Na presente proposta, será considerado apenas o caso *SISO*. Nessas condições, a expressão (2.3) pode ser apresentada na forma de uma função de transferência do tipo

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = G(s) \quad (2.4)$$

A função de transferência  $G(s)$  pode ser colocada na forma de uma fração racional da seguinte forma

$$G(s) = \frac{a_1s^{n-1} + a_2s^{n-2} + \dots + a_{n-1}s + a_n}{s^n + b_1s^{n-1} + \dots + b_{n-1}s + b_n} + D, \quad (2.5)$$

A ordem  $n$  da função de transferência  $G(s)$ , para aplicações em sistemas elétricos de potência é, em geral, muito superior a dez. Em vista dessa consideração, os coeficientes dos polinômios em (2.5) assumem valores absolutos extremamente elevados, tornando-se inviável esse tipo de representação. Uma forma alternativa, seria a fatoração do numerador e do denominador de  $G(s)$  para colocá-los na forma de pólos e zeros, como apresentado abaixo.

$$G(s) = \frac{k(s - s_{z1})(s - s_{z2}) \dots (s - s_{z(n-1)})}{(s - s_{p1})(s - s_{p2}) \dots (s - s_{pn})} + D. \quad (2.6)$$

O inconveniente da expressão (2.6) está na determinação dos zeros de  $G(s)$ . Uma forma mais adequada do ponto de vista numérico de se apresentar a função de transferência  $G(s)$  é aquela na forma de pólos e resíduos [59],[54]. Esta representação é disposta como:

$$G(s) = \frac{R_1}{(s - s_{p1})} + \frac{R_2}{(s - s_{p2})} + \dots + \frac{R_n}{(s - s_{pn})} + D \quad (2.7)$$

Na expressão (2.7) os pólos  $s_{pi}$  podem ser determinados por meio do cálculo de autovalores da matriz  $A$ . Enquanto os resíduos  $R_i$  dependem das matrizes  $B$ ,  $C$  e dos autovetores associados a cada pólo. Essa representação é mais adequada sob o ponto de vista de estabilidade numérica do que as expressões (2.5) e (2.6). Existem na literatura diversas técnicas numericamente estáveis para determinação de autovalores e autovetores, mesmo para sistemas de grande porte [57], [38],[46]. Por esta razão, prioriza-se o enfoque do trabalho para uma representação do sistema baseada em função de transferência, cujos parâmetros básicos são os seus pólos e resíduos.

### 2.3 IDENTIFICAÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

Suponha que os parâmetros para representação da função de transferência  $G(s)$  sejam desconhecidos. Porém é possível ter acesso a um sinal de referência, ao qual deseja-se adicionar um sinal suplementar, e a locais onde medições são acessíveis. A identificação de  $G(s)$  [48], pode ser efetuada relacionando amostras de um sinal de saída com amostras de um sinal de entrada [47], [7]. Ocorre que o sinal de saída efetivo pode estar adicionado a ruído aleatório. Nessas condições, dependendo da amplitude do sinal e do nível de ruído, o processo de identificação pode se tornar impraticável. Uma forma de considerar o efeito do ruído na identificação de uma função de transferência é utilizar técnicas que contemplem esse tipo de perturbação. Mais adiante serão abordadas técnicas numéricas dedicadas ao processo de pré-filtragem do sinal de saída, cuja aplicação permitirá o uso de método tradicional para identificação de sinais.

Naturalmente, os dados práticos relativos a um sinal de excitação conhecido e o sinal de saída observado, podem ser do tipo analógico e contínuo no tempo. No entanto, a abordagem sob o ponto de vista de tempo contínuo torna a identificação de  $G(s)$  por demais complicada, senão, inviável. Em vista dessa argumentação, é possível utilizar a abordagem de identificação, considerando tempo discreto. Ao efetuar esse procedimento, por meio de transformação apropriada, torna-se necessário converter o sistema para uma representação na forma de tempo discreto.

### 2.3.1 Representação do sistema em tempo discreto

O sistema em tempo contínuo representado por (2.1)-(2.2) pode ser convertido na sua forma discreta, considerando um período de amostragem  $T$  e a regra trapezoidal de integração numérica, como segue.

$$x[(k+1)T] = x[kT] + \frac{T}{2} \{A(x[(k+1)T] + x[kT]) + B(u[(k+1)T] + u[kT])\} \quad (2.8)$$

$$y[kT] = Cx[kT] + Du[kT] \quad (2.9)$$

em que  $x[kT]$  é a amostra do vetor  $x(t)$  correspondente ao instante em tempo discreto  $t_k = kT$  e  $u[kT]$  é a amostra da variável de controle  $u(t)$ . Da mesma forma,  $y[kT]$  corresponde ao sinal  $y(t)$  na sua forma de tempo discreto. Para efeito de simplificação, na notação adotada será omitido o período de amostragem  $T$  e considerada a notação  $q[k]$  para uma grandeza genérica  $q(t)$  ao invés de  $q[kT]$ . Logo, uma representação na forma de espaço de estados para as equações (2.8) a (2.9) é:

$$x[k+1] = A_k x[k] + B_k (U[k+1] + U[k]) \quad (2.10)$$

para  $k \geq 0$  e  $x(0) = 0$ .

$$y[k] = Cx[k] + Du[k] \quad (2.11)$$

onde  $A_k = (I - \frac{T}{2}A)^{-1} (I + \frac{T}{2}A)$  e  $B_k = (I - \frac{T}{2}A)^{-1} B \frac{T}{2}$ . Operações relacionadas ao sistema em tempo discreto representado por (2.10)-(2.11) são usualmente efetuadas considerando transformada  $z$ . Define-se transformada  $z$  unilateral da variável  $x[k]$  como o operador

$$X(z) = \sum_{k=0}^{\infty} x[k] z^{-k} \quad (2.12)$$

onde  $z = e^{sT}$  e  $s$  é o operador utilizado na transformada de Laplace.

Assim, o sistema de equações (2.10)-(2.11) pode ser re-escrito, efetuando-se as respectivas transformadas  $z$  de cada variável. Ou seja:

$$zX(z) = A_k X(z) + B_k [zU(z) + U(z)] \quad (2.13)$$

$$Y(z) = CX(z) + DU(z) \quad (2.14)$$

A expressão (2.13) fica

$$X(z) = (zI - A_k)^{-1} B_k (z + 1) U(z) \quad (2.15)$$

Logo, a expressão (2.14) resulta em:

$$Y(z) = [C(zI - A_k)^{-1} B_k(z+1) + D] U(z) \quad (2.16)$$

A expressão (2.16) representa uma matriz de transferência no caso geral. Esta matriz é composta por elementos escalares, os quais denotar-se-ão simplesmente por função de transferência.

### 2.3.2 Função de transferência no domínio $z$

Considere um sistema *SISO* que tem uma entrada  $U(z)$  e uma saída  $Y(z)$  cuja função de transferência é definida em (2.16).  $H(z)$  pode ser colocada na forma de uma relação de polinômios:

$$H(z) = \frac{a_0 z^N + a_1 z^{N-1} + a_2 z^{N-2} + \dots + a_{N-1} z + a_N}{z^N + b_1 z^{N-1} + b_2 z^{N-2} + \dots + b_{N-1} z + b_N} \quad (2.17)$$

ou em função de atrasos  $z^{-1}$

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{(N-2)} z^{-(N-2)} + a_{(N-1)} z^{-(N-1)} + a_N z^{-N}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{N-1} z^{-(N-1)} + b_N z^{-N}} \quad (2.18)$$

A diferença básica entre a equação (2.17), para  $H(z)$ , e a expressão (2.5), para  $G(s)$ , é que a primeira, diferentemente, apresenta coeficientes que assumem valores bem definidos e numericamente valores que podem ser comparáveis entre si, mesmo para polinômios, tanto no numerador quanto no denominador, de ordens elevadas. A justificativa está no fato da disposição dos pólos no domínio  $z$  estarem no interior de um círculo unitário ou em sua vizinhança, enquanto no plano  $s$  a localização se estende por todo o plano complexo. O termo  $H(z)$  na expressão (2.17) pode ser interpretado como resposta a um impulso unitário em  $k = 0$ . Também considerado como a transformada  $z$  da seqüência truncada  $\{h[0], h[1], \dots, h[M-1]\}$ . Ainda, pode ser reconhecido como um filtro de resposta impulsional finita (*FIR*). A transformada  $z$  da seqüência é:

$$H(z) = h[0] + h[1] z^{-1} + h[2] z^{-2} + \dots + h[M-1] z^{-(M-1)} \quad (2.19)$$

Nas condições da equação (2.18), caso a seqüência que gera  $H(z)$  seja conhecida, então é possível identificar  $H(z)$  na forma apresentada na expressão (2.17). Evidentemente, sob o ponto de vista prático, a seqüência de amostras contém componente de ruído, uma vez que o sinal fica sujeito a erro de medição, erros de quantificação e devido a ruído do ambiente do próprio local de medição. Daí a necessidade para utilização de um método de pré-filtragem, antes da efetiva identificação dos coeficientes do numerador e denominador em (2.17).

### 2.3.3 Cálculo de resíduos

Considerar-se-á que o termo  $D$  em (2.16) seja nulo. Este fato ocorre, em geral, na prática. Isto leva ao termo  $a_N = 0$  em (2.17) e (2.18). Para esta situação

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{N-1} z^{-(N-1)}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_N z^{-N}} \quad (2.20)$$

ou ainda

$$H(z) = \frac{z [a_0 z^{(N-1)} + a_1 z^{(N-2)} + \dots + a_{(N-1)}]}{z^N + b_1 z^{(N-1)} + \dots + b_N} = z \frac{P(z)}{Q(z)}. \quad (2.21)$$

A fração  $\frac{P(z)}{Q(z)}$  em (2.21) pode ser expandida em frações parciais, considerando os pólos de  $H(z)$  e os respectivos resíduos. Ou seja:

$$H(z) = z \left[ \frac{R_{z1}}{z - z_{p1}} + \frac{R_{z2}}{z - z_{p2}} + \dots + \frac{R_{zN}}{z - z_{pN}} \right] \quad (2.22)$$

onde  $z_{pi}$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$  representa um pólo de  $H(z)$  e  $R_{zi}$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$  é o resíduo de  $\frac{P(z)}{Q(z)}$  associado ao pólo. É possível então identificar os resíduos e os pólos de  $H(z)$ , condiserando o sinal pré-filtrado, efetuando-se o seguinte procedimento:

1. Identificar os coeficientes  $a_i$  e  $b_i$  em (2.21).
2. Determinar as raízes do denominador  $Q(z)$ , que são também os pólos de  $H(z)$ .
3. Calcular os resíduos  $R_{zi}$  de  $\frac{P(z)}{Q(z)}$ , conforme definido em (2.22).

Supõe-se que em aplicações para sistemas de potência os pólos sejam simples (de multiplicidade 1). Sendo assim, cada resíduo  $R_{zi}$  pode ser calculado com

$$R_{zi} = \lim_{z \rightarrow z_{pi}} \frac{P(z)}{\frac{Q(z)}{z - z_{pi}}} = \lim_{z \rightarrow z_{pi}} (z - z_{pi}) \frac{P(z)}{Q(z)}. \quad (2.23)$$

Ao se determinar os parâmetros na expressão (2.22) é necessário realizar uma transformação conforme para se determinar a função de transferência  $H(s)$  equivalente no domínio  $s$ . Com esse objetivo, os pólos em  $s$  são calculados da seguinte forma:

$$s_i = \frac{1}{T} \ln z_{pi} \quad (2.24)$$

Já os resíduos no domínio  $s$  são os próprios  $R_{zi}$ , tendo em vista que cada termo na forma

$$H_i(z) = \frac{z R_{zi}}{z - z_{pi}} = \frac{R_{zi}}{1 - z^{-1} z_{pi}}, \quad (2.25)$$

corresponde, no domínio de  $s$ , a expressões equivalentes

$$H_i(s) = \frac{R_{zi}}{s + s_i}, \quad (2.26)$$

onde  $z_{pi} = e^{s_i T}$ .

Em tempo discreto (2.26), corresponde a

$$h_i[kT] = R_{zi} e^{s_i(kT)} \quad (2.27)$$

Isto quer dizer que na forma de tempo contínuo  $h_i(t) = R_{zi} e^{s_i t}$ . Em algumas situações, devido ao ruído espúrio que ficou no sinal identificado e a própria amostragem, pode surgir algum pólo  $z_{pi}$  identificado na forma real negativa, sem no entanto haver o seu conjugado. Neste caso, há inconsistência com relação à determinação de uma função de transferência em  $s$  com coeficientes reais. Para contornar esta situação, acrescenta-se também um pólo conjugado ao domínio  $s$ , que corresponde exatamente ao outro elemento do par conjugado não calculado no domínio  $z$ . A presença desse pólo insere uma componente alternada à resposta identificada, podendo, em muitos casos, ser descartada, uma vez que pode apresentar baixa contribuição para a formação final da curva identificada.

## 2.4 CONCLUSÃO

O objetivo deste capítulo foi apresentar uma descrição da representação de um sistema na forma de transformada  $z$  e sua relação com uma função de transferência no domínio de tempo contínuo. Procurou-se associar o problema da identificação dos pólos e resíduos de uma função de transferência no domínio  $s$  ao problema de identificação de função de transferência equivalente no plano  $z$ .

## Capítulo 3 RUÍDO E FILTRAGEM POR *WAVELETS*

### 3.1 INTRODUÇÃO

Durante a medição das grandezas elétricas, vários sinais indesejados podem estar associados. Estes sinais indesejados são denominados de ruído. O ruído pode ser considerado de várias maneiras diferentes e ser de natureza diversa. Assim, em qualquer sinal portador de informação, deve-se eliminar ou reduzir o efeito do ruído a fim de se avaliar precisamente o conteúdo da informação. A eliminação ou remoção do ruído requer o uso de métodos de filtragem que preservem as características fundamentais dos sinais. As técnicas tradicionais de extração de ruído de um sinal, como o uso de filtros, são empregadas em grande parte sem se ter em conta as especificidades dos componentes de cada sinal. Neste sentido, são propostas técnicas modernas de filtragem como as *wavelets*. Esta técnica permite a remoção do ruído indesejável, possibilitando acesso ao teor das informações caracterizadas tanto no tempo, quanto na freqüência.

Esse capítulo, aborda de forma introdutória o conceito de *wavelets* e sua aplicação particularizada ao processo de pré-filtragem de sinais.

### 3.2 RUÍDO BRANCO GAUSSIANO E RELAÇÃO SINAL-RUÍDO

Como os demais sinais, o ruído possui suas características próprias. Um ruído pode ser visto como a mudança brusca de magnitude em um sinal. Isso pode se manifestar de diversas formas. A presença do ruído em um sinal pode ser percebida, por exemplo, pela sua característica visual de cor e espessura. Entretanto, este possui igualmente outras particularidades que não podem ser negligenciadas, tais como a sua magnitude. Neste trabalho, o enfoque é voltado para o caso do ruído branco gaussiano. Esse tipo de ruído possui particularidade como variância aleatória e não uniforme. Significa dizer que quando adicionado a um sinal puro, essa perturbação se manifesta na composição do sinal, tanto nas partes correspondentes às altas como nas baixas freqüências. Este fato justifica um processo de filtragem que elimine apenas o ruído e preserve o sinal filtrado com a informação útil em um processo de identificação. Em [40] apresenta-se uma relação entre quantidade e tipo de ruído presente em um sinal, bem como a

forma de extração que julga-se ser mais eficaz. A eficácia na remoção do ruído do tipo branco gaussiano pode ser feita por diferentes tipos de filtros ou processos de filtragem. Contudo tais processos estão sujeitos a dois tipos de erros [21]:

- Localização: medido pela diferença total entre o sinal adicionado de ruído e o sinal sem ruído.
- Sensibilidade: está ligado, geralmente, ao ruído e mede o desempenho do método para diferentes parâmetros (frequência, magnitude).

A escolha de um método apropriado de filtragem está relacionado aos critérios de localização e de continuidade, bem como às características dos métodos de filtragem como o tempo de execução e a relação sinal-ruído (Signal-Noise-Ratio -( $SNR$ )). Existem critérios para avaliar a  $SNR$  de um sinal. A expressão a seguir ilustra uma delas.

$$SNR = \frac{\sum_{i,j} f^2(i,j)}{\sum_{i,j} e^2(i,j)} \quad (3.1)$$

onde  $f(i,j)$  representa o sinal sem ruído e  $e(i,j)$  é o ruído branco gaussiano. Os índices  $i$  e  $j$  representam as coordenadas no espaço e tempo relativos ao sinal. Uma outra forma de se expressar a  $SNR$  é em dB. Neste caso a definição é dada por

$$SNR(dB) = 10 \log \left( \frac{P_f}{P_e} \right) \quad (3.2)$$

em que  $P_f$  é a potência ou energia do sinal sem ruído e  $P_e$  é a potência ou energia atribuída somente ao ruído.  $P_f$  e  $P_e$  podem ser interpretados também como se fossem as correlações do sinal e do ruído, ou valor médio quadrático do sinal para o caso de um processo estocástico. Quando, em dB, a  $SNR$  tende para o infinito, a qualidade da filtragem é considerada perfeita, e quando  $SNR = 0$ , a qualidade da filtragem será péssima. Neste último caso, significa que o sinal se confunde com o ruído.

### 3.3 ERRO DE ESTIMAÇÃO DO SINAL

A remoção do ruído pode ser vista como um problema de utilização de filtros que preservem as características reais dos sinais. Os sinais usados na forma de tempo discreto podem ser avaliados como tendo duas componentes  $y_f[n]$  e  $w[n]$  no tempo  $n$ .

$$y[n] = y_f[n] + w[n] \quad (3.3)$$

O objetivo é extrair o sinal  $y_f[n]$ , ou grande parte de sua informação. Assim, tornar possível a sua identificação na forma de função de transferência.

A seguir demonstra-se como o processo envolvendo a minimização do ruído pode ser efetuado por meio de *wavelets*.

### 3.4 TRATAMENTO DE SINAIS POR WAVELETS

A remoção ou eliminação do ruído indesejado é efetuada por diferentes métodos de filtragem, dentre eles métodos que usam as *wavelets*. O principal objetivo do processo de filtragem é a melhoria na qualidade dos sinais mediante um dado critério de desempenho. As *wavelets* são ferramentas entre as mais recentes utilizadas para processamento de sinais [9], [51], [50], [34],[23]. A melhor maneira de se apresentar as transformadas *wavelets* é fazendo uma comparação com a transformada de Fourier. Ambas são utilizadas no tratamento de sinais, em geral, e permitem representar um sinal pela combinação linear de suas funções de base.

#### 3.4.1 Análise de Fourier

Na análise de Fourier, os conjuntos de funções podem ser escritos como

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp(jnt) \quad (3.4)$$

em que  $c_n = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-jnt} dt$ , é um coeficiente calculado onde a função de base é  $w_n(t) = e^{jnt}$ , que é uma função exponencial complexa, com frequência fundamental definida [8]. Os coeficientes de Fourier  $c_n$  refletem a contribuição de  $f(t)$  sobre os componentes de diferentes frequências. Diz-se que  $w_n(t) = e^{jnt}$ , é a expansão de  $e^{jt}$ . Ou seja, existe uma relação de escala entre  $w_n(t) = e^{jnt}$  e  $e^{jt}$  [8]. Significa que os coeficientes de Fourier  $c_n$  possuem escalas de informação diferentes. Percebe-se que na análise de Fourier, as funções da base possuem boa localização no domínio da frequência, mas nenhuma localização no domínio do tempo.

A análise de *wavelets* tem uma relação próxima com a análise de Fourier. A diferença significativa entre essas abordagens está na função de base. As funções de base das *wavelets* (*wavelet* mãe) superam as desvantagens da análise de Fourier, pois possuem localização nos domínios do tempo e da frequência. A localização tempo-frequência é

realizada pela introdução de um fator de translação de escala. A idéia principal das *wavelets* é proporcionar uma análise usando uma escala.

### 3.5 TRANSFORMADA WAVELET CONTÍNUA

O termo *wavelets* refere-se a um conjunto de funções na forma  $\psi_{b,a}(t) = |a|^{-1/2}\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)$  que são formadas a partir de uma propriedade de expansão e de deslocamento de uma função  $\psi(t)$ , denominada *wavelet* mãe. A transformada contínua *wavelet* de uma função  $f(t)$  é definida como

$$W_\psi(f(b,a)) = \langle f(t), \psi_{b,a}(t) \rangle = |a|^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (3.5)$$

Se  $(b,a) = (\frac{k}{2^j}, \frac{1}{2^j})$  e  $\psi_{j,k}(t) = \psi_{b,a}(t) = 2^{j/2}\psi(2^j t - k)$ , então a transformada contínua *wavelet* de  $f(t)$  pode ser expressa como uma série de *wavelet* na forma

$$f(x) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_{j,k}\psi_{j,k}(t) \quad (3.6)$$

em que o termo dos coeficientes é  $c_{j,k} = \langle f(t), \psi_{j,k}(t) \rangle = 2^{j/2} \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\psi(2^j t - k)dt$ . Para o caso das *wavelets*, o agrupamento de conjunto de funções de base é feito através de uma *wavelet* mãe. Esta é uma função  $\psi$  definida nos domínios do tempo e da freqüência. Pela expansão e pelo deslocamento dessa função, obtém-se várias bases ortonormais. Assim, como as *wavelets*, é possível representar uma função com elementos localizados no tempo e na freqüência. Em geral, a filtragem de sinal implica em um compromisso entre a redução do ruído e a preservação dos detalhes significativos do sinal original. Para obter um bom desempenho, usa-se um algoritmo de filtragem (*denoising*) que é adequado para descontinuidades. A representação por *wavelet* facilita a construção de um algoritmo com essas características, pois ocorre uma compressão da informação essencial do sinal em alguns coeficientes que representam os detalhes do sinal para diferentes níveis de resolução.

Nessa tese, não é proposto nenhum método de *denoising*. O objetivo é usar os procedimentos de algoritmos existentes e consagrados [61], [6], [16], [67], [1]. Tendo em vista que o uso da transformada *wavelet* contínua é bastante para a maioria das aplicações, utilizam-se informações discretas.

Essa abordagem será melhor explicada nas seções que se seguem.

### 3.6 TRANSFORMADA *WAVELET* DISCRETA

Uma *wavelet* pode ser representada também no mod discreto. A representação contínua conduz a redundâncias pois não há um critério fixo para amostragem do sinal. Ao passo que na representação discreta, a escala é alterada a passos diádicos  $a \in \{2^j : j \in \mathbb{Z}\}$  e a posição é amostrada de modo proporcional à escala  $a \in \{k2^j : (j, k) \in \mathbb{Z}^2\}$ . Um procedimento sistemático para a construção de bases de *wavelet* é conhecido como análise de resolução múltipla [50]. Não existe uma fórmula específica para *wavelet* ortogonal. Geralmente, esse tipo é obtida por uma sistemática que utiliza filtros discretos [70]. Uma base comum de *wavelets* é uma família de funções

$$\{\Psi_{j,k}(t) = \frac{1}{\sqrt{2^j}} \Psi\left(\frac{t - 2^j k}{2^j}\right)\} \quad (3.7)$$

Para um sinal com energia finita sua decomposição é do tipo:

$$s(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{j,k} \Psi_{j,k}(t) \quad (3.8)$$

onde  $a_{j,k}$  são os coeficientes da *wavelet*, dados pelo produto interno de  $s(t)$  com uma base de funções duais  $\Psi_{j,k}$  [70].

$$a_{j,k} = \langle s, \Psi_{j,k} \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \Psi_{j,k}^*(t) dt \quad (3.9)$$

### 3.7 ESCOLHA DA *WAVELET* MÃE

Uma das dificuldades quanto ao uso das transformadas *wavelets* refere-se à escolha adequada da função base (*wavelet* mãe). Contrariamente às funções de base de uma expansão em série de Fourier que são únicas, existem vários conjuntos de funções base para *wavelets*. Uma *wavelet* é formada por um conjunto de coeficientes de filtros que devem satisfazer a um conjunto de condições [33]. Qualquer conjunto de coeficientes do filtro que satisfaça essas condições pode ser usado para gerar um função *wavelet* base.

A escolha e a ordem da *wavelet* a ser usada depende principalmente das características dominantes do sinal a ser analisado. A ordem indica quão perfeita é a representação para a *wavelet*. Quanto maior for a ordem da função significa menos compactação no tempo. Uma adequada escolha da função *wavelet* mãe deve ser baseada em critério da máxima coincidência possível com o sinal em análise.

Nesta tese, optou-se pela escolha da função de base Daubechies 4, pois é aquela que mais se adequa ao tipo de sinal baseado em transitórios de oscilações na faixa de frequências eletromecânicas. Dentre as funções de base existentes, as famílias de funções de base Daubechies [22] talvez sejam as mais populares devido a várias características que possuem. A Figura 3.1 mostra um gráfico típico de uma função Daubechies 4. Elas

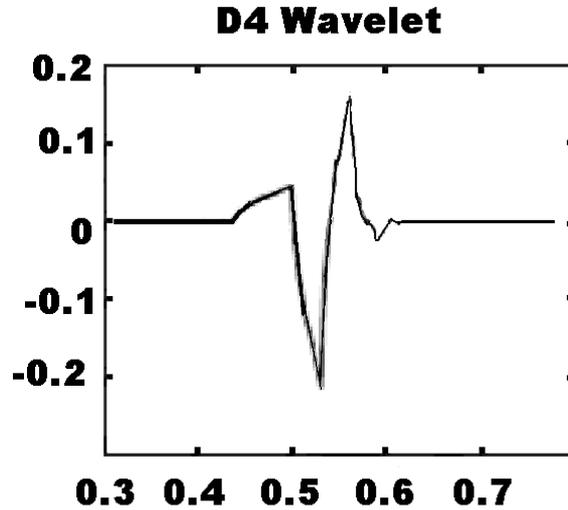


Figura 3.1: Funções de base Daubechies 4 [9].

são fundamentais em processamento de sinais e são usadas em várias aplicações devido às suas propriedades desejáveis de ortogonalidade.

### 3.8 ANÁLISE COM RESOLUÇÃO MÚLTIPLA

A análise com resolução múltipla permite avaliar um sinal em diferentes bandas de frequência. O citado procedimento proporciona uma aproximação desde a qualidade mais fina a mais grosseira de um sinal. Seja  $\varphi$  uma função de escala com média não nula. Pode-se formar uma base de funções de escala para todos os  $i \in \mathbb{Z}$  como segue:

$$\varphi_{i,j}(t) = 2^{-\frac{i}{2}} \varphi(2^{-i}t - j). \quad (3.10)$$

Procedimento semelhante serve para a base da *wavelet*:

$$\Psi_{i,j}(t) = 2^{-\frac{i}{2}} \Psi(2^{-i}t - j) \quad (3.11)$$

Já os denominados fatores de escala diádico são representados por

$$\varphi(t) = \sum_j 2h(j) \varphi(2t - j). \quad (3.12)$$

$$\Psi(t) = \sum_j 2g(j) \varphi(2t - j) \quad (3.13)$$

onde (3.12) e (3.13) representam termos da decomposição da função de escala e da *wavelet* como combinação linear da função de escala com alta resolução [23]. Nessas equações os termos  $g$  e  $h$  equivalem a coeficientes de um filtro passa alta (High-Pass Filter (*HPF*)) e passa baixa (Low-Pass Filter (*LPF*)), respectivamente. Os filtros passa-baixa estão relacionados à aproximação de um sinal a uma dada escala, enquanto que os filtros passa-alta relacionam os detalhes que constituem a diferença entre duas aproximações sucessivas. Dos filtros, obtêm-se dois vetores  $A_N$  e  $D_N$ , sendo os coeficientes da *wavelets* de aproximação  $A_w$  e de detalhes  $D_w$ . Os dois vetores possuem dimensões iguais à metade do vetor original que representa o sinal  $S[n]$ . Isso ocorre devido à operação de decimação por 2, também chamada de *downsampling*. Esse processo prossegue até o nível de decomposição desejado.

Os dois sinais obtidos dos filtros são comprimidos de forma mais adequada que o sinal original. Esse processo denomina-se decomposição (análise) e a sua implementação é ilustrada através da Figura 3.2. A reconstrução do sinal de entrada a partir dos dois

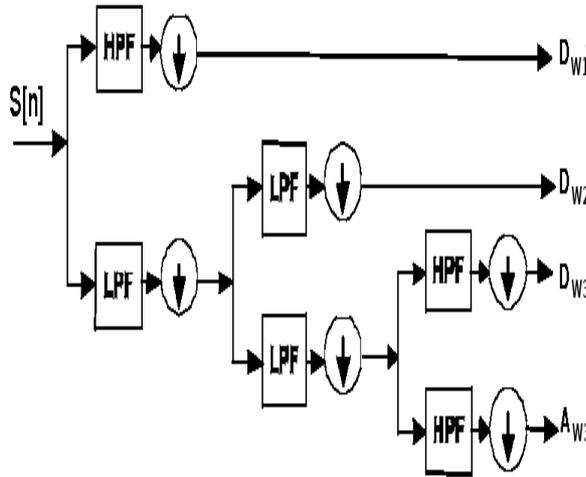


Figura 3.2: Decomposição de um sinal por *wavelets* [68].

vetores  $A_w$  e  $D_w$ , com os coeficientes de aproximação e de detalhes dos diferentes níveis obtidos de filtros, chama-se decimação. Esse processo é implementado pela adição de zeros entre as amostras obtidas pelos filtros *HPF* e *LPF* (*upsampling*) na operação de síntese (reconstrução). Ambos sinais de saídas dos filtros têm a maioria de sua energia concentrada na parte de baixas ou de altas frequências. A Figura 3.3 ilustra esse procedimento.

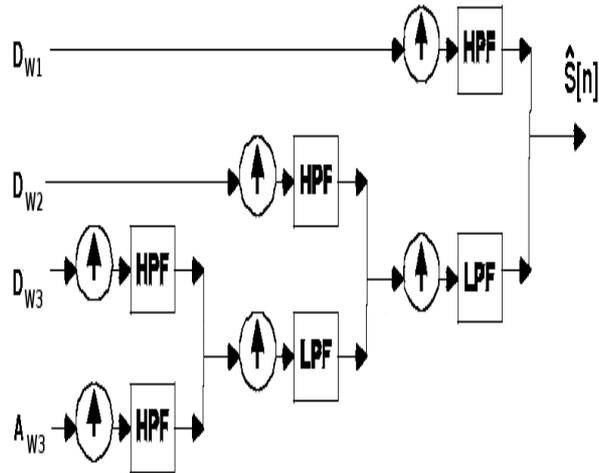


Figura 3.3: Reconstrução de um sinal por *wavelets* [68].

### 3.9 *DENOISING POR THRESHOLDING*

A remoção ou eliminação do ruído presente nos sinais é feita através de técnicas apropriadas desenvolvidas para serem usadas em sinais decompostos ou segmentados. O fundamento destas técnicas consiste na separação dos componentes do ruído e do sinal. Para o caso do ruído do tipo branco, verifica-se que esse é menos correlacionado com componentes de altas frequências, comparados aos componentes do sinal real. Desta forma, os elementos do sinal são facilmente detectados e separados. Tratando-se de ruído branco em um sinal, é possível decompor o mesmo de acordo com os coeficientes de aproximação e de detalhe. Os coeficientes de detalhe de um sinal contaminado por ruído representam a maioria dos coeficientes do sinal real, enquanto que os coeficientes de aproximação são componentes de ruído [19].

Um processo utilizado para a remoção de ruído de um sinal é conhecido como *denoising* [71]. O procedimento utilizado para a aplicação de um método de *denoising* consiste na concepção de um processo para reter ou descartar os coeficientes da *wavelet*. Existem várias técnicas de *denoising*, tais como aquelas caracterizadas por baixas taxas de amostragem, no domínio da transformada de Fourier, por deslocamento circular, no domínio da função cosseno. E outras conhecidas como *hard* e *soft thresholding* [64]. A técnica de filtragem por *thresholding* foi a escolhida para utilização nesta tese.

Um sinal com pouco nível de ruído pode ser reconstruído pela seleção dos maiores coeficientes os quais possuem a informação essencial do sinal, e pela rejeição dos

coeficientes de baixa amplitude, esses essencialmente associados ao ruído.

A filtragem por *thresholding* é, dentre as várias aproximações de filtragem por *wavelet*, a mais usada devido à sua simplicidade. Na sua forma mais elementar, essa técnica tem sua aplicação no domínio de *wavelets* ortogonais. Sua característica é baseada em um valor de referência previamente fixado. Sempre que o valor absoluto dos coeficientes do sinal a ser analisado for inferior ao valor pré-estabelecido, esses coeficientes são ajustados a zero. Enquanto isso, os outros coeficientes são preservados [24]. Para ilustrar o procedimento, considere  $w$  um conjunto de coeficientes com dada magnitude e  $\gamma$  um limite de referência para conservação dos coeficientes do sinal. A saída  $\gamma^{hard}$  do filtro ocorre da seguinte forma

$$\gamma^{hard} = 0 \quad \text{se} \quad |w| \leq \gamma \quad (3.14)$$

$$\gamma^{hard} = w \quad \text{se} \quad |w| > \gamma \quad (3.15)$$

Utilizar-se-á este procedimento na aplicação que será testada para sinais em sistemas de potência.

### 3.10 CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se de forma introdutória conceitos relativos a *wavelets*. Foram apresentadas os principais aspectos que caracterizam uma *wavelet* mãe. Descreveu-se o processo de decomposição/reconstrução de um sinal unidimensional. Por fim, justificou-se a escolha da *wavelet* de Daubechies 4 usada nessa tese. Mostrou-se que a eliminação ou remoção depende do tipo e quantidade de ruído presente ao sinal útil, o que determina teoricamente a eficácia do método de redução de ruído empregado.

# Capítulo 4 IDENTIFICAÇÃO DE FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA SOB A FORMA DE PÓLOS E RESÍDUOS

## 4.1 INTRODUÇÃO

Nos capítulos precedentes, foi mostrado como a representação em espaço de estados, em tempo contínuo, pode ser utilizada para se gerar uma função de transferência no domínio  $z$ . Naquela parte, também foi possível mostrar como pólos e resíduos nos dois tipos de domínio estão relacionados. A maneira como o problema foi formulado é tal que os resíduos são os mesmos, tanto no plano  $s$  quanto no plano  $z$ .

Uma vez que os sinais são contaminados com ruído e este componente não pode ser omitido no processo de identificação, foi mostrado como a sua influência pode ser reduzida. Assim, é possível implementar técnicas de identificação consagradas, mas que têm restrição à presença de ruído.

O objetivo desse capítulo é apresentar passo-a-passo os procedimentos necessários para a identificação dos parâmetros de uma função de transferência no domínio  $z$  e no domínio  $s$ . Tendo em vista que no processo de identificação do sistema podem surgir pólos espúrios ao modelo, detectável em função de frequência e amortecimentos característicos, apresenta-se um algoritmo para eliminar tais modos.

Em todos os casos considerados, assume-se que componentes do sinal relacionados a ruídos tenham sido removidos ou minimizados na etapa de pré-filtragem.

## 4.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA NA FORMA DE PÓLOS E RESÍDUOS

No Capítulo 2, foi mostrado que uma função de transferência estimada no domínio  $z$ , de ordem  $N$ , pode ser colocada da seguinte forma:

$$\hat{H}(z) = \frac{z [a_0 z^{N-1} + a_1 z^{N-2} + \dots + a_{N-1}]}{z^N + b_1 z^{N-1} + \dots + b_N} = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{(N-1)} z^{-(N-1)}}{1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}} \quad (4.1)$$

em que  $\hat{H}(z)$  é uma aproximação para a função de transferência  $H(z)$ , definida a partir do conjunto finito de  $M$  amostras da resposta ao impulso  $h[k]$   $k = 0, 1, \dots, (M - 1)$ .

$$H(z) = \sum_{k=0}^{M-1} h[k] z^{-k} \quad (4.2)$$

O objetivo é identificar os parâmetros  $a_i$  em que  $i = 0, 1, \dots, N - 1$  e  $b_j$  em que  $j = 1, 2, \dots, N$ , da expressão de  $\hat{H}(z)$ . Supõe-se para isso que o sistema a ser identificado seja estável. Claramente, há uma diferença entre  $H(z)$  representada na forma de uma expansão em termos de retardo de  $z$ ,  $k = 0, 1, \dots, M - 1$ , e a função racional  $\hat{H}(z)$ . Seja a diferença definida como

$$\Delta H(z) = H(z) - \hat{H}(z) \quad (4.3)$$

Então

$$\Delta H(z) = \sum_{k=0}^{M-1} h[k] z^{-k} - \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{(N-1)} z^{-(N-1)}}{1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}}. \quad (4.4)$$

O problema pode ser formulado de modo que a diferença  $\Delta H(z)$  seja mínima, para qualquer  $z$  e que os momentos associados à  $\hat{H}(z)$  sejam próximos aos de  $H(z)$ . Portanto, fazendo-se  $\Delta H(z) \rightarrow 0$  e se colocar (4.4) em uma outra forma, tem-se a seguinte aproximação:

$$\{1 + b_1 z^{-1} + \dots + b_N z^{-N}\} \sum_{k=0}^{M-1} h[k] z^{-k} \approx \{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{(N-1)} z^{-(N-1)}\} \quad (4.5)$$

Em forma expandida, encontra-se

$$h_0 + (h_0 b_1 + h_1) z^{-1} + (h_0 b_2 + h_1 b_1 + h_2) z^{-2} + \dots = a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{(N-1)} z^{-(N-1)} \quad (4.6)$$

Em (4.6), a expressão do lado esquerdo possui incógnitas  $b_i$  mas apresenta quantidade de momentos igual ao número de coeficientes do polinômio resultante da convolução

$$\begin{bmatrix} 1 & b_1 & b_2 & \dots & b_N \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & h_2 & \dots & h_{M-1} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

No lado direito de (4.6), existem apenas  $N$  coeficientes  $a_i$ . Fazendo-se a igualdade dos coeficientes em ambos os lados da expressão (4.6), que é equivalente ao casamento de momentos, é possível calcular, inicialmente, os termos  $b_i$ , tomando-se apenas os coeficientes com ordem superior a  $(N - 1)$ . Como o número de amostra  $M$  é superior a  $2N$ , existirá menos coeficientes do que dados, caracterizando um sistema linear sobredeterminado. Este problema é solucionado com base no método dos mínimos quadrados, cuja solução é dada por

$$\theta = (A_\theta^T A_\theta)^{-1} A_\theta^T b_\theta \quad (4.8)$$

em que

$$A_\theta = \begin{bmatrix} -y_{k-1} & -y_{k-2}\dots \\ -y_k & -y_{k-1}\dots \\ \vdots & \vdots \\ -y_{M-1} & -y_{M-2} \end{bmatrix}$$

$$b_\theta = \begin{bmatrix} h_k & h_{k+1} & h_{k+2} & \dots & h_M \end{bmatrix}^T$$

$$\theta = \begin{bmatrix} b_1 & b_2 & \dots & b_N \end{bmatrix}^T.$$

Uma vez calculados os termos  $b_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ , de (4.6) os coeficientes  $a_i$  são calculados como

$$a_0 = h_0$$

$$a_1 = h_0 b_1 + h_1$$

$$a_2 = h_0 b_2 + h_1 b_1 + h_2$$

$\vdots$

$$a_{N-1} = h_0 b_{(N-1)} + h_1 b_{(N-2)} + \dots + h_{(N-1)}.$$

O procedimento descrito anteriormente assegura que os  $2N$  momentos iniciais sejam preservados e os demais apresentam erros mínimos no sentido do problema de mínimos quadrados resolvido.

Na formulação do problema de acordo com (4.5) ou (4.6) a suavidade com relação aos dados de  $H(z)$  deve ser uma hipótese fundamental para a adequada estimação dos parâmetros  $a_i$  e  $b_i$ . Daí, a necessidade de se implementar adequado processo de pré-filtragem dos dados para se ter o cálculo esperado da resposta impulsional  $H(z)$ . O problema poderia ser resolvido também considerando outros tipos de restrições.

Assim, em uma forma compacta, após ser feita a identificação dos coeficientes dos polinômios, estes podem ser re-escritos em suas formas fatoradas de pólos e zeros de

modo que

$$\hat{H}(z) = z \left\{ \frac{K(z - z_1)(z - z_2) \cdots (z - z_{N-1})}{(z - z_1)(z - z_2) \cdots (z - z_N)} \right\} = z \frac{P(z)}{Q(z)} \quad (4.9)$$

Assume-se que o sistema a ser identificado seja estável. Assim, em (4.9) preserva-se somente os pólos com módulo inferior à unidade. Os pólos que não atendem a esse critério são descartados, pois correspondem a informações de ruído ou erro numérico ocorrido durante a identificação.

A expressão (4.9) pode ser rearranjada e colocada na forma de pólos e resíduos. Procedendo-se desta maneira, encontra-se o resultado abaixo, no qual pólos complexos e pólos reais são separados em duas expressões típicas

$$\hat{H}(z) = z \left\{ \sum_{i=1}^{N_C} \left[ \frac{\gamma_1^i z + \gamma_0^i}{z^2 + \alpha_1^i z + \alpha_0^i} \right] + \sum_{i=1}^{N_R} \left[ \frac{\rho_i}{z - p_i} \right] \right\} \quad (4.10)$$

Note-se que os coeficientes  $\gamma_1^i$ ,  $\gamma_0^i$ ,  $\alpha_1^i$ ,  $\alpha_0^i$ ,  $\rho_i$  e  $p_i$  são calculados a partir dos pólos e dos resíduos de  $P(z)/Q(z)$ . A apresentação do resultado conforme (4.10) facilita a identificação direta dos parâmetros modais no domínio  $z$ , no domínio  $s$  e no tempo (discreto ou contínuo). Descreve-se a seguir como os pólos, resíduos e expressões modais no tempo estão relacionadas.

### 4.3 PARÂMETROS MODAIS DA IDENTIFICAÇÃO

#### 4.3.1 Expansão na forma de pólos reais

A forma de pólos e resíduos da função de transferência (4.9) é avaliada a seguir para cada termo  $i$ . Um termo individual é caracterizado da seguinte forma:

$$H^i(z) = \rho_i \frac{z}{z - p_i}. \quad (4.11)$$

A contribuição devido ao pólo  $p_i = e^{s_i T}$  na resposta em tempo discreto é usada para calcular a solução em tempo contínuo, substituindo-se  $kT$  por  $t$ , resultando em

$$h^i(t) = \rho_i e^{-s_i t}, \quad t \geq 0 \quad (4.12)$$

A resposta ao impulso para sistemas que possuam pólos complexos é descrito na seção a seguir.

### 4.3.2 Expansão na forma de pólos complexos

Em sistema discreto, para o caso do sistema possuir pólos complexos conjugados, ocorrem duas situações distintas, baseadas no valor do coeficiente  $\gamma_1^i$  do resíduo, conforme destacado a seguir.

- Constante  $\gamma_1^i = 0$ ;
- Constante  $\gamma_1^i \neq 0$ .

Então, uma expressão associada ao pólo complexo  $z_{pi} = d_i \pm jf_i$  pode ser colocada como

$$H^i(z) = \frac{\gamma_1^i z^2 + \gamma_0^i z}{z^2 + \alpha_1^i z + \alpha_0^i} \quad (4.13)$$

A expressão (4.13) é padronizada de modo que cada termo  $H^i(z)$  esteja associado a um modo complexo  $i$  de  $\hat{H}(z)$ . O objetivo é apresentar a expressão (4.13) de modo que se identifique as transformadas inversas por meio de expressões usualmente conhecidas, cujas transformadas são facilmente reconhecidas.

Uma vez que os dados manipulados são em tempo discreto e obtidos a partir de sistemas em tempo contínuo, pode-se relacionar expressões com a transformada  $z$  de  $f[k]$  com a transformada de Laplace de  $f(t)$  mediante a transformação:

$$z = e^{sT} \quad (4.14)$$

Para um sinal causal tem-se:

$$F(z) = \sum_{k=0}^{\infty} f[k] z^{-k} \quad (4.15)$$

e

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t) e^{-st} dt \quad (4.16)$$

#### 4.3.2.1 Caso 1: $\gamma_1^i = 0$ e $\gamma_0^i \neq 0$

A expressão de  $H^i(z)$  pode ser colocada como:

$$H^i(z) = \frac{z\gamma_0^i}{z^2 + \alpha_1^i z + \alpha_0^i} = \frac{z \frac{\gamma_0^i}{\alpha_0^i}}{\frac{z^2}{\alpha_0^i} + \frac{\alpha_1^i}{\alpha_0^i} z + 1} = \frac{\frac{\gamma_0^i}{\sqrt{\alpha_0^i}} \left( \frac{z}{\sqrt{\alpha_0^i}} \right)}{\left( \frac{z}{\sqrt{\alpha_0^i}} \right)^2 + \frac{\alpha_1^i}{\sqrt{\alpha_0^i}} \frac{z}{\sqrt{\alpha_0^i}} + 1}. \quad (4.17)$$

Considere as seguintes modificações de variáveis:

$$q = ze^{s_i T} \quad (4.18)$$

e

$$e^{s_i T} = \frac{1}{\sqrt{\alpha_0^i}} \quad (4.19)$$

Com base nas expressões anteriores, busca-se alcançar uma fórmula padrão tal que

$$H^i(q) = \frac{K_i \text{sen}(\beta_i T) q}{q^2 - 2 \cos(\beta_i T) q + 1} \quad (4.20)$$

onde  $K_i$  e  $\beta_i$  são parâmetros que precisam ser determinados.

Para essa finalidade, são estabelecidas as igualdades como segue abaixo

$$q = \frac{z}{\sqrt{\alpha_0^i}} \quad -2 \cos(\beta_i T) = \frac{\alpha_1^i}{\sqrt{\alpha_0^i}} \quad K_i \text{sen}(\beta_i T) = \frac{\gamma_0^i}{\sqrt{\alpha_0^i}}. \quad (4.21)$$

Diante das expressões anteriores, as seguintes relações devem ser atentadas:

$$K_i \text{sen}(\beta_i T) = \frac{\gamma_0^i}{\sqrt{\alpha_0^i}} \quad (4.22)$$

$$s_i = \frac{1}{T} \ln \left( \frac{1}{\sqrt{\alpha_0^i}} \right) \quad (4.23)$$

Então

$$\cos(\beta_i T) = -\frac{1}{2} \frac{\alpha_1^i}{\sqrt{\alpha_0^i}} \quad \Rightarrow \quad \beta_i = \frac{1}{T} \cos^{-1} \left[ \frac{-\alpha_1^i}{2\sqrt{\alpha_0^i}} \right] \quad (4.24)$$

$$K_i = \frac{\gamma_0^i}{\sqrt{\alpha_0^i}} \frac{1}{\text{sen}(\beta_i T)} \quad (4.25)$$

A partir de propriedades que relacionam as variáveis no domínio  $z$ , e tempo discreto, tem-se  $f(kT) \leftrightarrow F(z)$ . Tendo como base a função de transferência no domínio discreto, obtém-se as seguintes expressões equivalentes no domínio do tempo:

$$h^i(kT) = K_i e^{-s_i kT} \text{sen}(\beta_i kT) \quad (4.26)$$

No domínio do tempo contínuo (4.26) é equivalente a

$$h^i(t) = K_i e^{-s_i t} \text{sen}(\beta_i t) \quad t \geq 0. \quad (4.27)$$

#### 4.3.2.2 Caso 2 $\gamma_1^i \neq 0$ e $\gamma_0^i \neq 0$

Para este caso, a função de transferência pode ser escrita na forma

$$H^i(z) = \frac{\gamma_1^i z^2 + z\gamma_0^i}{z^2 + \alpha_1^i z + \alpha_0^i} = \frac{z^2 \frac{\gamma_1^i}{\alpha_0^i} + z \frac{\gamma_0^i}{\alpha_0^i}}{\left(\frac{z}{\sqrt{\alpha_0^i}}\right)^2 + \frac{\alpha_1^i}{\sqrt{\alpha_0^i}} \frac{z}{\sqrt{\alpha_0^i}} + 1}. \quad (4.28)$$

A equação anterior pode ainda ser re-escrita de outra maneira como segue:

$$H^i(z) = \frac{\left(\frac{z}{\sqrt{\alpha_0^i}}\right)^2 \gamma_1^i + \frac{z}{\sqrt{\alpha_0^i}} \frac{\gamma_0^i}{\sqrt{\alpha_0^i}}}{\left(\frac{z}{\sqrt{\alpha_0^i}}\right)^2 + \frac{\alpha_1^i}{\sqrt{\alpha_0^i}} \left(\frac{z}{\sqrt{\alpha_0^i}}\right) + 1} \quad (4.29)$$

Re-escrevendo a mesma equação de outro modo com  $q = \frac{z}{\sqrt{\alpha_0^i}}$ , obtém-se

$$H^i(z) = \frac{q^2 \gamma_1^i + q \frac{\gamma_0^i}{\sqrt{\alpha_0^i}}}{q^2 + q \frac{\alpha_1^i}{\sqrt{\alpha_0^i}} + 1}. \quad (4.30)$$

em que

$$e^{s_i T} = \frac{1}{\sqrt{\alpha_0^i}}. \quad (4.31)$$

É possível se colocar a expressão (4.30) na seguinte forma padrão

$$H^i(z) = \frac{\gamma_1^i [q^2 - q \cos(\beta_i T)]}{D(q)} + \frac{K_i \text{sen}(\beta_i T) q}{D(q)}, \quad (4.32)$$

onde o denominador  $D(q)$  é idêntico ao denominador da expressão (4.17).

Re-arranjando a equação (4.30) tem-se:

$$H^i(z) = \frac{\gamma_1^i \left[ q^2 + q \frac{\gamma_0^i}{\gamma_1^i \sqrt{\alpha_0^i}} \right]}{D(q)}. \quad (4.33)$$

De uma outra maneira, tem-se:

$$H^i(z) = \frac{\gamma_1^i (q^2 - q \cos(\beta_i T)) + \gamma_1^i q \cos(\beta_i T) + \frac{\gamma_0^i}{\gamma_1^i} e^{s_i T} q}{D(q)}. \quad (4.34)$$

A expressão  $H^i(z)$  pode ser desmembrada em duas contribuições, tal como apresentado a seguir

$$H^i(z) = \frac{\gamma_1^i (q^2 - q \cos(\beta_i T))}{D(q)} + \frac{\left[ \gamma_1^i \cos(\beta_i T) + \frac{\gamma_0^i}{\gamma_1^i} e^{s_i T} \right] q}{D(q)}. \quad (4.35)$$

onde define-se o seguinte termo:

$$K_i \text{sen}(\beta_i T) = \gamma_1^i \cos(\beta_i T) + \frac{\gamma_0^i}{\gamma_1} e^{s_i T}. \quad (4.36)$$

Observe-se que o valor de  $\beta$  na expressão (4.35) já foi avaliado no caso 1, de modo que o primeiro termo dessa mesma equação fica completamente determinado a partir de  $D(q)$ . Dessa forma, utilizando a expressão (4.36) determina-se

$$K_i = \frac{\gamma_1^i \cos(\beta_i T) + \frac{\gamma_0^i}{\gamma_1} e^{s_i T}}{\text{sen}(\beta_i T)} \quad (4.37)$$

Portanto, no domínio de tempo contínuo, a expressão transformada  $H^i(z)$ , com  $t = kT$  é equivalente a

$$h^i(t) = \gamma_1^i e^{s_i t} \cos(\beta_i t) + K_i e^{s_i t} \text{sen}(\beta_i t), \quad t \geq 0. \quad (4.38)$$

Apesar dos modos  $h^i(t)$  serem representativos para constituição do sinal  $h(t)$  final, composto de respostas parciais das expressões (4.12), (4.27) e (4.38), alguns deles têm contribuição pouco significativa na resposta  $h(t)$ . Considerando essa situação é possível excluí-los mediante uso de critério apropriado.

A seção seguinte aborda um critério de dominância dos modos formulado a partir dos pólos e de seus respectivos resíduos.

#### 4.4 MODOS DOMINANTES

Na análise de sistemas de potência, o desempenho e a redução de sistemas podem ser avaliados sob o ponto de vista de modos dominantes. Alguns critérios neste sentido são destacados na literatura. Porém, os principais são baseados no coeficiente de amortecimento ou por um índice de dominância modal. Dos modos dominantes destacam-se aqueles que têm maiores constantes de tempo. Isto é, caracterizado pelos pólos mais próximos do eixo imaginário. Embora produzam resultados satisfatórios, essa aproximação origina os problemas descritos abaixo:

1. alguns modelos, apesar de ter modos dominantes, têm pólos confinados a uma região limitada no plano  $s$ , o que dificulta a escolha baseada no critério de distância ao eixo imaginário,
2. os modos mais lentos podem não ser os mais dominantes [7].

Então, para quantificar a dominância modal, usam-se alguns índices. Apesar de simples, eles consideram a informação que é extraída dos pólos e dos resíduos de uma função de transferência.

#### 4.4.1 Índices de Dominância Modal (IDM)

Esse tipo de índice aplica-se tanto a funções de transferência como para representação de modelos na forma de espaços de estado. Seja a função de transferência na forma

$$G(s) = \frac{a_0 + a_1s + \dots + a_1s^r}{(s - \lambda_1) \dots (s - \lambda_n)} \quad (4.39)$$

Pressupondo que  $G(s)$  não tenha pólos com multiplicidade superior a um e que  $n > r$ , pode-se escrever a função de transferência na forma seguinte

$$G(s) = \frac{J_1}{(s - \lambda_1)} + \dots + \frac{J_k}{(s - \lambda_k)} + \frac{J_{k+1}}{(s - \lambda_{k+1})} + \frac{J_{k+1}^*}{(s - \lambda_{k+1}^*)} + \dots + \frac{J_{k+q}}{(s - \lambda_{k+q})} + \frac{J_{k+q}^*}{(s - \lambda_{k+q}^*)} \quad (4.40)$$

em que  $J_i$  é o  $i$ -ésimo resíduo correspondente ao pólo  $\lambda_i$ . Os asteriscos indicam complexo conjugado,  $k$  o número de pólos reais e  $q$  o número de pólos complexos conjugados. Logo  $k + 2q = n$ . Igualmente, além dos pólos simples, assume-se que  $Re(\lambda_i) < 0$ , para todo  $i$ . Considerando a descrição acima, define-se o seguinte índice de dominância modal para modos reais

$$IDM_i = \frac{J_i}{\lambda_i}, \quad i = 1, 2, \dots, k, \quad (4.41)$$

e para pólos complexos conjugados

$$IDM_l = \frac{-[J_{k+l}\lambda_{k+l}^* + J_{k+l}^*\lambda_{k+l}]}{2\lambda_{k+l}\lambda_{k+l}^*} = -\frac{Re\{J_{k+l}\lambda_{k+l}^*\}}{\lambda_{k+l}\lambda_{k+l}^*}, \quad l = 1, 2, \dots, q. \quad (4.42)$$

Da equação (4.42) constata-se que pólos complexos conjugados possuem índices de dominância modal iguais, e que os índice de dominância modal podem ser tanto positivos como negativos. Assim, por esse critério, o índice permite indicar a amplitude da contribuição de cada modo, bem como a sua direção. Este resultado será utilizado para se extrair os modos que efetivamente dominam a resposta identificada. Muitas vezes, pólos com altas freqüência e baixo amortecimento são identificados. Mas, suas contribuições na resposta no tempo simplesmente reforçam a presença de componentes de ruído não eliminadas no processo de pré-filtragem. Por esse critério, confirma-se que as componentes dessa natureza podem ser excluídos, sem comprometer a resposta final do sinal real.

## 4.5 IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMAS DE MÚLTIPLAS ENTRADAS E SAÍDAS

É possível converter cada função de transferência identificada, associada a um par entrada-saída, para uma representação na forma de variáveis de estado. Em vista disso, as funções de transferência monovariáveis identificadas na forma de representação de espaços de estados, podem ser agrupadas formando uma representação de estado aumentada, formando uma representação do tipo *MIMO*.

### 4.5.1 Representação em uma forma bloco diagonal

Considere uma relação entrada-saída para a função de transferência monovariável identificada no domínio  $s$ , descrita como  $H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)}$ , expandida na forma de pólos e resíduos. Assume-se que  $H(s)$  tenha todos pólos distintos e que  $U(s) = U_1(s)$  e  $Y(s) = Y_1(s)$ . Então,

$$Y_1(s) = \frac{R_1 U_1}{s + \lambda_1} + \frac{R_2 U_1}{s + \lambda_2} + \dots + \frac{R_r U_1}{s + \lambda_r} \quad (4.43)$$

Para cada saída existe uma contribuição associada a um pólo e ao seu resíduo e que é excitada pela entrada  $U_1(s)$ . Essa constatação permite escrever  $Y_1(s)$  na expressão (4.43) como uma contribuição de estados, da seguinte forma:  $y_1(t) = x_1(t) + x_2(t) + \dots + x_r(t)$ , em que

$$\dot{x}_1(t) = -\lambda_1 x_1(t) + R_1 u_1(t) \quad (4.44)$$

$$\dot{x}_2(t) = -\lambda_2 x_2(t) + R_2 u_1(t) \quad (4.45)$$

$$\dot{x}_r(t) = -\lambda_r x_r(t) + R_r u_1(t) \quad (4.46)$$

Caso um pólo  $\lambda_i$  apareça na forma complexa, existirá um pólo conjugado associado. A mesma observação é válida para os resíduos. Assim, supondo-se  $\lambda_i = \alpha_i + j\omega_i$ , os termos  $X_i(s)$  e  $X_{i+1}(s)$  relativos aos modos complexos podem ser obtidos de

$$Y_i(s) = \frac{\rho_i + j\gamma_i}{s + \lambda_1} U_1(s) + \frac{\rho_i - j\gamma_i}{s + \lambda_1^*} U_1(s) \quad (4.47)$$

Embora seja natural que a função de transferência possua pólos e resíduos complexos, as matrizes da representação de estados associadas  $A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $D$  são colocadas em suas formas reais. Este procedimento pode ser efetuado por uma transformação de equivalência, que permita escrever a equação (4.43) na forma de de um sistema de segunda ordem.

$$X_1(s) = \frac{2[\rho_i s + \rho_i \alpha_i + \omega_i \gamma_i] U_1}{s^2 + 2\alpha_i s + (\alpha_i^2 + \omega_i^2)} \quad (4.48)$$

ou ainda como

$$H(s) = \frac{Y_1(s)}{U_1(s)} = \frac{a_1 s + a_2}{s^2 + b_1 s + b_2} \quad (4.49)$$

onde  $a_1 = 2\rho_i$ ,  $a_2 = 2(\rho_i\alpha_i + \omega_i\gamma_i)$ ,  $b_1 = 2\alpha_i$  e  $b_2 = \alpha_i^2 + \omega_i^2$ . Em uma representação de espaço de estados possível, na forma canônica observável, tem-se as equações no domínio do tempo:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{11} \\ \dot{x}_{21} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -b_2 \\ 1 & -b_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{11} \\ x_{21} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} u_1 \quad (4.50)$$

$$y_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} x_1 + d \quad (4.51)$$

Na Eq. (4.50)  $x_1 \in \mathbb{R}^2$  é o vetor de estados,  $u_1 \in \mathbb{R}^m$  é o vetor de entradas. Em (4.51)  $y_1 \in \mathbb{R}^1$  é a saída correspondente ao modo  $\lambda_1$ . Em (4.51), assume-se que  $d = 0$ .

#### 4.5.2 Identificação cruzada

Cada saída  $Y_i(s)$ ,  $i = 1, 2, \dots, p$  está relacionada às entradas através das funções de transferência monovariáveis  $H_{ij}(s)$  da seguinte forma:

$$Y_i(s) = \sum_{j=1}^m H_{ij}(s) U_j(s) \quad j = 1, 2, \dots, p. \quad (4.52)$$

A identificação cruzada entre um sinal de saída e os sinais de entrada é melhor ilustrado pela análise de uma única saída  $Y_i(s)$  que compõe o sistema *MIMO*. Por exemplo, a saída  $Y_i(s)$  depende de um termo relacionando a saída  $i$  com a entrada  $j$  que representa um caminho direto através da função  $H_{ij}(s)$ . Depende também de termos  $H_{i2}(s)$ ,  $H_{im}(s)$  que representa o acoplamento entre a saída  $i$  as demais entradas. A generalização para um sistema com várias entradas e saídas é descrito pelas expressões abaixo.

$$Y_1(s) = H_{11}(s) U_1(s) + H_{12}(s) U_2(s) + \dots + H_{1m}(s) U_m(s) \quad (4.53)$$

$$Y_2(s) = H_{21}(s) U_1(s) + H_{22}(s) U_2(s) + \dots + H_{2m}(s) U_m(s) \quad (4.54)$$

$$Y_p(s) = H_{p1}(s) U_1(s) + H_{p2}(s) U_2(s) + \dots + H_{pm}(s) U_m(s) \quad (4.55)$$

Em uma forma bloco diagonal, pode-se escrever a seguinte representação de estado em forma expandida:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{11} \\ \dot{x}_{12} \\ \vdots \\ \dot{x}_{p1} \\ \vdots \\ \dot{x}_{pm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & 0 & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & A_{12} & \cdots & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & A_{p1} & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & A_{pm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{11} \\ x_{12} \\ \vdots \\ x_{p1} \\ \vdots \\ x_{pm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & B_{12} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ B_{p1} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & B_{pm} \end{bmatrix} u \quad (4.56)$$

$$y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & \cdots & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & C_{p1} & \cdots & C_{pm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{11} \\ x_{12} \\ \vdots \\ x_{pm} \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

em que  $x_{ij}$  é o vetor de estado associado à saída  $y_i$  e à entrada  $u_j$ ;  $A_{ij}$  é a matriz de estado associada à saída  $y_i$  à entrada  $u_j$ ;  $B_{ij}$  é a matriz de controle associada à saída  $y_i$  e à entrada  $u_j$ ;  $C_{ij}$  é a matriz de saída relacionando à saída  $y_i$  aos estados  $x_{ij}$ .

Em (4.56) cada função de transferência monovariável foi substituída por um subsistema representado por seu estados  $x_{ij}$  e por uma entrada  $u_j$ . A saída  $y_i$  é obtida tomando-se as contribuições das saídas de todos os subsistemas  $j = 1, 2, \dots, m$ . Assim, um sistema aumentado correspondente às equações matriciais (4.56) e (4.57) é dada como.

$$\dot{x}_a = A_a x_a + B_a u_a \quad (4.58)$$

$$y_a = C_a x_a \quad (4.59)$$

na qual  $A_a$  é uma matriz de estado aumentada,  $B_a$  é a matriz de entrada e  $C_a$  é a matriz de saída. Os vetores  $x_a$ ,  $u_a$  e  $y_a$  representam os estados, a entrada e a saída do sistema aumentado, respectivamente.

## 4.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foi apresentada e desenvolvido os fundamentos matemáticos que servem de base para o método proposto de identificação de sistemas. A metodologia apresentada contém os pólos e resíduos de uma função de transferência, sendo possível

identificar claramente os modos. Foi definido um índice de dominância modal, o qual serve para caracterizar somente os modos identificados de interesse. A formulação do problema de identificação de funções de transferência monovariáveis pode ser estendida para o caso multivariável, utilizando-se uma modelagem em espaço de estados *MIMO*.

## **Capítulo 5 AJUSTE DE ESTABILIZADORES DE SISTEMAS DE POTÊNCIA**

A análise da estabilidade de sistemas de potência faz uso de modelos matemáticos que descrevam o comportamento dinâmico do sistema. Estes devem ser eficientes do ponto de vista computacional e capazes de representar adequadamente a dinâmica para a faixa de frequência de interesse.

Neste capítulo, apresenta-se uma descrição do modelo de estabilizador a ser testado no esquema de identificação e estabilização de um sistema de potência. O ajuste dos controladores será realizado usando uma formulação por algoritmo genético, no qual a função objetivo visa somente o melhoramento do amortecimento do sistema na faixa de frequência dos modos dominantes. Enfatiza-se que não se pretende aqui verificar os melhores ajustes. Mas, tão somente avaliar a validade de modelos reduzidos identificados para o ajuste de ESPs. Assim, outras restrições poderiam ser consideradas, além do amortecimento.

### **5.1 INTRODUÇÃO**

Controladores adequadamente projetados são capazes de atenuar oscilações eletromecânicas em sistemas de potência. No entanto, uma modelagem apropriada do sistema deve ser considerada a fim de que um projeto coordenado seja possível. A representação detalhada do sistema pode levar ao surgimento de sistemas de ordem bastante elevada, o que pode inviabilizar o uso de determinada técnica. Nestas situações, a utilização de métodos de redução de sistemas são apropriados para se determinar representações de baixa ordem.

Os ESPs são equipamentos para geração de sinais suplementares que são acrescentados aos sistemas de excitação dos geradores a fim de fornecer sinais de controle adicionais que permitam melhorar o amortecimento dos sistemas. Um sinal de entrada local é utilizado para cada ESP. Propõe-se nesta tese o uso de ajuste de estabilizadores a partir de um modelo linear de baixa ordem, o qual deve ser identificado a partir de dados de saída medidos.

## 5.2 A ESCOLHA DO SINAL DE ENTRADA

A entrada para um ESP nos sistemas de potência é de grande importância. Os sinais mais utilizados incluem os desvios na velocidade do rotor  $\Delta w = w - w_0$ , de frequência  $\Delta f$ , da potência elétrica  $\Delta P_e$  e da potência acelerante  $\Delta P_a$ .

Estabilizadores baseados no desvio da velocidade do eixo do rotor apresentam ganho elevado. De acordo com Larsen e Swann [25] uma das limitações do uso de sinal de velocidade como sinal de entrada para ESPs é a possível excitação de modos de oscilações torcionais. Como consequência, estabilizadores com entrada composta de potência elétrica - velocidade,  $\Delta P_e - \Delta w$  foi proposto [25] como uma solução ao problema de interação torsional.

Os estabilizadores que usam como variável de entrada a frequência mostram-se sensíveis às condições de carregamento da linha de transmissão. Ou seja, maior sensibilidade quando o sistema estiver mais fraco. Outras limitações incluem a presença de mudanças súbitas no deslocamento de fases e elevados níveis de ruído introduzidos por cargas industriais [44]. Um aspecto positivo do uso do sinal de frequência é que ele é mais sensível às oscilações inter-área que o sinal de velocidade. Com isto, pode contribuir de forma mais apropriada para atenuar as oscilações [25]. O uso de um sinal de potência como entrada para o ESP tal como o de potência acelerante  $\Delta P_a = \Delta P_{elec} - \Delta P_{mec}$ , é preferido devido ao seu baixo impacto sobre interações torsionais. Evidentemente, existem vantagens e desvantagens na escolha de cada tipo de sinal de entrada.

Nesta tese as variáveis de entrada velocidade, potência elétrica e potência acelerante (integral da potência acelerante) são avaliadas. O procedimento usado para a obtenção do sinal integral de potência acelerante foi o apresentado em [37], o qual deve ser sintetizado a partir dos sinais de velocidade e de potência elétrica.

### 5.2.1 Representação do sistema

Assume-se que o sistema aqui representado seja o resultado do processo de identificação. Desta forma, os sinais de ruído serão desconsiderados na modelagem para projeto de ESPs. A representação de estado em malha aberta é:

$$\dot{x}(t) = \hat{A}x(t) + \hat{B}u(t) \quad (5.1)$$

$$y(t) = \hat{C}x(t) \quad (5.2)$$

onde  $x(t) \in \mathbb{R}^n$  é o vetor de estado,  $u(t) \in \mathbb{R}^m$  é o vetor de entradas,  $y(t) \in \mathbb{R}^p$  é o vetor de saídas, na qual  $\hat{A}$  é a matriz de estado,  $\hat{B}$  é a matriz de entrada e  $\hat{C}$  é a matriz de saída.

No domínio da frequência, considerando uma entrada e uma saída, tem-se a relação

$$Y(s) = \left[ \hat{C} (sI - \hat{A})^{-1} \hat{B} \right] U(s), \quad (5.3)$$

A incorporação de ESPs ao sistema (5.3) forma um sistema em malha-fechada. O ESP é um controlador que tem como entrada a saída  $Y(s)$ . A sua saída  $Y_{ESP}(s)$  é somada à entrada de controle da planta. Assume-se que os sinais medidos  $Z(s)$  corresponda aos próprios sinais de entrada do estabilizador. A Figura 5.1 ilustra um diagrama de blocos mostrando a planta e o ESP.

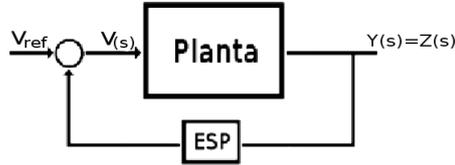


Figura 5.1: Representação sob a forma de diagrama de blocos da planta e ESP.

Na Figura 5.1  $V_{ref}$  é um sinal de referência de entrada, sendo nulo para o caso de ESPs.

### 5.2.2 Estrutura do ESP

Existem várias estruturas para ESPs. A estrutura usada nesse trabalho corresponde a de um controlador clássico, conforme mostrado na Figura 5.2. Neste controlador, independentemente do tipo de sinal de entrada usado, o objetivo é produzir uma componente de torque em fase com a velocidade para estabilizar ou amortecer oscilações pouco amortecidas [4]. Na estrutura proposta, o primeiro estágio representa um filtro denominado *washout*. A constante de tempo  $T_w$  nesse filtro é fixada em valor que fica compreendido na faixa de 3 a 10 s. Os dois *lead-lags* contém parâmetros  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  e  $T_4$  que devem ser ajustados para que a fase de interesse seja obtida. A constante  $K$  representa o ganho do ESP. Este parâmetro deve ser ajustado a fim de que o ESP atue satisfatoriamente. Portanto, o ESP usado nessa tese tem a relação de entrada-saída representada pela função de transferência

$$FT_{ESP}(s) = \frac{K(1 + sT_1) + (1 + sT_3)sT_w}{(1 + sT_2)(1 + sT_4)(1 + sT_w)} \quad (5.4)$$

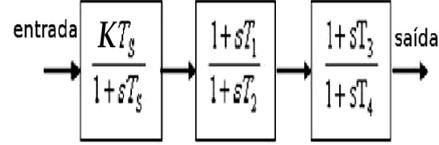


Figura 5.2: Estrutura de ESP adotada.

O lado direito da equação (5.4) pode ser escrito na forma

$$FT_{ESP}(s) = \left[ d + \frac{\beta_1 s + \beta_0}{s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0} \right] \left[ \frac{sT_w}{1 + sT_w} \right] \quad (5.5)$$

em que as variáveis acima são como descritas em [4]:

$$d = \frac{KT_1 T_3}{T_2 T_4}$$

$$\alpha_0 = \frac{1}{T_2 T_4}$$

$$\alpha_1 = \frac{T_2 + T_4}{T_2 T_4}$$

$$\beta_0 = \frac{K}{T_2 T_4} \left( 1 - \frac{T_1 T_3}{T_2 T_4} \right)$$

$$\beta_1 = \frac{K}{T_2 T_4} \left[ T_1 + T_3 - \frac{T_1 T_3}{T_2 T_4} (T_2 + T_4) \right].$$

Em geral, atribuem-se valores para,  $T_2$  e  $T_4$ . Valores típicos situam-se na faixa 0.010-0.10 segundos, sendo esse valor atribuído de acordo com o sinal de entrada utilizado no ESP [56]. Portanto, de interesse para o ajuste, consideram-se  $K$ ,  $T_1$  e  $T_3$ , embora  $T_2$  e  $T_4$  também possam ser inseridos como incógnitas.

### 5.3 A REPRESENTAÇÃO DO ESP NA FORMA DE VARIÁVEIS DE ESTADO

A representação na forma de espaço de estados do estabilizador pode ser definida como [13]

$$\dot{x}_c = A_c x_c + B_c u_c \quad (5.6)$$

$$y_c = C_c x_c + D_c u_c. \quad (5.7)$$

onde

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & -\alpha_0 \\ 1 & -\alpha_1 \end{bmatrix}$$

$$B_c = \begin{bmatrix} \beta_0 \\ \beta_1 \end{bmatrix}$$

$$C_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$D_c = d.$$

Em malha-fechada, as seguintes condições devem ser atendidas:  $u_c = y$  e  $y_c = u$ . Considerando essas condições em (5.7) e (5.2) e combinando as equações (5.1)-(5.7), as equações em malha fechada ficam:

$$\dot{x} = \left( \hat{A} + \hat{B}D_c\hat{C} \right) x + \hat{B}C_c x_c \quad (5.8)$$

$$\dot{x}_c = A_c x_c + B_c C x. \quad (5.9)$$

Definindo-se o vetor  $x_a = \begin{bmatrix} x^T & x_c^T \end{bmatrix}^T$ , é possível se colocar (5.8) e (5.10) na forma de um sistema aumentado autônomo

$$\dot{x}_a = A_a x_a \quad (5.10)$$

onde

$$A_a = \begin{bmatrix} \hat{A} + \hat{B}D_c\hat{C} & \hat{B}C_c \\ B_c\hat{C} & A_c \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

em que a matriz  $A_a$ , de dimensão apropriada, apresenta função implícita das incógnitas  $K$ ,  $T_1$  e  $T_3$ .

Portanto, o problema em questão resume-se ao das incógnitas componentes de  $A_a$  de modo a estabilizar o sistema com amortecimento satisfatório. Ou seja, como ajustar os parâmetros do estabilizador.

Uma solução possível para ajuste dos parâmetros do estabilizador é monitorar os autovalores da matriz aumentada  $A_a$ , variando-se os parâmetros do estabilizador dentro de uma faixa de parâmetros aceitáveis.

O ajuste pode ser formulado como um problema de otimização, no qual deseja-se maximizar o amortecimento do autovalor menos amortecido do sistema em malha-fechada.

No entanto, neste problema de otimização uma função objetivo analítica não é conhecida. Para lidar com este tipo de problema, utiliza-se um procedimento baseado em algoritmos genéticos [15]. Para esta finalidade, é necessário definir uma função objetivo.

### 5.3.1 Função objetivo

A função objetivo em algoritmos genéticos deve ser concebida de modo a gerar os resultados de interesse, a partir de limites para as variáveis que fazem parte do problema. Da mesma forma, a função objetivo deve ser quantificada e avaliada tendo como base critérios numéricos para busca do ponto ótimo. Neste sentido, definiu-se como critério para a busca do ponto ótimo, a variação dos amortecimentos dos pólos.

Para garantir o bom desempenho do estabilizador, torna-se necessário que os pólos do sistema em malha fechada estejam sempre no semi-plano esquerdo. Além disso, tenham amortecimento mínimo. Para tal deve-se escolher uma função objetiva que garanta isso. Então, definiu-se a seguinte função objetivo

$$f(\lambda) = \min_{\Omega} \left( \frac{-\text{real}(\lambda)}{\text{abs}(\lambda)} \right) \quad (5.12)$$

em que  $\lambda$  são os pólos em malha-fechada para um dado ajuste  $\{\lambda_i, T_{1i}, T_{2i}, T_{3i}, T_{4i}\} \in \Omega$ .  $\Omega$  é o conjunto de parâmetros que compreende todos os ajustes possíveis. O problema de otimização pode ser formulado como segue

$$\max_{\Omega} f(\lambda) \quad (5.13)$$

sujeito a

$$K_m \leq K \leq K_M \quad (5.14)$$

$$T_{1m} \leq T_1 \leq T_{1M} \quad (5.15)$$

$$T_{2m} \leq T_2 \leq T_{2M} \quad (5.16)$$

$$T_{3m} \leq T_3 \leq T_{3M} \quad (5.17)$$

$$T_{4m} \leq T_4 \leq T_{4M} \quad (5.18)$$

Valores positivos de  $f(\lambda)$ , implica que o autovalor está no semi-plano esquerdo.

### 5.3.2 O algoritmo proposto para ajuste dos estabilizadores

O algoritmo proposto nesta tese divide-se basicamente em duas etapas. Na primeira, obtêm-se os parâmetros dos ESPs mediante a resolução do problema de otimização com restrições dadas em (5.14), (5.15), (5.16), (5.17) e (5.18) com o uso de algoritmos genéticos. A segunda, consiste no uso dos parâmetros obtidos na etapa anterior do projeto para testar a viabilidade dos parâmetros calculados por meio de simulação linear (sistema identificado) e não-linear (sistema original completo que permitiu a geração das curvas para identificação) no tempo e para avaliar o desempenho dos estabilizadores. De modo sucinto, o algoritmo proposto de ajuste de estabilizadores inclui os seguintes pontos:

1. Identificar um modelo linear reduzido a partir de curvas obtidas de um sistema real.
2. Resolver o problema de otimização (5.13) com restrições dadas em (5.14), (5.15), (5.16), (5.17) e (5.18) utilizando algoritmos genéticos para obter os parâmetros dos ESPs.
3. Testar se os parâmetros atendem a critérios esperados nas simulações linear e não-linear. Caso atendam, parar; senão, efetuar outro ajuste.

Os critérios no passo 3 referem-se a aderências das curvas comparando as simulações linear e não-linear e se os parâmetros não introduzem excessiva variação nas frequências dos modos. Tendo em vista essas considerações, em algumas situações torna-se necessário alterar os limites das variáveis envolvidas no problema de otimização.

### 5.3.3 Limites dos parâmetros dos ESPs e do algoritmo genético

Uma das dificuldades na otimização por algoritmos genéticos é no cálculo da função objetivo. A avaliação de funções objetivos pode ser feita de duas formas distintas: por intermédio de algoritmos genéticos binários e reais. Embora toda a fundamentação apresentada incida sobre a representação binária, o processo usado na busca dos parâmetros do estabilizador foi feita com base em valores numéricos. Isto é, valores reais foram usados em conjunto com os operadores de seleção, mutação e cruzamento. A Tabela 5.1 mostra valores típicos para os parâmetros do ESP, enquanto a Tabela

Tabela 5.1: Limites dos parâmetros dos ESP.

<i>Limites</i>	$K$ ,	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$
Min	1.0	0.01	0.01	0.01	0.01
Max	500	2.0	2.0	2.0	0.5

Tabela 5.2: Parâmetros dos algoritmos genéticos [11].

Codificação	<i>real</i>
População inicial	10
Tamanho da população	200
Comprimento dos genes	200
Comprimento dos cromossomos	200
Opção de selecção	0.08
Geração máxima	200

5.2 mostra os parâmetros utilizados para o algoritmo genético. Os limites destes parâmetros foram definidos com base em valores dos controladores de projetos convencionais.

## 5.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo mostrou-se como o ajuste do ESP, a partir do sistema identificado, pode ser resolvido através de resolução de um problema de otimização. Dado que a ordem do sistema identificado é bastante reduzida, é adequada a utilização de algoritmos genéticos como ferramenta para obter a solução do problema de otimização.

## Capítulo 6 TESTES EM SISTEMAS ESTÁVEIS

### 6.1 INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é apresentar os resultados dos testes de identificação em dois sistemas de potência, em condições de operação estáveis, a fim de se avaliar o desempenho do método de identificação proposto. Destaca-se, inicialmente, um sistema de porte médio, apresentando baixo amortecimento com relação a dinâmica do ponto de operação simulado. Um segundo sistema é relativo a uma representação do atual sistema interligado brasileiro. Este último sistema apresenta ponto de operação estável e com elevado amortecimento.

### 6.2 SISTEMAS-TESTE

Os dois sistemas-teste têm 606 estados e 3077.

O sistema de 606 estados foi obtido tomando-se como base uma rede elétrica do SIN, cenário de carga pesada relativo ao ano de 1998. A representação do sistema foi construída considerando a remoção de modelos de reguladores de tensão de algumas máquinas e substituição de alguns geradores por carga estática negativa.

O sistema de 3077 estados também é uma representação dinâmica linear do SIN. Porém, nesta rede foram preservadas todas as informações, tais como os geradores e seus reguladores (regulador de tensão, regulador de velocidade), os ESPs, os dispositivos *FACTS*. O cenário é o representativo de carga pesada do ano de 2007. Foram considerados locais de observação de sinais nas usinas de Itaipu e Jacuí. Esses locais também foram utilizados como entrada para sinal de controle.

Em ambos os sistemas, são conhecidas as suas representações em espaço de estado. Estes dados são úteis neste formato, porque permitirão comparações de simulações no tempo e na frequência com modelos reduzidos identificados. No processo de

pré-filtragem utilizada nesta tese, foram utilizadas as *wavelets* do tipo Daubachies 4.

Em todas as simulações, o número de amostras considerado foi de 2048 e o tipo de *thresholding* utilizado foi o *soft tresholding*. Todos os sinais de saídas usados foram gerados a partir de simulações lineares no tempo, acrescidos de ruído.

### 6.2.1 Sistema de 606 estados

Para realizar o processo de identificação utilizando informações do sistema de 606 estados, foram geradas curvas no domínio do tempo para algumas grandezas. As curvas foram obtidas a partir de uma representação linear do sistema elétrico de potência, correspondente a um ponto de operação. Em seguida, foi acrescentado ruído branco gaussiano com média zero às amostras dos sinais de saída calculados. Esta estratégia foi realizada apenas para efeito de simulação, visando tornar os sinais observados mais próximos de condições reais.

Todas as curvas foram obtidas com passo de integração igual a 0,01 *s*. Foi aplicada perturbação apenas à referência do regulador de tensão de Itaipu. A entrada aplicada foi um degrau com amplitude igual a 0,01 *pu*. Dois sinais foram observados, ambos na própria usina de Itaipu: a potência elétrica terminal e o ângulo do rotor. A Figura 6.1 mostra a resposta ao degrau para o sinal potência elétrica no tempo, sem ruído. A Figura 6.2 mostra o ângulo, em *rad*.

Embora outros sinais tenham sido simulados, apenas o sinal de potência elétrica será utilizado para efeito de identificação. A curva do sinal de potência elétrica acrescida de ruído para a potência elétrica é mostrada na Figura 6.3. No caso em estudo, a *SNR* é igual a 10 *dB*. O sinal após o processo de *denoising* é mostrado na Figura 6.4.

As identificações das curvas foram realizadas fixando-se a ordem *N* das funções em 36. O período de amostragem utilizado foi igual a 16 vezes o passo de integração, correspondendo assim a 0,16 *s*.

Experiências durante as etapas de simulação, indicam que períodos de amostragem reduzidos conduzem a identificações inadequadas na faixa de baixas frequências, apesar de excelentes resultados na parte de altas. As curvas na Figura 6.5 mostram

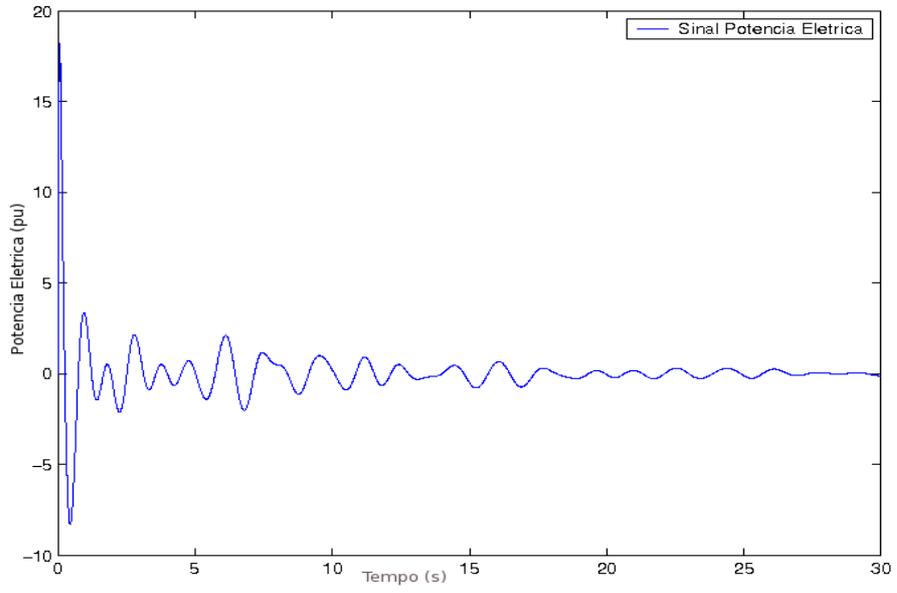


Figura 6.1: Potência elétrica de saída, em  $pu$ , em função do tempo.

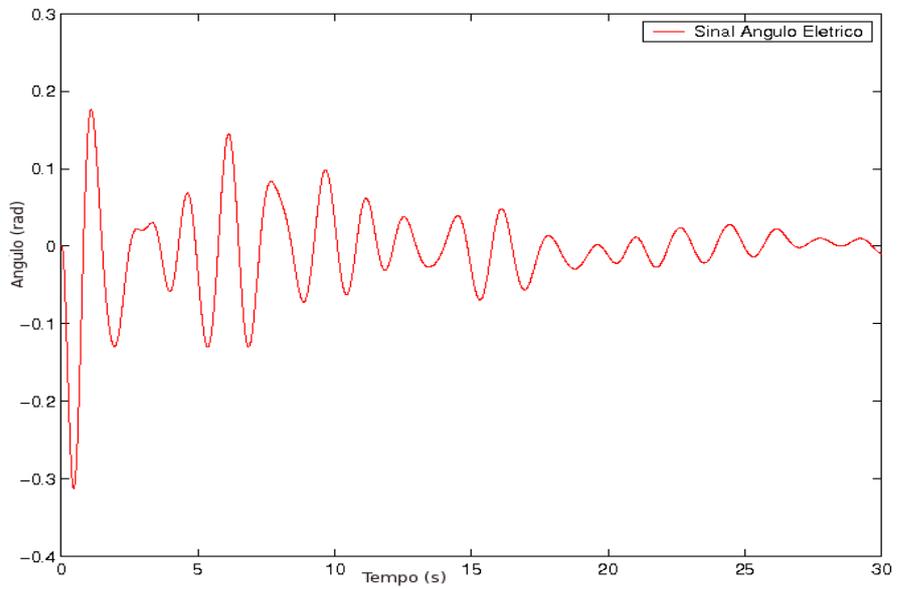


Figura 6.2: Resposta ao degrau tendo como saída o ângulo do rotor, em  $rad$ , em função do tempo.

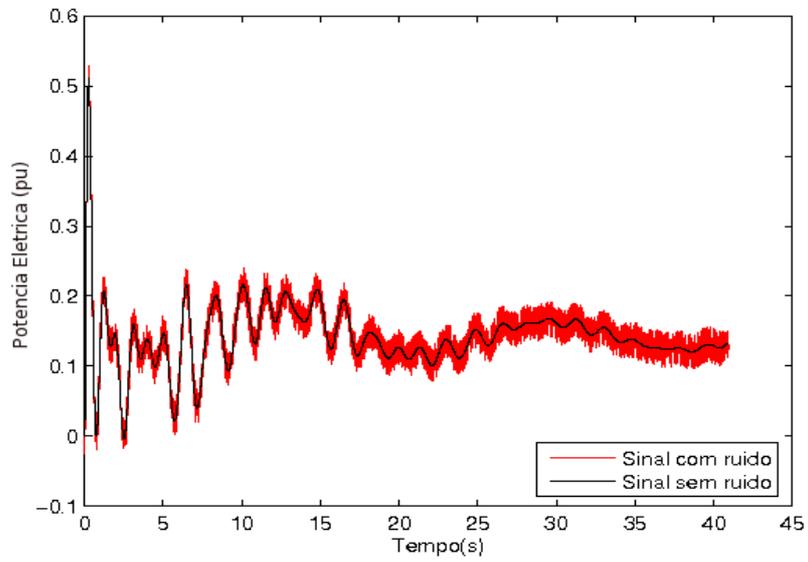


Figura 6.3: Potência elétrica de saída, em  $pu$ , com ruído.

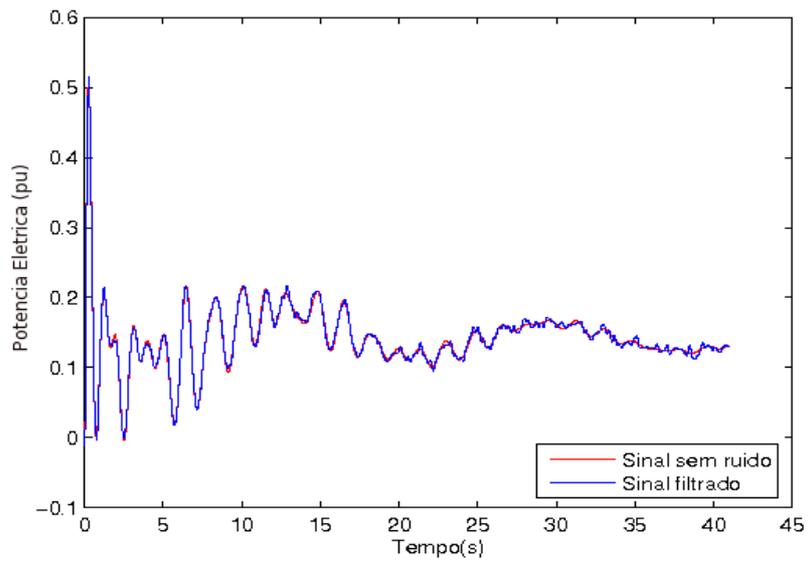


Figura 6.4: potência elétrica de saída, em  $pu$ , após *denoising*.

Tabela 6.1: Autovalores do sistema *SISO* considerando como saída o desvio de velocidade em Itaipu para um nível de ruído de 10 *dB*: sistema completo e identificado.

<i>COMPLETO</i>		<i>IDENTIFICADO</i>	
Pólos	IDM	Pólos	IDM
$-0.07 \pm j4.74$	16.6	$-0.07 \pm j4.74$	16.2
$-0.07 \pm j3.02$	0.14	$-0.08 \pm j3.02$	0.14
$-0.09 \pm j3.79$	0.38	$-0.09 \pm j3.79$	0.38
$-0.49 \pm j6.63$	1.01	$-0.13 \pm j5.05$	0.72
$-0.13 \pm j5.05$	0.71	$-0.15 \pm j7.76$	0.02
$-9.65 \pm j11.2$	0.43	$-9.65 \pm j11.2$	0.43
$-0.20 \pm j5.99$	0.41	$-0.19 \pm j5.99$	0.41

as grandezas correspondentes ao sinal original e ao sinal identificado, para uma perturbação em degrau. A partir da resposta ao degrau identificado é gerada a resposta ao impulso. Esta última é usada para calcular a resposta em frequência da função de transferência associada. Da Tabela 6.1 pode-se concluir que os pólos mais rápidos são preservados no sistema identificado. Este resultado é confirmado por meio das simulações no tempo, como poder ser visto na Figura 6.5.

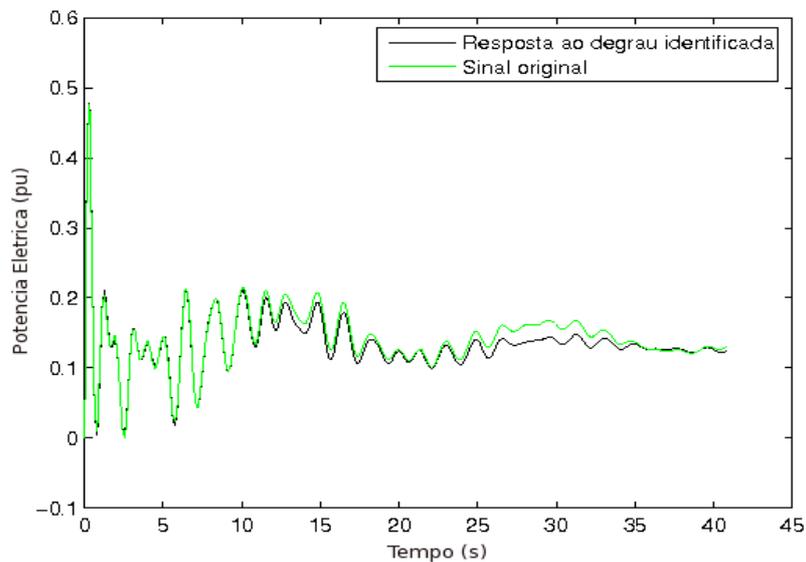


Figura 6.5: potência elétrica de saída, em *pu*, relativas ao sinal original e ao identificado.

## 6.2.2 Resposta ao degrau e ao impulso

Nesta fase, a identificação da resposta ao impulso é sempre feita indiretamente, porque o tipo de sinal de entrada utilizado é diferente de um impulso. O que é na realidade uma situação mais próxima de casos práticos. Mesmo assim, ao se aplicar um sinal de entrada de teste na forma de impulso, observa-se que o sinal identificado a partir deste procedimento acaba por gerar sistemas inadequados para reproduzir, por exemplo, respostas com excitação em degrau, apesar da boa qualidade da identificação. Isso ocorre porque grande parte das frequências, principalmente as baixas, deixam de ser excitadas. Portanto, para sinais com um espectro amplo de frequência, a identificação do sistema com um sinal de entrada na forma de impulso pode-se mostrar inadequada.

## 6.2.3 Testes em um sistema de 3077 estados

Nesta seção, são realizados testes no sistema de 3077 estados visando mais uma vez avaliar a qualidade da resposta no tempo e a resposta em frequência. A exemplo dos testes anteriores, foi utilizado passo de integração de 0,01 s para obtenção das curvas no tempo. Apenas o sinal de potência elétrica foi considerado. Utilizam-se locais para medição e injeção de perturbações em Itaipú e Jacui. Sempre é considerada uma entrada e somente um sinal de saída. Foi acrescentado ao sinal original (imune de ruído) um nível de ruído equivalente a 13 dB. A perturbação utilizada foi um degrau com amplitude igual a 0,01 pu.

### 6.2.3.1 Identificação direta da resposta ao degrau

Para realizar a identificação da resposta ao impulso a partir da resposta ao degrau, dois algoritmos são considerados. O primeiro algoritmo, denominado A1, permite a identificação a partir da resposta direta de  $y(t)$ . Um segundo algoritmo, denominado A2, considera o sinal a ser identificado como tendo um termo constante  $K$  da resposta em regime permanente de  $y(t)$ , e uma segunda parcela, que adicionada à  $K$  produz o sinal de interesse  $y(t)$ . Neste segundo algoritmo o sinal  $y(t)$  tem, portanto, um termo constante acrescido de componente transitória. Na identificação usam-se as duas abordagens para mostrar que os algoritmos apresentam desempenhos numéricos diferentes.

ALGORITMO A1

ENTRADA: Resposta ao degrau  $y(t)$

SAÍDA: Resposta ao degrau  $h(t)$

1. gerar a resposta ao degrau,  $y(t)$ , e adicionar ruído para simular o efeito desse no processo de identificação;
2. realizar processo de *denoising*;
3. a partir do sinal pré-filtrado, calcular a resposta ao impulso,  $h(t)$ , derivando numericamente o sinal  $y(t)$ , isto é,  $h(t) = \frac{dy(t)}{dt}$ ;
4. identificar a resposta impulsional  $h(t)$ ;
5. efetuar teste para reproduzir a resposta ao degrau a partir da resposta impulsional identificada.

Aplica-se a metodologia apresentada apresentada no Algoritmo 1 considerando-se o sinal de saída com e sem ruído referente à potência elétrica em Itaipu. A Figura 6.6 mostra esses sinais. O sinal com ruído e após o processo de *denoising* é mostrado na Figura 6.7. A filtragem do sinal ruidoso através do processo de *denoising* resultou em curva aproximadamente igual àquela que representa o sinal sem ruído. A identificação da resposta foi feita considerando uma função de transferência com 27 pólos. Usou-se, para a identificação, amostragem igual a 0.16 s. A curva identificada da resposta ao impulso do sinal potência elétrica fica próxima da curva esperada. Este resultado é mostrado na Figura 6.8.

A partir da Figura 6.9 observa-se que há diferença com relação ao sinal em regime permanente. Isso é explicado pelo fato de que quando a resposta impulsional é obtida da derivada à resposta ao degrau, ocorre ampliação do ruído, devido à característica inerente do operador derivada. Daí, um termo referente ao *offset* em regime permanente não é detectado. Logo, efetuar a identificação da resposta impulsional conforme descrito pelo algoritmo A1, não é adequado. Para corrigir o problema de *off-set* em regime permanente quando se tenta obter a resposta impulsional identificada a partir

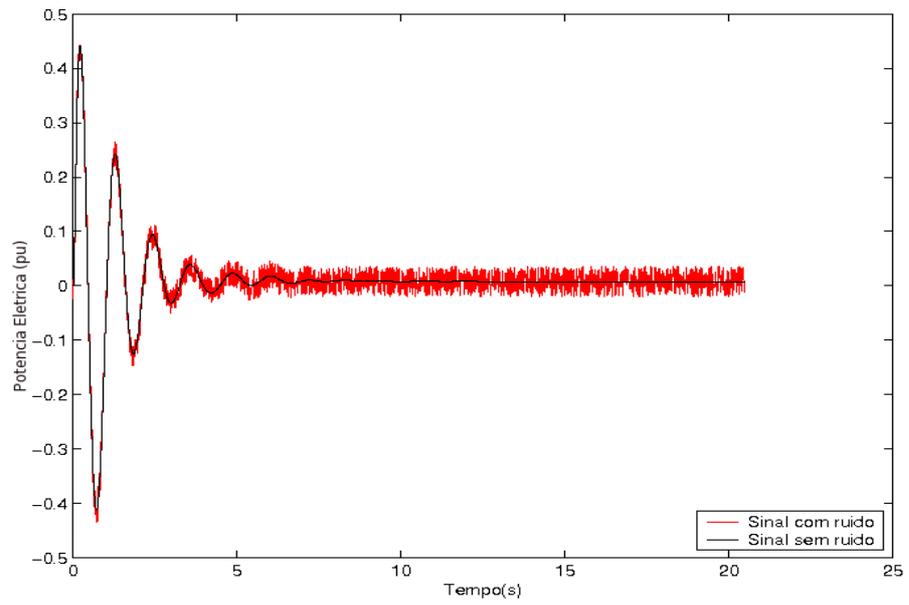


Figura 6.6: Sinal potência elétrica de Itaipu, em  $pu$ , com  $SNR$  de  $13\text{ dB}$  com e sem ruído.

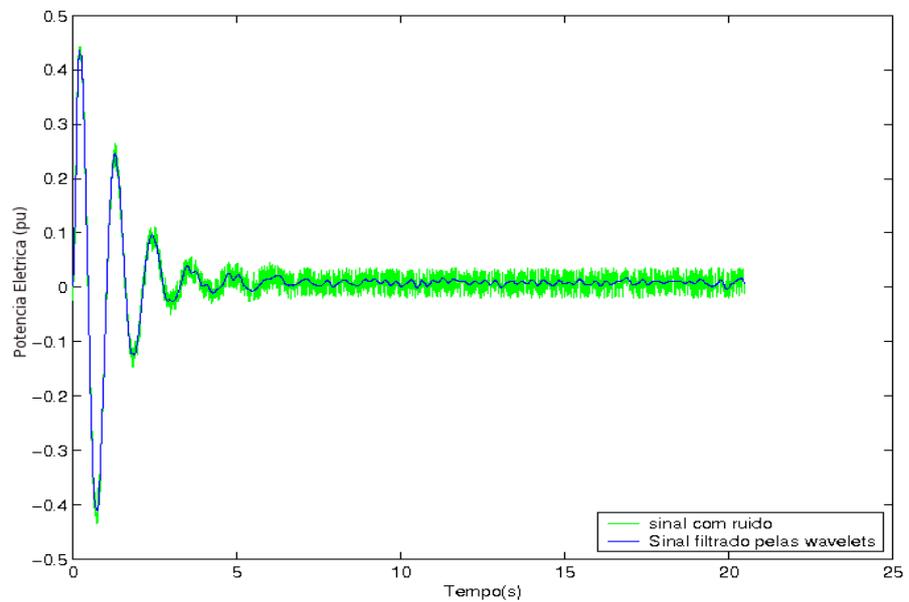


Figura 6.7: Sinal potência elétrica de Itaipu, em  $pu$ , com  $SNR\ 13\text{ dB}$  filtrado por *wavelets*.

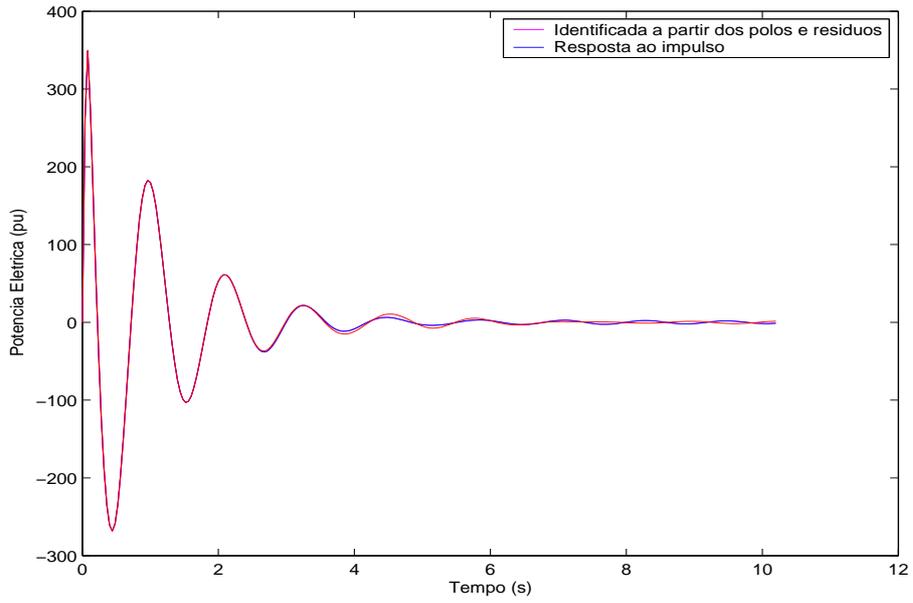


Figura 6.8: Resposta ao impulso do sinal potência elétrica de Itaipu com  $SNR$  13  $dB$  identificado pelo algoritmo A1.

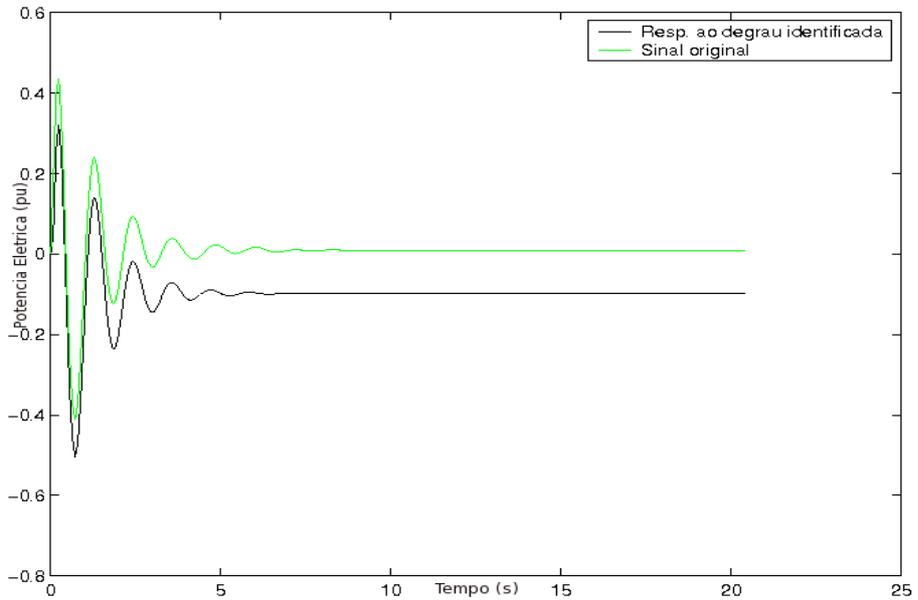


Figura 6.9: Resposta ao degrau do sinal potência elétrica de Itaipu com  $SNR$  13  $dB$  identificado pelo algoritmo A1.

de excitação ao degrau, deve-se considerar na identificação a característica do sinal excitação em componente de regime permanente. Para tal, modela-se a resposta ao degrau a partir da resposta  $\hat{y}(t) = y(t) - K$ . A identificação dessa função requer uma abordagem diferente. Assim, o segundo algoritmo de identificação, denominado por A2, é apresentado como segue:

#### ALGORITMO A2

ENTRADA: Resposta ao degrau

SAÍDA: Resposta ao degrau identificada

1. Gerar a resposta ao degrau,  $\hat{y}(t)$ , e adicionar ruído para avaliar o efeito desse no processo de identificação;
2. realizar o processo de *denoising* do sinal com ruído;
3. calcular o termo constante  $K$  da resposta em regime permanente de  $y(t)$  e descontá-lo de  $y(t)$ , gerando um termo do sinal a ser identificado,  $g(t) = y(t) - K$ ;
4. identificar o sinal  $g(t)$ ;
5. o sinal resultante apresenta-se como sendo a soma dos dois sinais identificados separadamente  $\hat{y}(t) = K + g(t)$ .

O resultado da metodologia referente ao algoritmo A2 para a resposta ao degrau é mostrada na Figura 6.10. Na identificação por intermédio de algoritmos diferentes, considerou-se sempre a mesma relação sinal-ruído e período de amostragem. Das Figuras 6.9 e 6.10 que mostram o desempenho dos dois algoritmos na identificação de sistemas, observa-se que a identificação pelo algoritmo A2 é mais adequada.

Simulações semelhantes foram testados para  $SNR$  de 21  $dB$ . A Tabela 6.2 mostra os resultados obtidos com relação aos pólos e aos resíduos das funções de transferência identificadas. As respostas para a entrada em degrau dos sistemas identificados para a

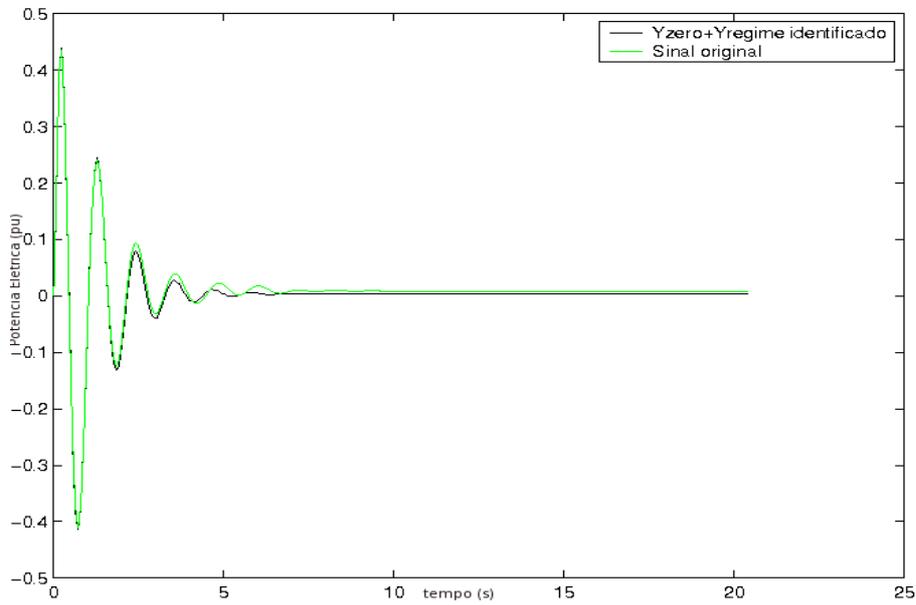


Figura 6.10: Identificação da resposta ao degrau do sinal potência elétrica pelo algoritmo A2 para  $SNR$  de 13  $dB$ .

Tabela 6.2: Autovalores do sistema  $SISO$  tendo como saída desvio da potência elétrica para um nível de ruído de 21  $dB$ .

Pólos A1	Resíduos A1	Pólos A2	Resíduos A2
$-0.8808 \pm j5.4560$	$0.2366 \pm j0.2355$	$-0.9779 \pm j5.7463$	$0.1901 \pm j0.3168$
$-2.1060 \pm j6.1741$	$-0.1392 \pm j0.1190$	$-0.4202 \pm j5.4860$	$-0.0138 \pm j0.0501$
$-0.2861 \pm j0.0000$	$0.0165 \pm j0.0000$	$-0.1236 \pm j0.0000$	$0.0117 \pm j0.0000$
$-3.0003 \pm j0.0000$	$-0.3669 \pm j0.0000$	$-4.6869 \pm j0.0000$	$-0.7003 \pm j0.0000$

$SNR$  igual a 21  $dB$  são mostradas nas Figuras 6.11 e 6.12 para os algoritmos A1 e A2, respectivamente. Da comparação entre as Figuras 6.11 e 6.12, novamente percebe-se

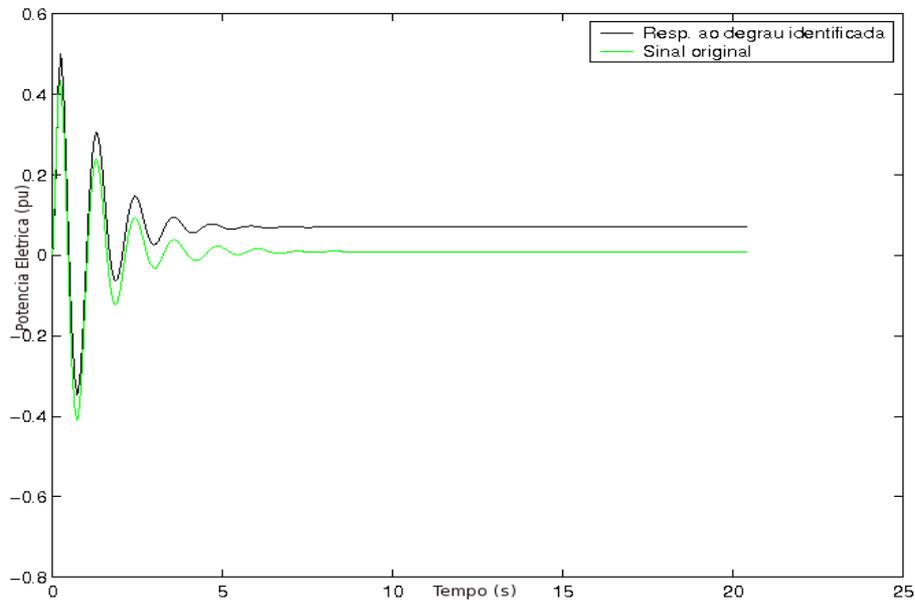


Figura 6.11: Identificação da resposta ao degrau do sinal potência elétrica pelo algoritmo A1 para  $SNR$  de 21  $dB$ .

que a curva identificada pelo algoritmo A2 aproxima-se mais do sinal original, enquanto que a curva identificada pelo algoritmo A1 apresenta diferença, tanto na parte referente às baixas como nas altas frequências.

O desempenho dos dois algoritmos no domínio da frequência são comparados na próxima seção.

#### 6.2.4 Resultados no domínio da frequência

Uma boa apreciação que se faz de métodos para aplicação nos estudos de estabilidade provém da resposta em frequência. Aqui são comparados as respostas dos dois algoritmos A1 e A2 no domínio da frequência, tanto em magnitude como em fase. Comparações são avaliadas levando-se em conta a mesma  $SNR$ . Nessa análise consideram-se a perturbação e a medição da resposta (saída) em uma mesma unidade geradora. As usinas de Jacuí e Itaipu são utilizados como locais estudados. Em todas as simulações considerou-se período de amostragem igual a 0.16  $s$ .

A Figura 6.13 mostra a resposta da magnitude da função de transferência considerando entrada e saída na usina Jacuí, mas usando o algoritmo A1. Já a Figura 6.14 considera

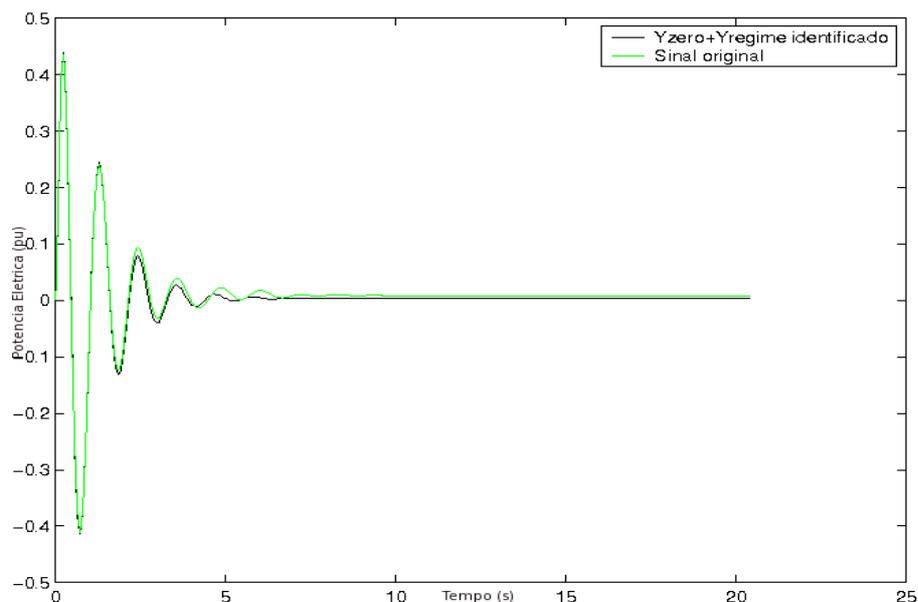


Figura 6.12: Identificação da resposta ao degrau do sinal potência elétrica pelo algoritmo A2 para  $SNR$  de 21  $dB$ .

o algoritmo A2. As respectivas características de fase são mostradas nas Figuras 6.15 e 6.16, respectivamente.

Nessas simulações, novamente, observa-se o melhor desempenho quando se usa a metodologia do algoritmo A2 na identificação. Os diagramas de fase mostrados nas Figuras 6.15 e 6.16 mostram que as respostas em frequência obtidas pelo algoritmo A2 têm melhor desempenho que a obtida pelo algoritmo A1. Na faixa de frequência entre  $0,01 \text{ rad/s}$  e  $10 \text{ rad/s}$  a resposta obtida pelo segundo algoritmo apresenta melhor desempenho que pelo primeiro. À medida que a quantidade de ruído é aumentada no sinal original, que se manifesta pela diminuição da relação sinal-ruído, vê-se pelas Figuras 6.17 a 6.20, que o algoritmo A2 confirma o melhor desempenho.

Tanto no diagrama de magnitude quanto no de fase, na faixa de frequência de  $0,01 \text{ rad/s}$  a  $10 \text{ rad/s}$ , o desempenho do algoritmo A2 é sempre considerado superior. Isso prova que para propósitos de identificação e ajustes de estabilizadores, o algoritmo A2 apresenta-se como alternativa adequada para identificação de sistemas excitados por sinal em degrau.

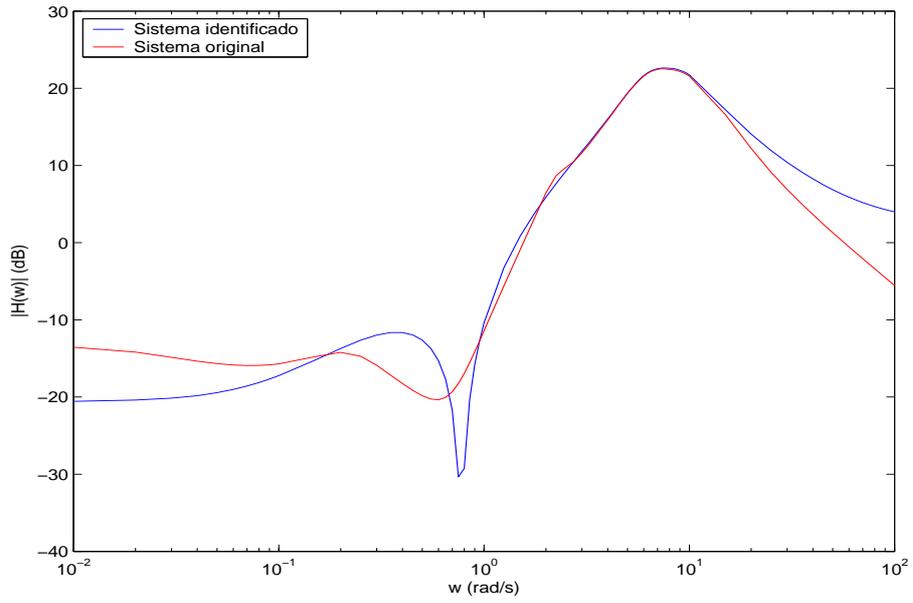


Figura 6.13: Diagrama de magnitude para o sinal potência elétrica em Jacuí com avaliação realizado pelo algoritmo A1 para  $SNR$  de 21  $dB$ .

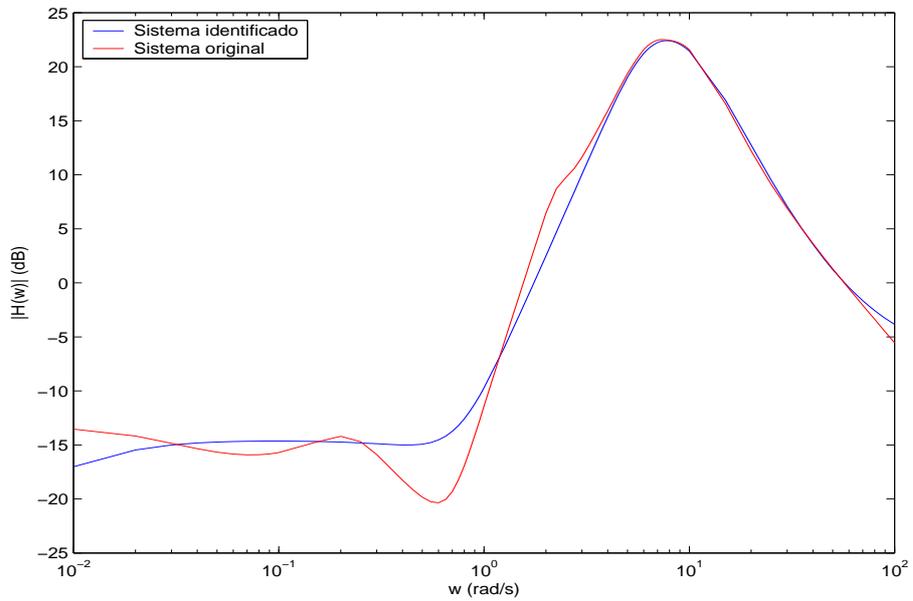


Figura 6.14: Diagrama de magnitude para o sinal potência elétrica em Jacuí avaliado pelo algoritmo A2 para  $SNR$  de 21  $dB$ .

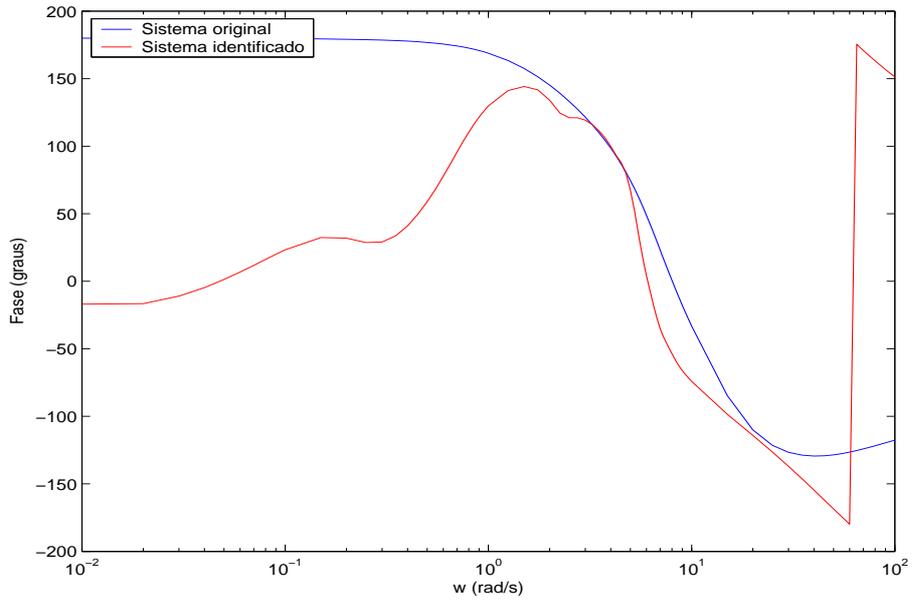


Figura 6.15: Diagrama de fase para o sinal potência elétrica em Jacuí avaliado pelo algoritmo A1 para  $SNR$  de 21  $dB$ .

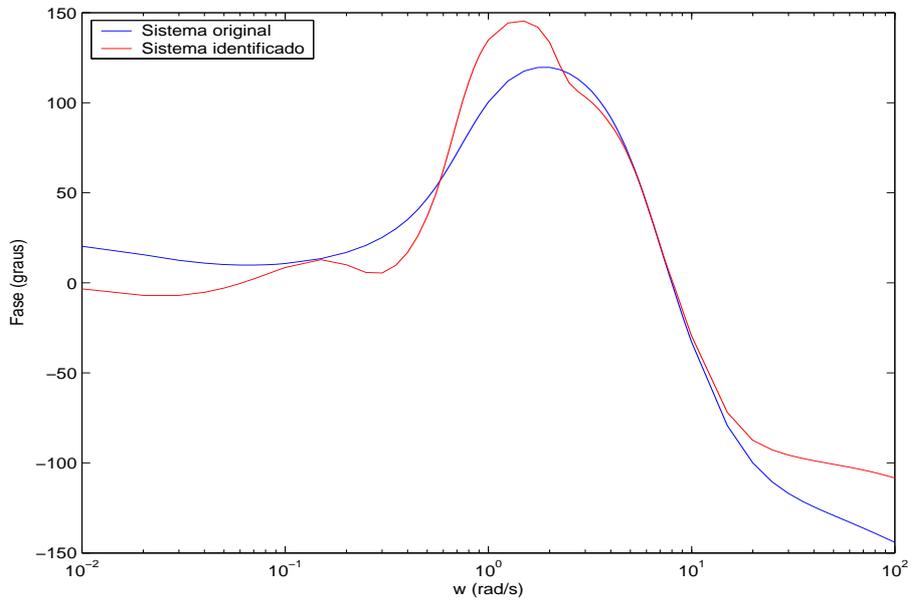


Figura 6.16: Diagrama de fase referente ao sinal potência elétrica em Jacuí por meio do algoritmo A2 para  $SNR$  de 21  $dB$ .

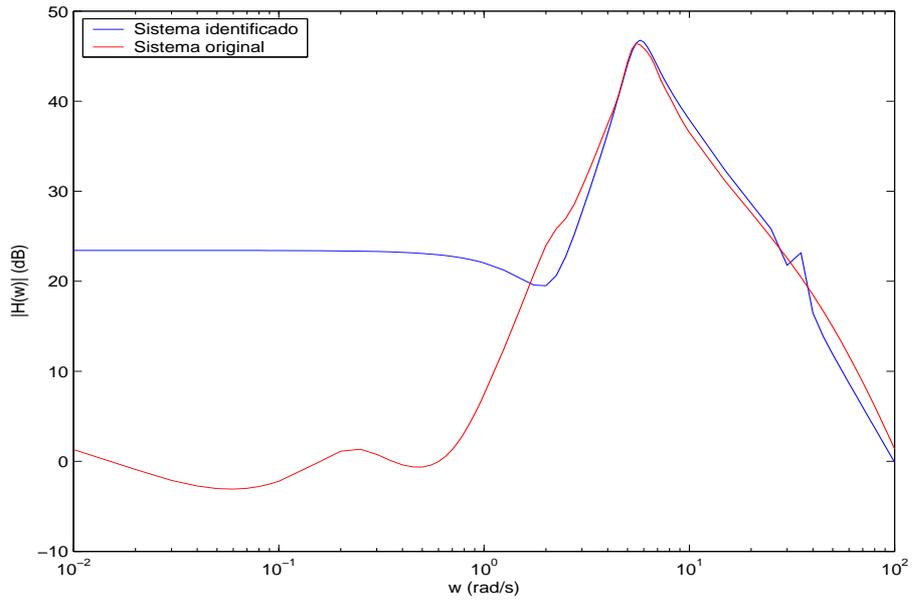


Figura 6.17: Diagrama de magnitude para o sinal potência elétrica em Itaipu considerando o algoritmo A1 para  $SNR$  de 13  $dB$ .

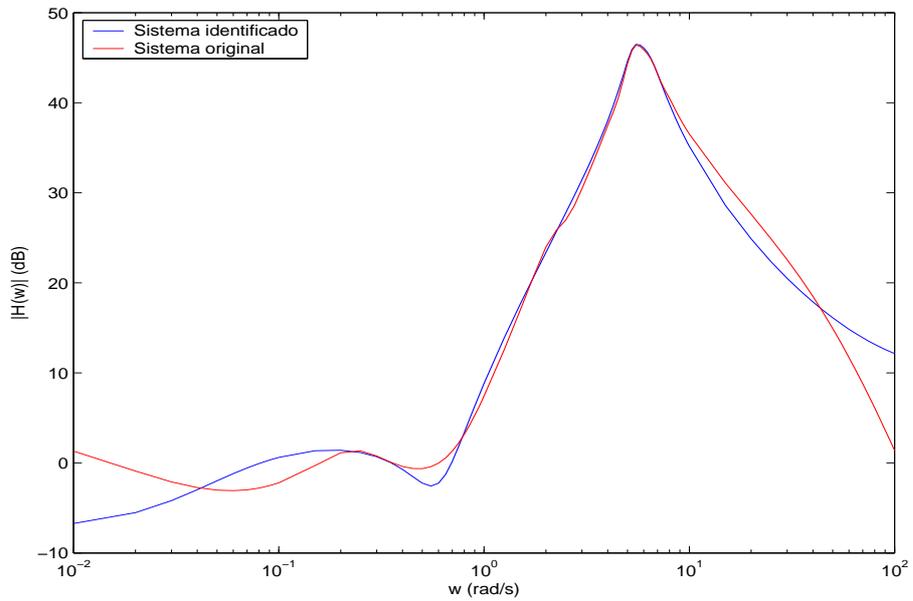


Figura 6.18: Diagrama de magnitude para o sinal potência elétrica em Itaipu através algoritmo A2 para  $SNR$  de 13  $dB$ .

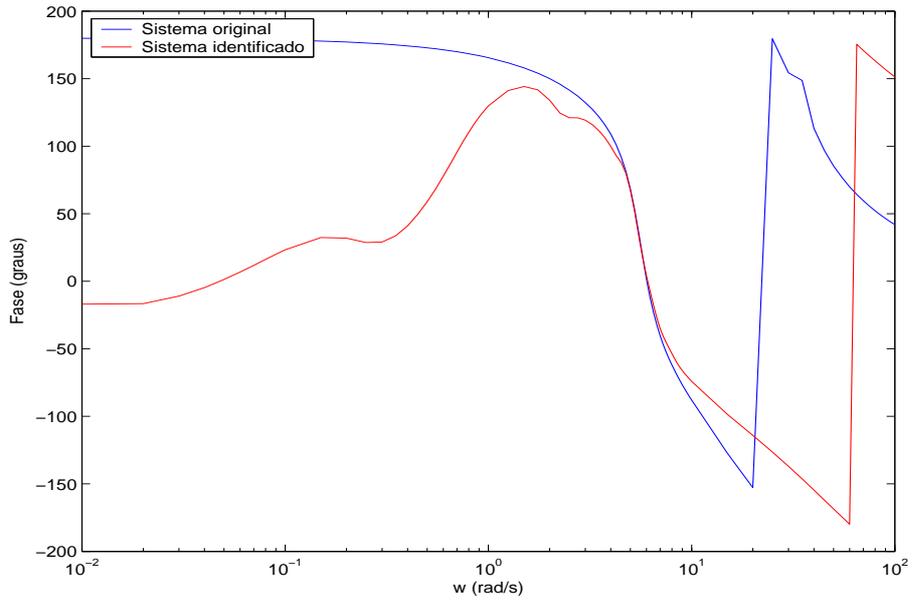


Figura 6.19: Diagrama de fase para o sinal potência elétrica em Itaipu considerando algoritmo A1 para  $SNR$  de 13  $dB$ .

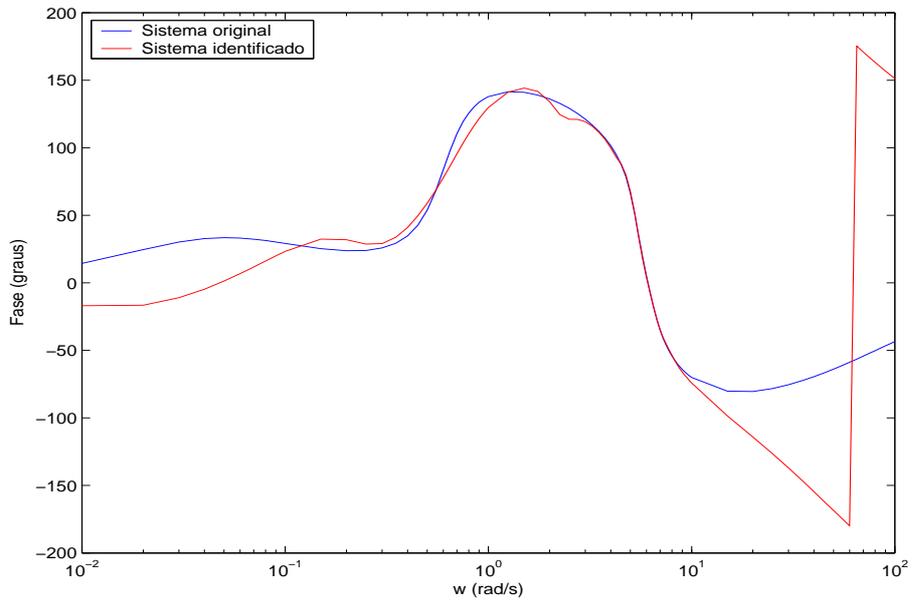


Figura 6.20: Diagrama de fase para o sinal potência elétrica em Itaipu usando algoritmo A2 para  $SNR$  de 13  $dB$ .

### 6.3 Identificação de sinais com ruído

Nesta seção faz-se a análise de sinais com ruído. Esse procedimento visa mostrar a importância da filtragem por *denoising* no método de identificação proposto nesta tese. Assim, faz-se a identificação do sinal de potência elétrica medido na usina geradora de Jacuí, para uma excitação degrau no regulador de tensão do gerador desta, considerando a presença de ruído nos sinais. Ao final comparam-se os sinais originais sem ruído e os sinais identificados obtidos considerando o ruído. Três níveis de relação sinal-ruído são analisados: 30, 15 e 5 *dB*. As Figuras 6.21 a 6.23 mostram os sinais de potência elétrica sem ruído e com a *SNR* de 30, 15 e 5 *dB*, respectivamente. Nas Figuras 6.24 a 6.26 mostram-se as curvas identificadas pelo método do algoritmo A2. Para a

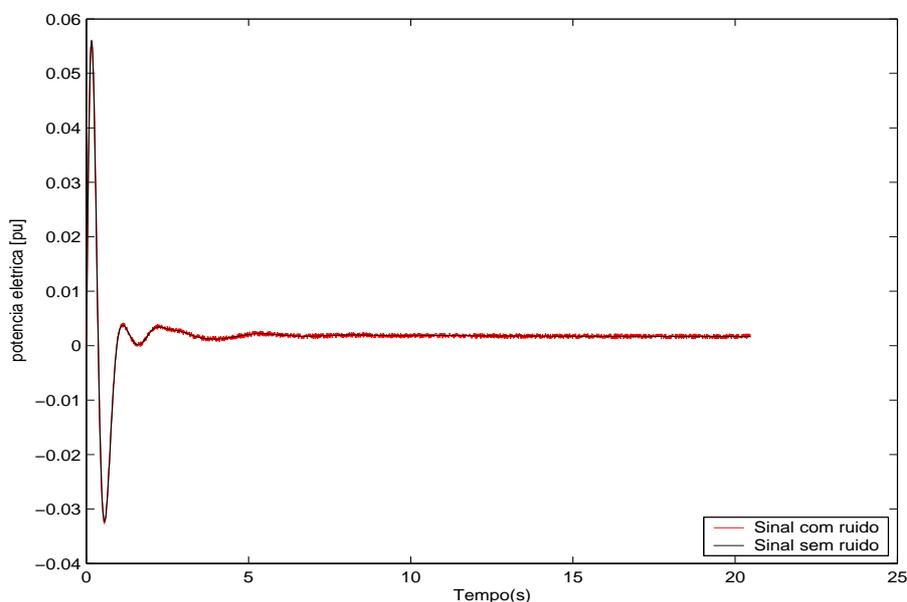


Figura 6.21: Sinal potência elétrica em Jacuí, em *pu*, com *SNR* de 30 *dB* com e sem ruído.

relação *SNR* de 30 *dB*, que é a maior relação sinal-ruído analisada, como mostra-se na Figura 6.21, assemelha-se a um sinal praticamente sem ruído. Nesta condição, o sinal identificado não é coincidente em toda a simulação com o sinal original, como percebe-se da Figura 6.24. A medida que a quantidade de ruído gaussiano aumenta, ou seja, diminui a *SNR*, os sinais identificados apresentam diferenças bastante acentuadas do sinal original sem ruído, nas simulações no domínio do tempo como mostram as Figuras 6.25 a 6.26. As diferenças entre os sinais identificados e os originais, justificam o uso de método de filtragem por *wavelets* para que o processo de identificação não seja prejudicado pela presença de ruído.

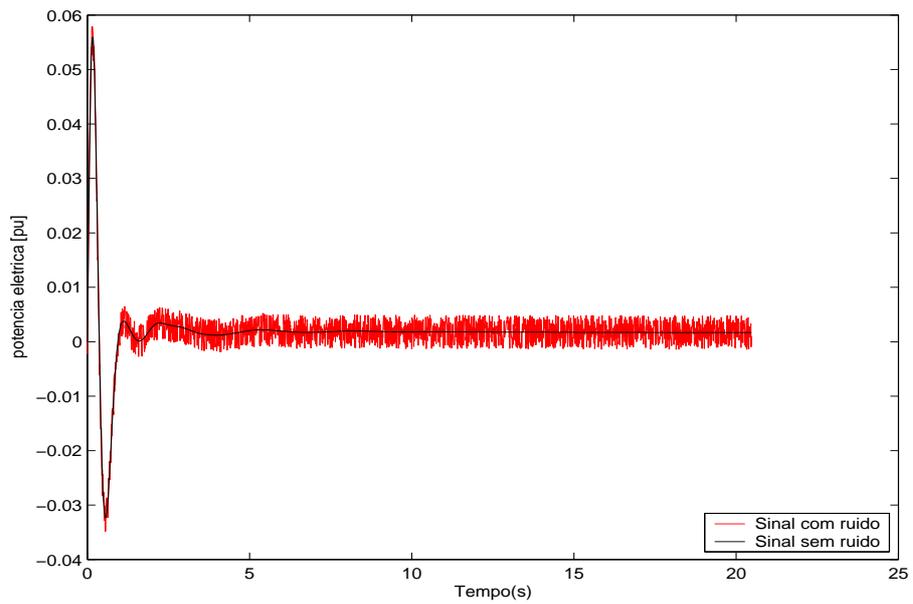


Figura 6.22: Sinal potência elétrica em Jacuí, em  $pu$ , com  $SNR$  de  $13\text{ dB}$  com e sem ruído.

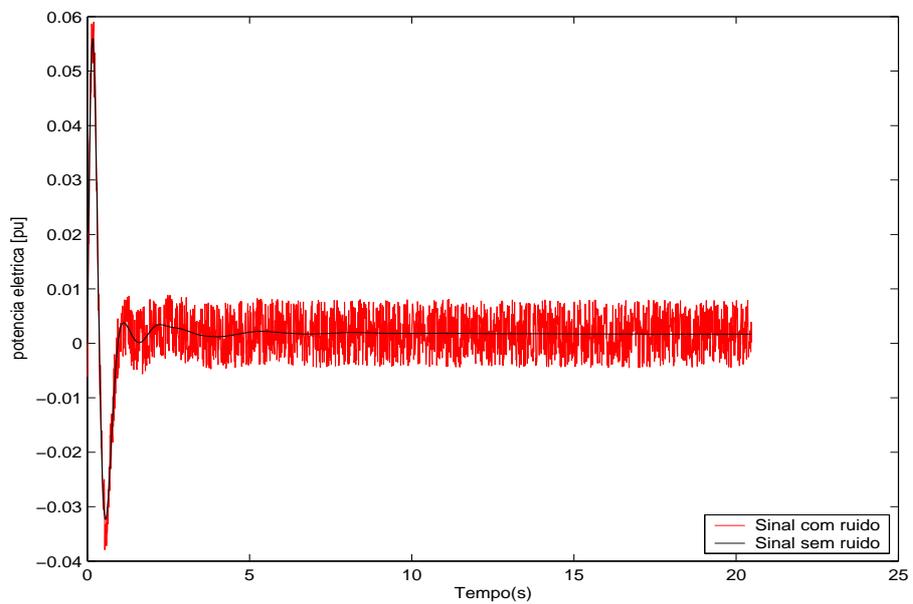


Figura 6.23: Sinal potência elétrica em Jacuí, em  $pu$ , com  $SNR$  de  $5\text{ dB}$  com e sem ruído.

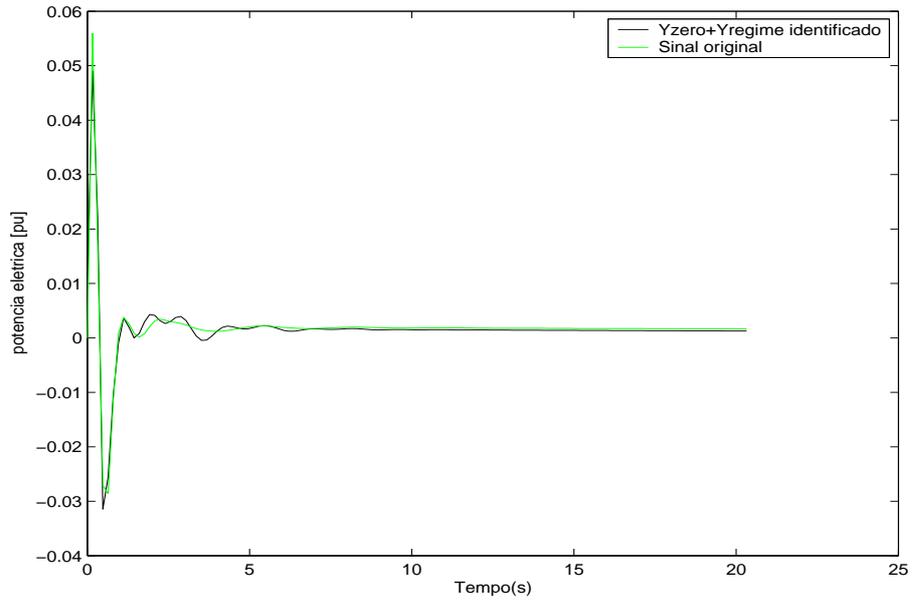


Figura 6.24: Identificação da resposta ao degrau do sinal potência elétrica de Jacuí pelo algoritmo A2 para  $SNR$  de 30  $dB$ .

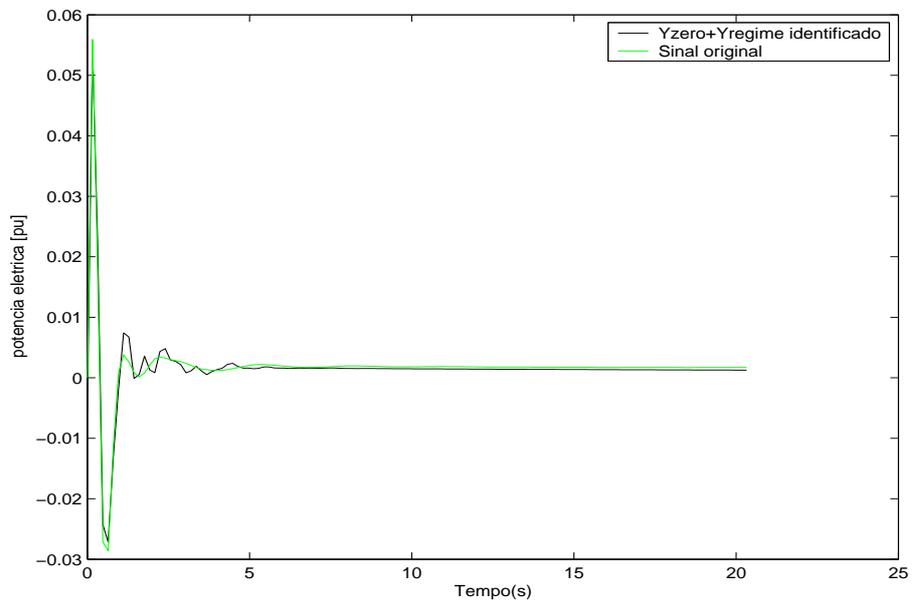


Figura 6.25: Identificação da resposta ao degrau do sinal potência elétrica de Jacuí pelo algoritmo A2 para  $SNR$  de 13  $dB$ .

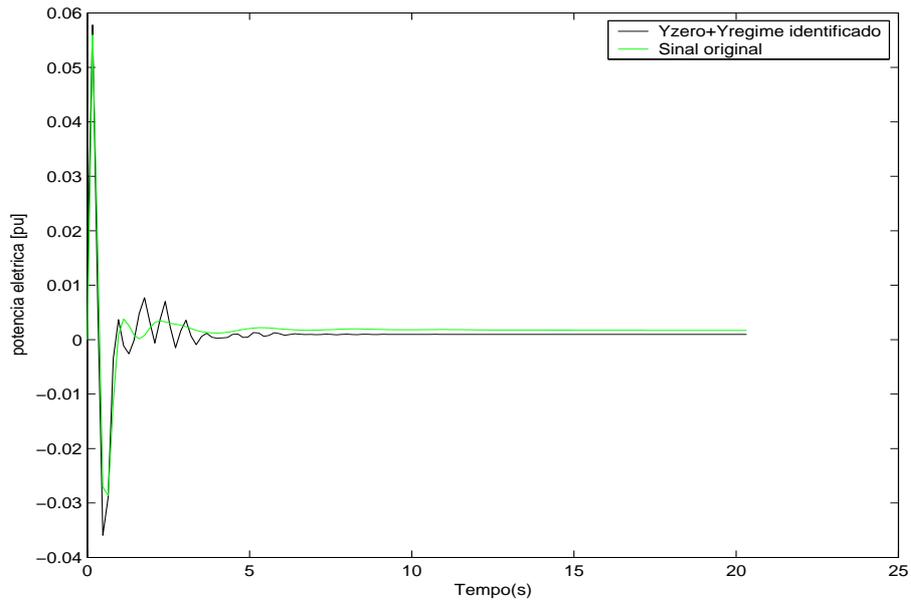


Figura 6.26: Identificação da resposta ao degrau do sinal potência elétrica de Jacuí pelo algoritmo A2 para  $SNR$  de 5  $dB$ .

## 6.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os resultados inerentes a dois sistemas estáveis parciais do SIN. Analisou-se a influência da técnica de identificação para sinais com diversos teores de ruído. Apresentaram-se duas estratégias para lidar com sistemas de entrada impulsional. Observa-se que em vez de impulso, se a entrada fosse um pulso retangular, também seria possível implementar o algoritmo A2, uma vez que qualquer pulso retangular pode ser obtido a partir de uma combinação linear de funções degraus com retardos.

## Capítulo 7 IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMA INSTÁVEL E AJUSTE DE CONTROLADOR

### 7.1 INTRODUÇÃO

Na identificação de sistemas é raro se encontrar métodos que abordem a identificação de sistemas instáveis. Alguns métodos extraem os modos instáveis, realizando a identificação apenas da parte estável restante. Em se tratando de sistemas de grande porte, fica inviável calcular todos os modos do sistema somente para separação de modos. Nesse sentido, torna-se necessário um método confiável que permita a identificação do sistema de forma global.

Neste capítulo, lida-se com a identificação de sistema instável de grande porte, o qual deve ser identificado, visando utilizar o seu modelo para o projeto de ESPs.

### 7.2 IDENTIFICAÇÃO DE SISTEMA INSTÁVEL

O método apresentado no Capítulo 4 pressupõe que o sistema a ser identificado seja estável. Quando isso não ocorre, é necessário prepará-lo em uma forma na qual a metodologia possa ser aplicada. Logo, torna-se necessário realizar uma transformação de modo que o sistema fique estável e seja possível o processo de identificação.

Quando se multiplica um sinal com oscilações crescentes por uma exponencial decrescente, é possível se encontrar um valor de atenuação de modo que o sinal resultante seja convertido em uma curva amortecida. Ou seja, se  $y(t)$  é a curva de um sistema linear e invariante no tempo instável e causal, então

$$y_e = y(t) e^{-\alpha t} \quad \alpha > 0, \quad t \geq 0, \quad (7.1)$$

apresenta decaimento exponencial, se um valor apropriado for atribuído para  $\alpha$ .

O valor de  $\alpha$  está diretamente relacionado à parte real do autovalor mais à direita no plano  $s$ . Essa parte real pode ser estimada a partir da própria curva original  $y(t)$ ,

observando-se a resposta do sistema para tempos relativamente longos. Obviamente, não é necessário calcular esse autovalor dominante.

Uma vez determinado  $\alpha$ , calcula-se  $y_e(t)$ , através do produto (7.1) para os mesmos tempos amostrados do sinal original  $y(t)$ . Esse procedimento, no domínio da frequência, nada mais é do que uma translação do eixo imaginário de modo que o autovalor mais à direita fique totalmente no semi-plano esquerdo do plano complexo  $s$ . Tendo em vista o exposto, fica viável a identificação do sistema, considerando a resposta  $y_e(t)$  e a entrada que o gerou.

Após o processo de identificação do sistema linear, deve-se realizar o processo de translação inversa efetuado em relação ao eixo imaginário, de modo que o resultado original seja então recuperado.

O fluxograma mostrado na Fig. 7.1 mostra os passos necessários para a identificação de um sistema instável cuja representação em espaço de estados fica definida pelas matrizes identificadas  $\bar{A}$ ,  $\bar{B}$  e  $C$ .

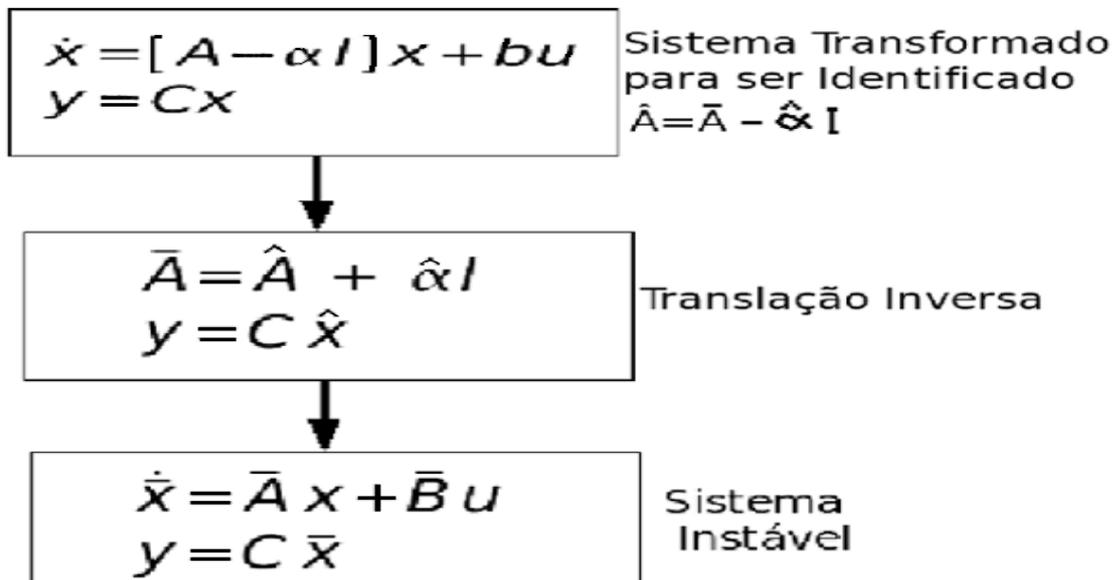


Figura 7.1: Procedimento para identificação de um sistema instável.

Deste modo é possível aplicar o método de identificação descrito no Capítulo 4, para a matriz de estado  $(\bar{A} - \alpha I)$  que até esse ponto era aplicado somente a sistemas com ponto de operação estável.

### 7.3 IDENTIFICAÇÃO DE UM SISTEMA DE GRANDE PORTE INSTÁVEL

Nesta seção apresenta-se sucintamente os dados de um sistema de potência de grande porte, o qual será usado para testes adiante. Trata-se de um sistema representativo do cenário de carga pesada do ano 2005 do SIN.

Diferentemente dos casos anteriores simulados, as curvas deste sistema foram obtidas diretamente do programa Anatem [12]. Portanto, via simulação não-linear. Esta é uma situação mais próxima da existente em campo, a menos da presença do ruído, que mais uma vez, será adicionado às curvas, como nos casos analisados antes.

Uma observação do sistema teste em questão mostra que o mesmo apresenta 219 unidades geradoras, 3343 barras, 4772 linhas CA, 11 elos de corrente contínua modelados, 12 barras com compensadores estáticos, quatro *TCSCs*. Todos os geradores são modelados dinamicamente com os seus reguladores. Neste sistema, 89 geradores possuem ESPs. No entanto, o ESP da usina de Itaipu foi retirado incluindo-se um outro com topologia diferente. Deste modo, o sistema foi simulado sem o ESP (malha-aberta) e com o ESP proposto nesta tese.

### 7.4 TESTES

Os testes efetuados no sistema objetivam:

1. a identificação do sistema com diferentes condições de ruído;
2. o ajuste de ESP
3. a validação dos resultados obtidos por modelo linear reduzido identificado e não-linear.

Ao se retirar o estabilizador de Itaipu, o sistema passou a ser instável. Passou-se então a avaliar o ajuste para um ESP que estabilizasse o sistema e introduzisse amortecimento apropriado. Antes disso, foi necessário identificar os sinais de saída que são usados como entrada para o referido ESP. Três tipos de sinais foram considerados para a identificação: potência elétrica terminal, a velocidade do eixo do gerador e a potência acelerante. Todos os sinais são medidos em Itaipu. Como entrada, utilizou-se um sinal

aplicado ao local no regulador de tensão onde o sinal do ESP é adicionado. Para o caso do regulador de tensão de Itaipu este local não é a referência deste regulador. Utilizou-se um pulso como sinal de entrada. Esse sinal foi simulado com amplitude igual  $0,01 pu$  e duração igual a  $1 s$ . Em todos os casos, os sinais para identificação referem-se a desvios em torno do ponto de operação.

Portanto, na usina de Itaipu, o sinal do ESP é adicionado em bloco diferente daquele onde é ajustada a tensão de referência  $V_{ref}$ . Essa topologia para o regulador de tensão, foi preservada conforme Apêndice A. No entanto, a estrutura do estabilizador foi modificada, conforme se no mostra no Apêndice B.

A saída do sinal do ESP em local diferente da referência do regulador de tensão requer que os ganhos dos ESPs, tanto para a estrutura original, quanto a adotada aqui, apresentam ganhos elevados em comparação aos ganhos de ESPs cuja entrada se dá juntamente com  $V_{ref}$ .

Nas simulações que se seguem será adotado fator de atenuação  $\alpha$  igual a  $0,22$ , tendo em vista que este valor provoca amortecimento satisfatório às curvas a serem utilizadas na identificação do sistema. Os sinais obtidos das simulações não-lineares apresentam baixas amplitudes (da ordem de  $10^{-5}$ , por exemplo). Sinais com baixa amplitude apresentam problema numérico durante o processo de identificação. Este processo foi contornado nas simulações para identificação, considerando-se um fator de escala de modo que os valores médios das primeiras oscilações do transitório ficassem em torno da unidade. Este processo não mascara os resultados, desde que o processo inverso seja aplicado ao final da identificação dos parâmetros.

## 7.5 RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

### 7.5.1 Simulação de sinais sem ruído

Várias simulações foram realizadas e diferentes níveis de ruído considerados. Inicialmente, não se considerou presença de ruído nos sinais (velocidade, potência elétrica terminal e potência acelerante). As Figuras correspondentes a estas simulações mostram-se nas Figuras 7.2, 7.3 e 7.4. Nesse caso todos os sinais são praticamente coincidentes, o que se esperava, pois na etapa de identificação os sinais não apresentam ruído. São mostradas também as respectivas curvas identificadas. Observa-se que apesar do sistema ser instável, a identificação mostra-se bastante satisfatória. Após a

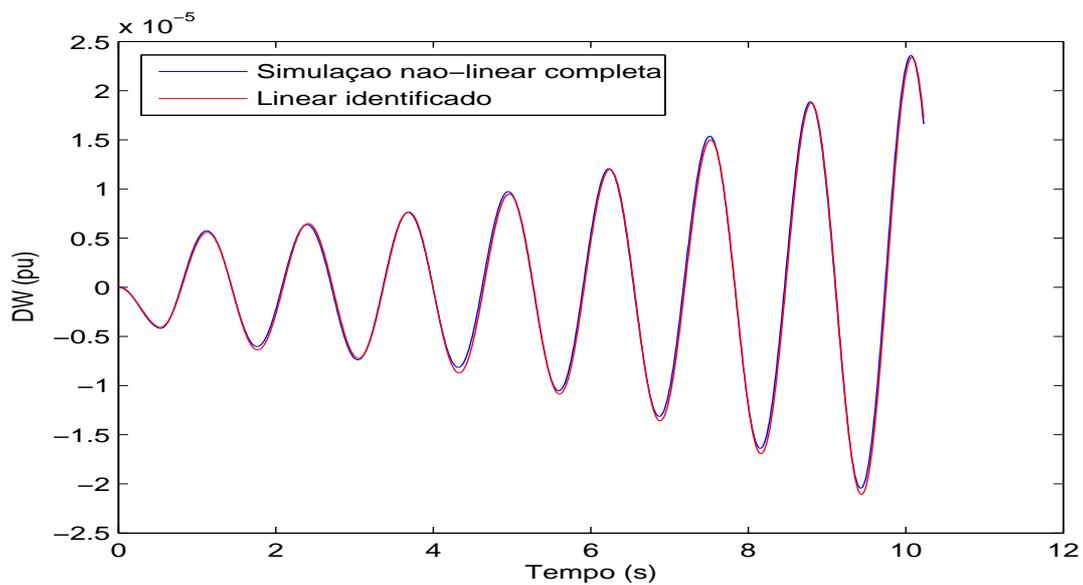


Figura 7.2: Identificação do sinal de velocidade quando o sistema em malha-aberta é instável.

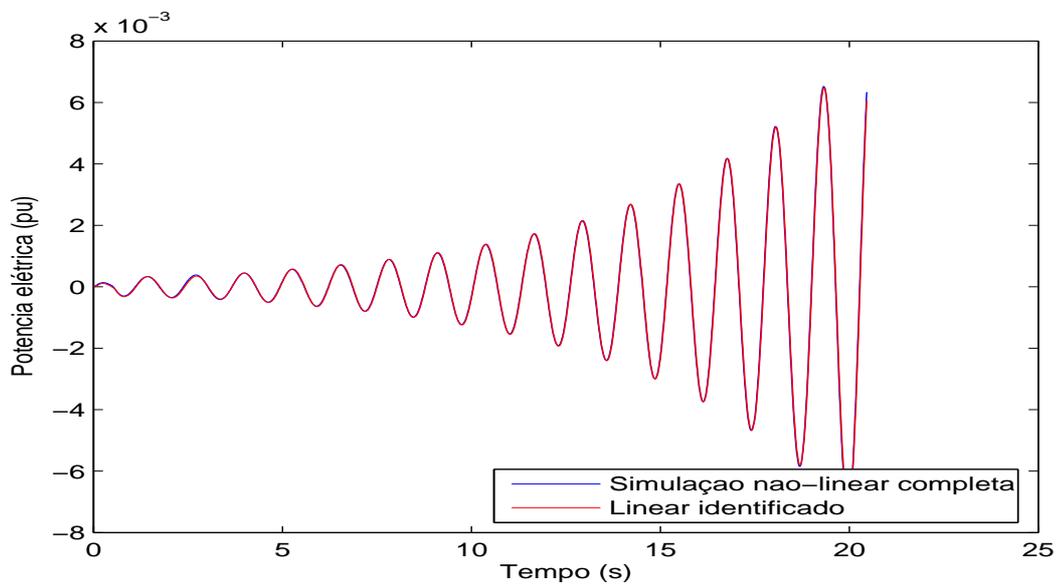


Figura 7.3: Identificação do sinal de potência elétrica quando o sistema em malha-aberta é instável.

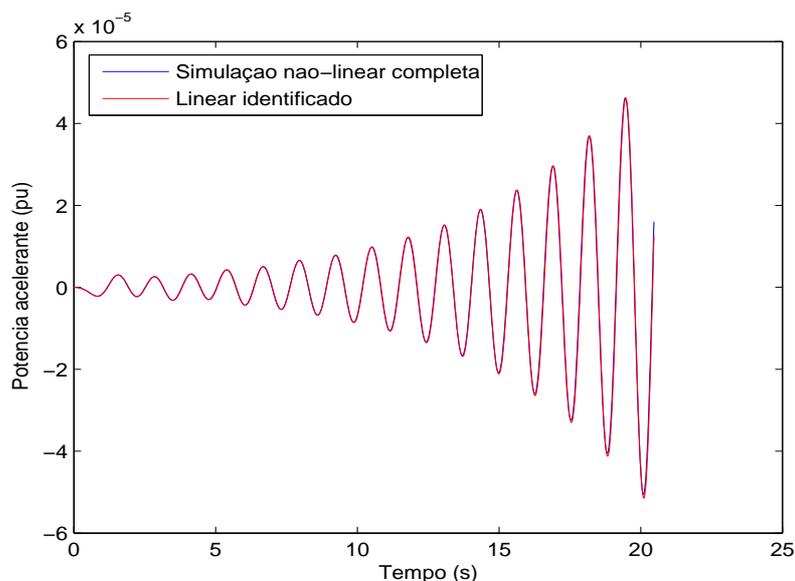


Figura 7.4: Identificação do sinal de potência acelerante quando o sistema em malha-aberta é instável.

identificação dos sinais com o sistema em malha-aberta, utilizaram-se esses sinais para cálculo da resposta impulsional do sistema, levando-se em conta o sinal de entrada. A partir das informações da resposta impulsional, gerou-se sistemas correspondentes na forma de espaço de estados. Os sistemas neste formato servirão para a aplicação da técnica de otimização apresentada no Capítulo 6, objetivando o projeto de ESP.

Os ajustes dos parâmetros do ESP com base nos dados para o algoritmo genético apresentados no no Capítulo 6 foram realizados, com base nas três estruturas mostradas no Apêndice B.

Quanto ao sinal de potência acelerante, o mesmo foi medido no local indicado por "Inpa" no diagrama de bloco da Figura B.3. Os parâmetros considerados para ajuste foram os mesmos dos demais ESPs mostrados nas Figuras B.1 e B.2. No ajuste dos ESPs considerou-se como critério a determinação de parâmetros que introduzisse amortecimento superior a 5%. Assim, após convergência do problema de otimização, obtiveram-se os dados dos parâmetros dos ESPs mostrados nas Tabelas 7.1, 7.2 e 7.3.

A Tabela 7.4 mostra os autovalores em malha-aberta e malha-fechada para os três tipos de ESP.

Em malha-aberta, o modo  $0.17 \pm j4.91$  é identificado utilizando qualquer um dos sinais avaliados. Confirmando que o sistema é instável também pela análise linear. Outros modos pouco amortecidos também são identificados. Entretanto, o que domina as

Tabela 7.1: Faixa de parâmetros e valores dos parâmetros do ESP derivado da velocidade.

Limites	K	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$
Inicial	1	0.01	0.045	0.01	0.051
Final	400	2.0	0.05	1.7	1.50
Obtido	300.00	0.001	0.05	1.5	0.051

Tabela 7.2: Faixa de parâmetros e valores dos parâmetros do ESP derivado da potência elétrica.

Limites	K	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$
Inicial	-1	0.01	0.045	0.01	0.1
Final	-400	2.0	0.05	1.7	1.501
Obtido	-51.494	1.03	0.08	0.62	1.05

respostas é o instável. Com a inserção dos três tipos de ESPs o sistema fica estável apresentando os autovalores mostrados nas colunas 1, 3 e 5 da Tabela 7.4.

Para avaliar o desempenho dos ajustes efetuados a partir dos modelos lineares identificados, os parâmetros dos controladores foram inseridos no modelo não-linear e linear com o objetivo de verificar os seus desempenhos diante de uma perturbação. Para uma perturbação em degrau, a Figura 7.5 mostra o desempenho do sistema em malha-fechada ao ser equipado com ESP derivado do sinal de velocidade. As curvas linear e não-linear tendem a ficar praticamente juntas. O resultado evidencia a validade do ajuste considerando o modelo linear identificado. Resultados similares são mostrados nas Figuras 7.6 e 7.7, para os ESPs derivados da potência elétrica e da potência acelerante, respectivamente.

### 7.5.2 Simulação com $SNR$ de 45 $dB$

Nos testes a seguir considerou-se dois níveis diferentes de ruído presentes no sinal a ser identificado: 45 e 35  $dB$ . O mesmo procedimento para o processo de identificação, ajuste do ESP e simulações linear e não-linear foram seguidos, como nos exemplos

Tabela 7.3: Faixa de parâmetros e valores do ESP derivado da potência acelerante.

Limites	K	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$
Inicial	-10	0.01	0.045	0.01	0.01
Final	-400	1.9	1.055	1.70	1.05
Obtido	-363.94	1.74	0.458	1.56	0.802

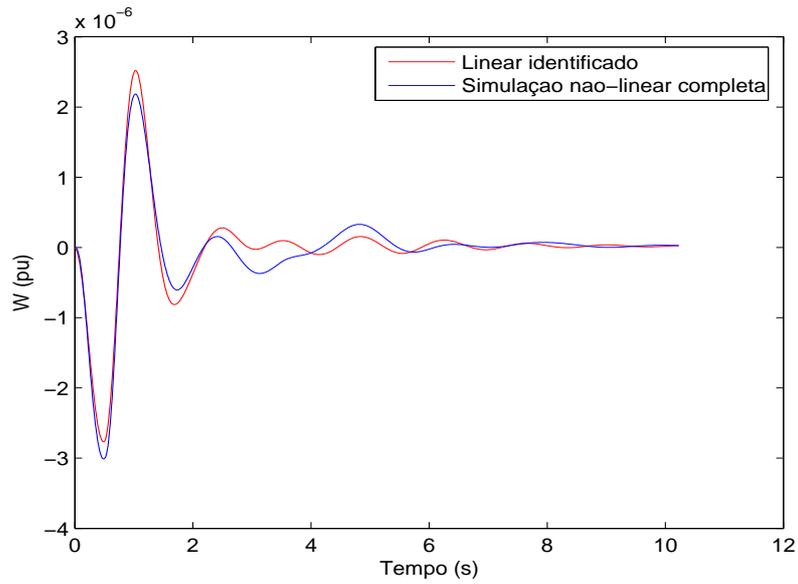


Figura 7.5: Comparação da simulação linear e não-linear quando o sistema em malha-fechada é equipado com ESP de velocidade.

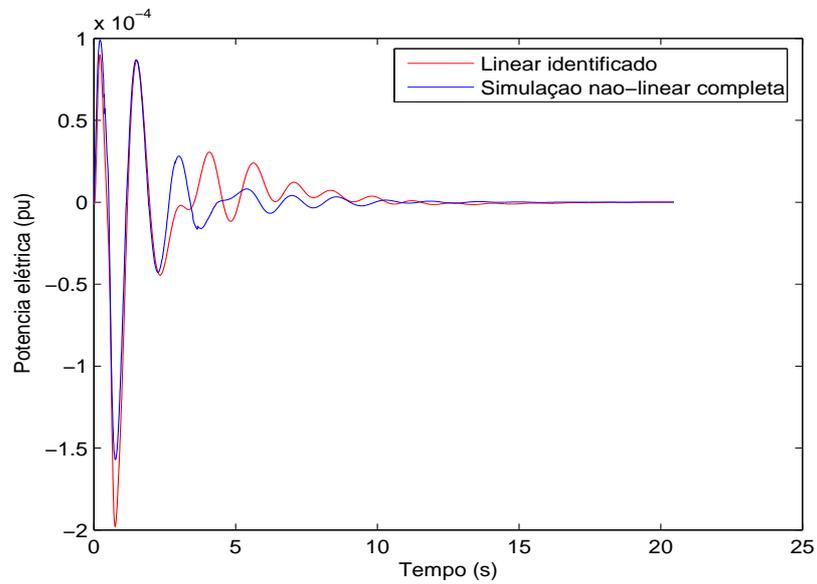


Figura 7.6: Comparação da simulação linear e não-linear para o sistema em malha-fechada é equipado com ESP de potência elétrica.

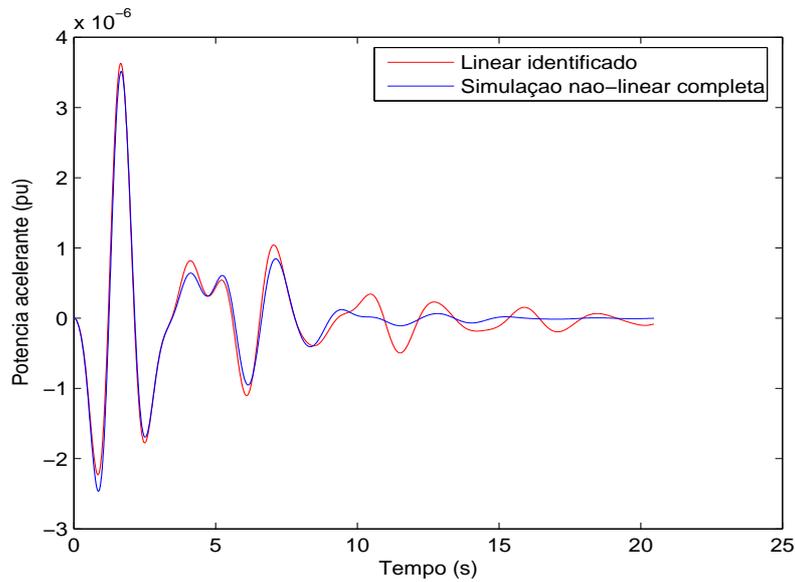


Figura 7.7: Comparação da simulação linear e não-linear do sistema em malha-fechada com ESP de potência acelerante.

Tabela 7.4: Autovalores dos três sistemas sem ruído - sistema em malha-aberta e malha-fechada.

MF-Pa	MA-Pa	MF-W	MF-W	MF-Pe	MA-Pe
$-6.67 \pm j0.00$	$0.17 \pm j4.91$	$-22.1 \pm j0.0$	$0.17 \pm j4.91$	$-7.39 \pm j19.8$	$0.17 \pm j4.91$
$-1.09 \pm j5.77$	$-0.21 \pm j0.14$	$-2.02 \pm j7.49$	$-0.51 \pm j4.14$	$-0.49 \pm j6.34$	$-0.51 \pm j4.14$
$-0.32 \pm j4.80$	$-0.27 \pm j1.99$	$-0.48 \pm j4.63$	$-2.84 \pm j5.88$	$-0.39 \pm j4.45$	$-2.84 \pm j5.88$
$-0.23 \pm j3.48$	$-0.46 \pm j3.80$	$-0.84 \pm j3.77$	$-0.07 \pm j0.00$	$-0.69 \pm j3.12$	$-0.07 \pm j0.00$
$-0.15 \pm j2.21$	$-1.41 \pm j5.55$	$-0.33 \pm j0.00$	$0.00 \pm j0.00$	$-3.47 \pm j0.00$	$0.00 \pm j0.00$
$-1.44 \pm j0.35$	$-5.82 \pm j0.00$	$-0.07 \pm j0.00$	$0.00 \pm j0.00$	$-0.28 \pm j0.38$	$0.00 \pm j0.00$
$-0.27 \pm j0.14$	$0.00 \pm j0.00$	$0.00 \pm j0.00$	$0.00 \pm j0.00$	$-1.82 \pm j0.00$	$0.00 \pm j0.00$
$-0.25 \pm j0.00$	$0.00 \pm j0.00$	$0.00 \pm j0.00$	$0.00 \pm j0.00$	$-0.96 \pm j0.00$	$0.00 \pm j0.00$

anteriores. Tendo em vista que os resultados são semelhantes, utilizou-se simulações somente com o sinal de potência elétrica.

No primeiro caso considerado a relação  $SNR$  foi de  $45\text{ dB}$ . A Figura 7.8 mostra o sinal de potência elétrica com ruído. Na parte inicial do sinal, percebe-se que a ação do ruído é bastante nítida. As Figuras 7.9 e 7.10, mostram as curvas após o processo de filtragem do ruído por *wavelets* e o sinal instável identificado pelo método proposto nesta tese. Tanto na Figura 7.8 quanto na 7.9 as curvas foram multiplicadas por um fator de escala a fim de se efetuar a identificação. A Figura 7.10 já traz o sinal com sua amplitude sem o fator de escala.

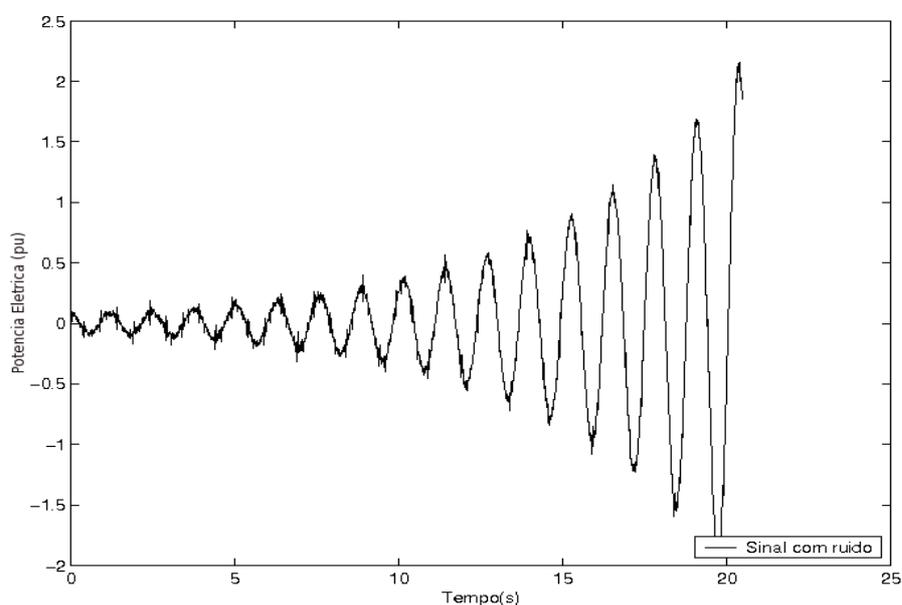


Figura 7.8: Sinal de potência elétrica original com  $SNR$  de  $45\text{ dB}$ .

O sinal instável identificado, usado para calcular uma forma de representação de estado da resposta impulsional, é utilizado em conjunto com a técnica de algoritmo genético para a determinação dos parâmetros do controlador. A Tabela 7.5 mostra a faixa de parâmetros e os parâmetros ajustados para controlador para o caso em estudo. Da análise da Tabela 7.6 observa-se que existe um pólo com amortecimento negativo de  $-0.0335$ . Isso é um indicativo de que o sistema é instável e que requer ações corretivas para melhorar o desempenho do sistema. Após o ajuste do estabilizador, percebe-se que a resposta linear do sistema é estável. Na Figura 7.11 mostra-se a comparação entre as simulações linear com os dados obtidos pela metodologia apresentada nesta tese e o resultado não linear. Novamente, percebe-se que o comportamento dinâmico dos sinais

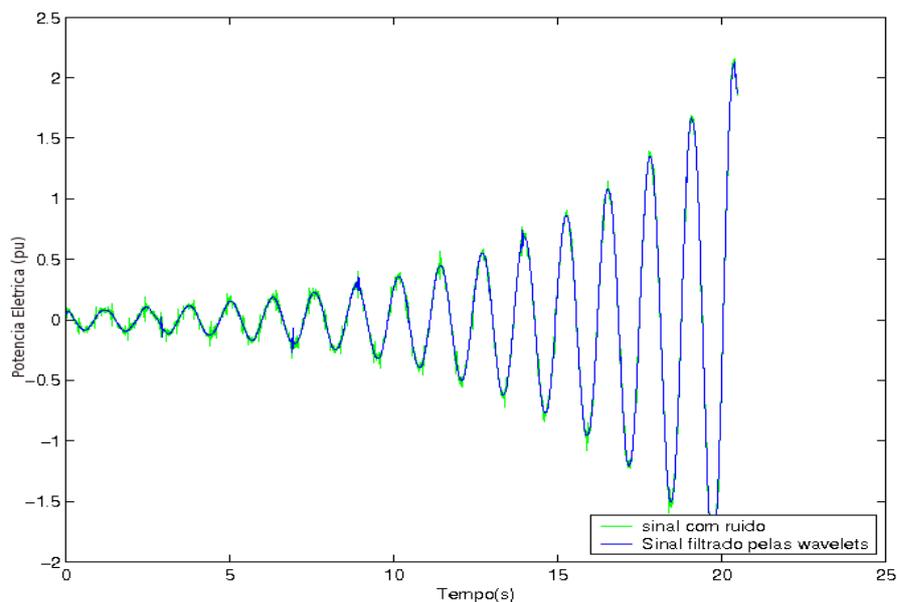


Figura 7.9: Sinal de potência elétrica filtrado por *wavelets* e sinal com ruído.

Tabela 7.5: Faixa de parâmetros e valores dos parâmetros do ESP para o sinal potência elétrica para a *SNR* de 45 *dB*.

Limites	K	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$
Inicial	-10	0.001	0.05	0.001	0.05
Final	-400	1.9	1.055	1.00	1.051
Obtido	-61.18	0.03	0.87	0.86	0.67

é muito semelhante. Apesar do ruído presente no sinal, foi possível filtrá-lo, identificar a curva e utilizar o resultado para o ajuste de ESP.

### 7.5.3 Simulação de sinal potência elétrica com *SNR* de 38 *dB*

Procedimento semelhante foi adotado com relação a um sinal cuja *SNR* é igual a 38 *dB*. O objetivo aqui é mostrar o desempenho da metodologia proposta para um nível de ruído mais forte. Daí, aferir-se o seu impacto no processo de identificação e de ajuste de estabilizadores. Na Figura 7.12 mostra-se o sinal potência elétrica de Itaipu adicionado de ruído. O processo de filtragem por *denoising* é mostrado na Figura 7.13. Na Figura 7.14 mostra-se a curva resultante da identificação, no qual o sinal identificado é comparado com o sinal instável não-linear. O grau de coincidência entre os sinais é bastante elevado. Novamente, esse sinal instável identificado é utilizado para determinação da resposta ao impulso na sua representação em forma de espaço de estados. Em conjunto com o método de otimização baseado em algoritmo genético

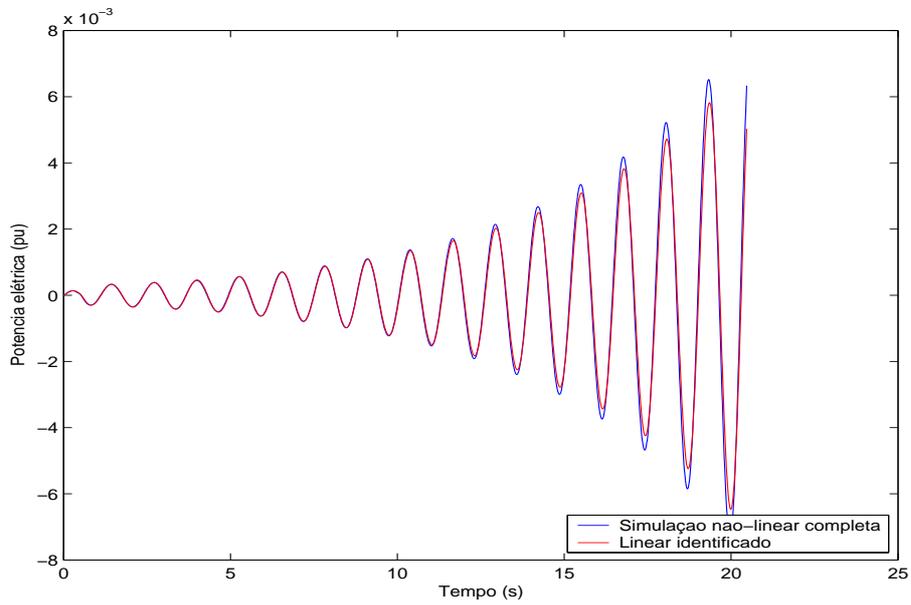


Figura 7.10: Sinal de potência elétrica instável identificado e ideal.

Tabela 7.6: Autovalores do sistema *SISO* tendo como saída o desvio de potência elétrica de Itaipu para a *SNR* de 45 *dB*.

Pólos MA	Amortecimento	Pólos MF	Amortecimento
$0.1645 \pm j4.9101$	-0.0335	$-2.4707 \pm j11.775$	0.2053
$-0.0837 \pm j4.1727$	0.0200	$-2.1134 \pm j7.1034$	0.2852
$-2.6391 \pm j11.210$	0.2292	$-0.1806 \pm j4.2014$	0.0429
$-0.0000 \pm j0.0000$	0.4135	$-0.4058 \pm j0.0000$	1.0000
$-0.0000 \pm j0.0000$	0.0000	$-0.6010 \pm j0.0000$	1.0000
$-0.0000 \pm j0.0000$	0.0000	$-1.1427 \pm j0.0000$	1.0000

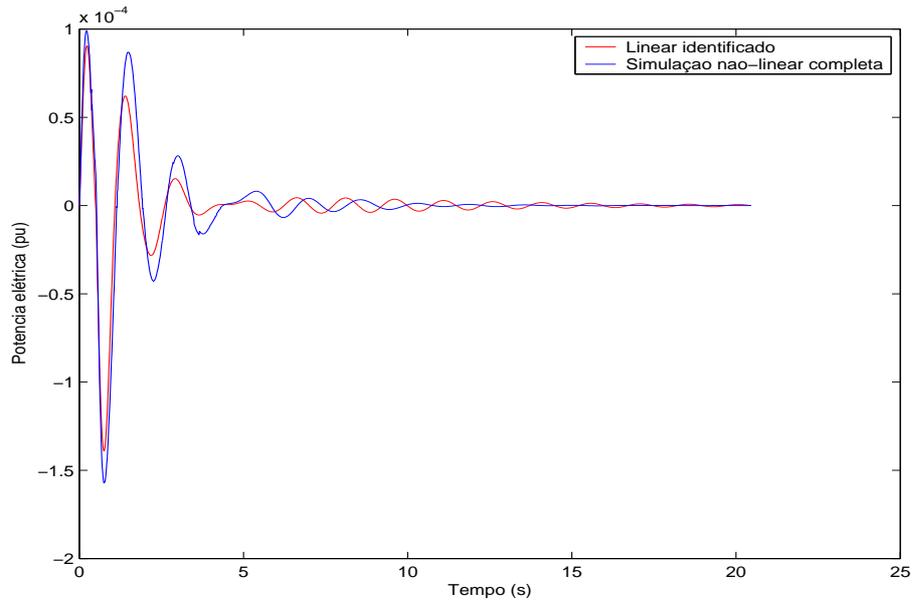


Figura 7.11: Comparação entre a simulação linear e não-linear do sistema em malha-fechada para o sinal de potência elétrica -  $SNR$  de  $45\text{ dB}$  para o sinal com ruído.

Tabela 7.7: Faixa de parâmetros e valores dos parâmetros do ESP para o sinal potência elétrica para a  $SNR$  de  $38\text{ dB}$ .

Limites	K	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$
Inicial	-10	0.001	0.05	0.001	0.05
Final	-400	1.9	1.055	1.00	1.051
Obtido	-72.81	1.4	0.87	0.86	0.67

é usado para obter os parâmetros de ESP. Esses parâmetros são mostrados na Tabela 7.7, e também os parâmetros obtidos para o controlador. Com os parâmetros obtidos, realiza-se simular linear no tempo. A simulação linear é comparada com a não-linear, conforme a Figura 7.15. Os sinais comportam-se de modo semelhante e ambos estabilizam em menos de 10 segundos. Após o ajuste do controlador o sistema torna-se estável, isso mostra-se pela comparação dos autovalores dos sistemas em malha-aberta e em malha-fechada, mostrados na Tabela 7.8.

## 7.6 DESEMPENHO DOS ESPs PARA UMA PERTURBAÇÃO DE-GRAU NA POTÊNCIA MECÂNICA

O bom desempenho dos ESPs deve ser verificado para diferentes tipos de perturbações, para diferentes variáveis e para as mesmas ou diferentes condições de operação. Desta maneira, nesta seção se apresenta os resultados do comportamento da potência elétrica

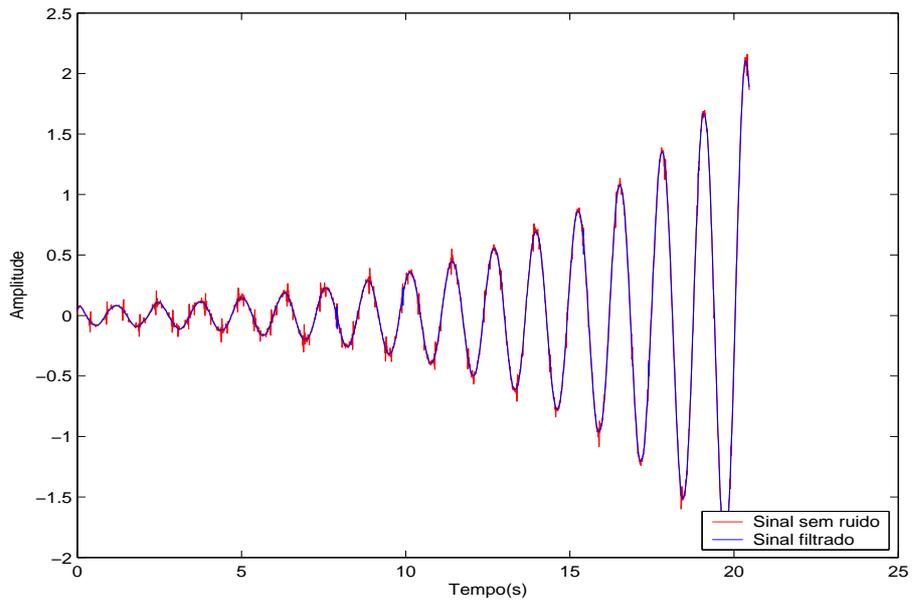


Figura 7.12: Sinal de potência elétrica original com  $SNR$  de  $38\text{ dB}$ .

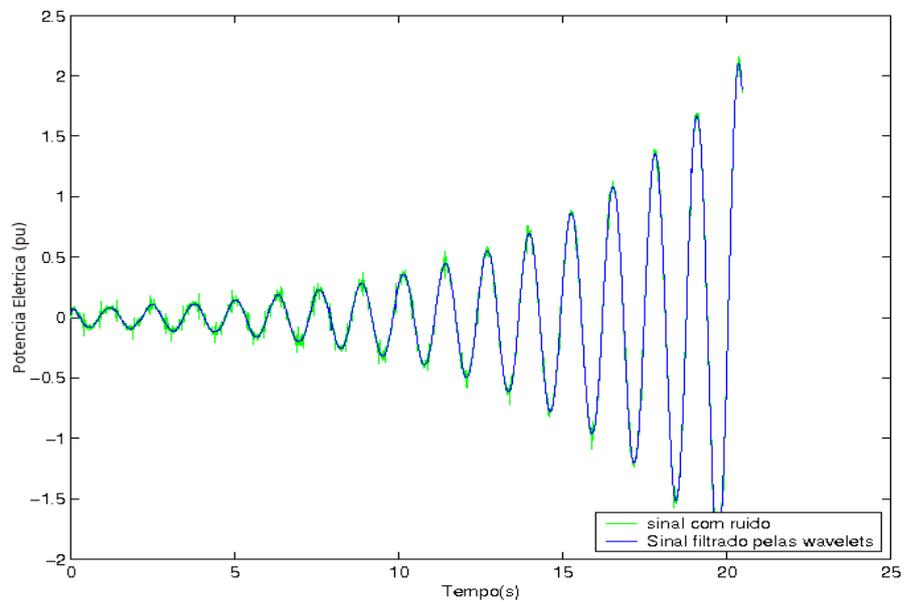


Figura 7.13: Sinal potência elétrica instável após *denoising*.

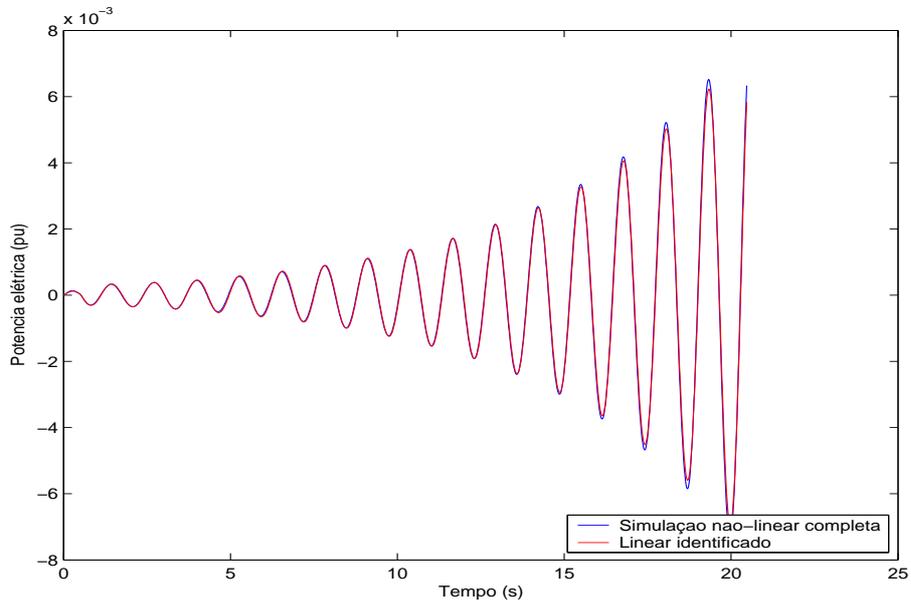


Figura 7.14: Sinal potência elétrica instável identificado.

Tabela 7.8: Autovalores do sistema *SISO* saída desvio de potência elétrica de Itaipu para a *SNR* de 38 *dB*.

Pólos MA	Amortecimento	Pólos MF	Amortecimento
$0.1680 \pm j4.9176$	-0.0341	$-4.2311 \pm j8.7190$	0.4366
$-0.1908 \pm j7.8054$	0.0244	$-0.6146 \pm j7.9372$	0.0772
$-0.2207 \pm j0.7254$	0.2911	$-0.6105 \pm j7.8585$	0.0775
$-0.5315 \pm j6.0393$	0.0877	$-0.6507 \pm j5.6770$	0.1139
$-4.1917 \pm j9.2294$	0.4135	$-0.1111 \pm j1.0634$	0.1040
$-0.0000 \pm j0.0000$	0.0000	$-0.0990 \pm j0.3249$	0.2915
$-0.0000 \pm j0.0000$	0.0000	$-1.1540 \pm j0.0000$	1.0000

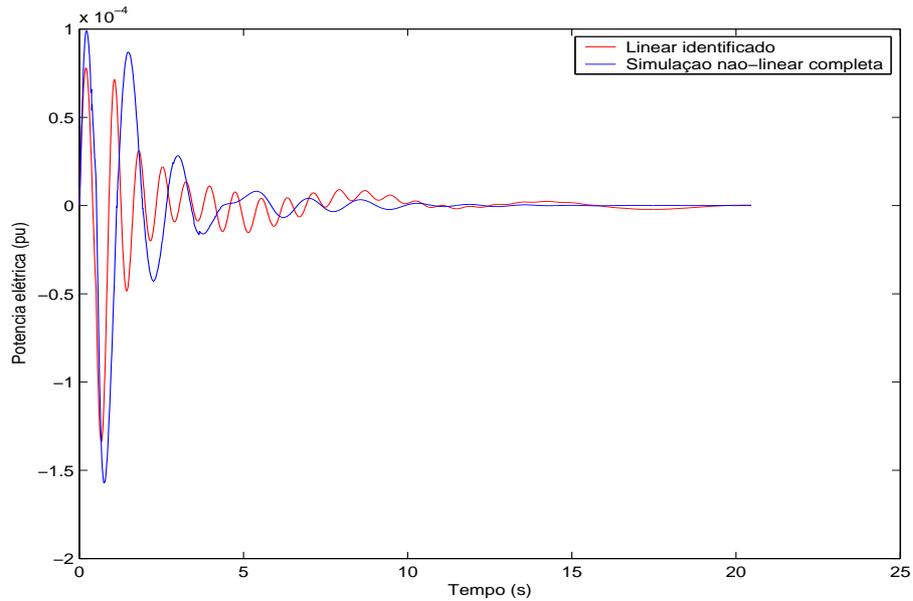


Figura 7.15: Comparação entre a simulação linear e a não-linear para a potência elétrica.

para uma perturbação degrau na potência mecânica.

Para fins de análise, considera-se os mesmos parâmetros dos ESPs apresentados nas Tabelas (7.1) a (7.3), para os controladores de velocidade, potência elétrica e potência acelerante, respectivamente. Objetiva-se compreender o desempenho dos ESPs pelo comportamento da potência elétrica para uma perturbação degrau de 0,01 na potência mecânica no regulador de velocidade, em vez da perturbação degrau no regulador de tensão. A Figura 7.16 mostra a potência elétrica medida na usina de Itaipu quando o sistema tem incorporado o ESP de velocidade. Percebe-se que após a perturbação na potência mecânica há um aumento da potência elétrica, mas em menos de 10 s, ocorre a estabilidade da potência elétrica para um valor de aproximadamente 0,5 pu.

Para o segundo ESP, isto é, o controlador derivado da potência elétrica, quando perturba-se com um degrau a potência mecânica, a potência elétrica apresenta um comportamento oscilatório decrescente, de modo lento, não estabiliza em torno de um ponto de operação até aos 21 s, como mostra a Figura 7.17. O sinal resposta potência elétrica medido apresenta oscilações decrescentes em magnitude, mas o seu desempenho mostra que o mesmo é instável. Na Figura 7.18 mostra o sinal potência elétrica para o ESP derivado da potência acelerante. Neste caso, a potência elétrica apresenta muitas oscilações mas ainda assim, mostra um desempenho estável após aproximadamente 12 s. Das Figuras 7.16 a 7.18 observa-se que a variação da potência mecânica influencia as potência elétrica, sendo mais significativo para o caso dos

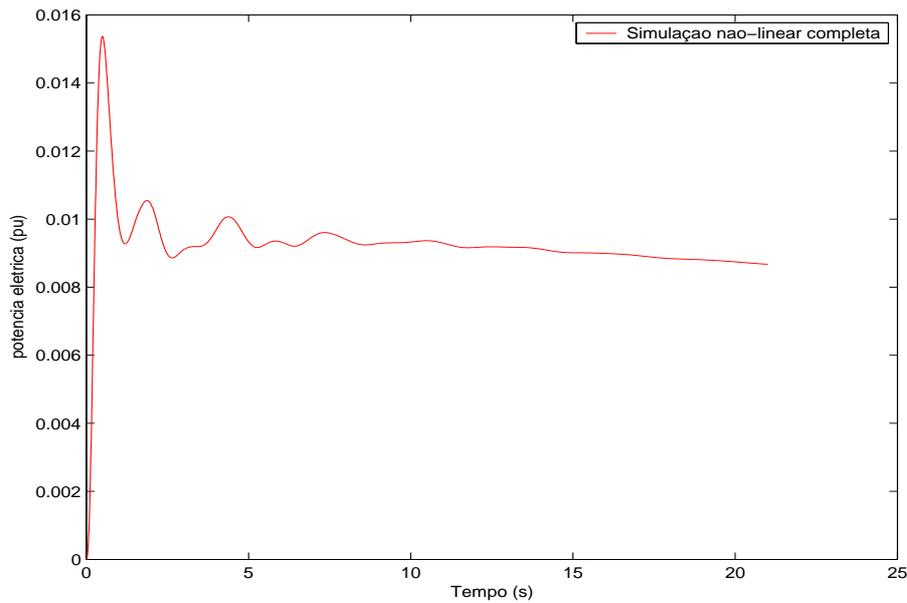


Figura 7.16: Sinal potência elétrica em resposta a perturbação ao degrau na potência mecânica para o ESP derivado da velocidade.

ESP derivados da potência elétrica e da potência acelerante, pois ambos dependem diretamente da potência elétrica. Pelo desempenho dos ESPs derivados da velocidade, potência elétrica e da potência, mostrados nas Figuras 7.5 a 7.7 para a entrada degrau no regulador de tensão e nas Figuras 7.16 a 7.18 para a entrada degrau na potência mecânica, percebe-se que o ESP derivado da potência elétrica o mais sensível a variações na potência mecânica.

## 7.7 CONCLUSÃO

Nesse capítulo a metodologia proposta de identificação de sistema, foi aplicada a um sistema instável em malha-aberta. O resultado da identificação permitiu a determinação de uma representação de estado linear de baixa ordem. O modelo linear foi utilizado para ajustes dos ESPs derivados dos sinais da velocidade, da potência elétrica e da potência acelerante. Mesmo sob condições de ruído, a identificação mostrou-se satisfatória, bem como todos os ajustes de ESPs efetuados. Simulações linear e não-linear do sistema em malha-fechada comprovaram a eficácia da técnica de identificação e dos ajustes dos ESPs.

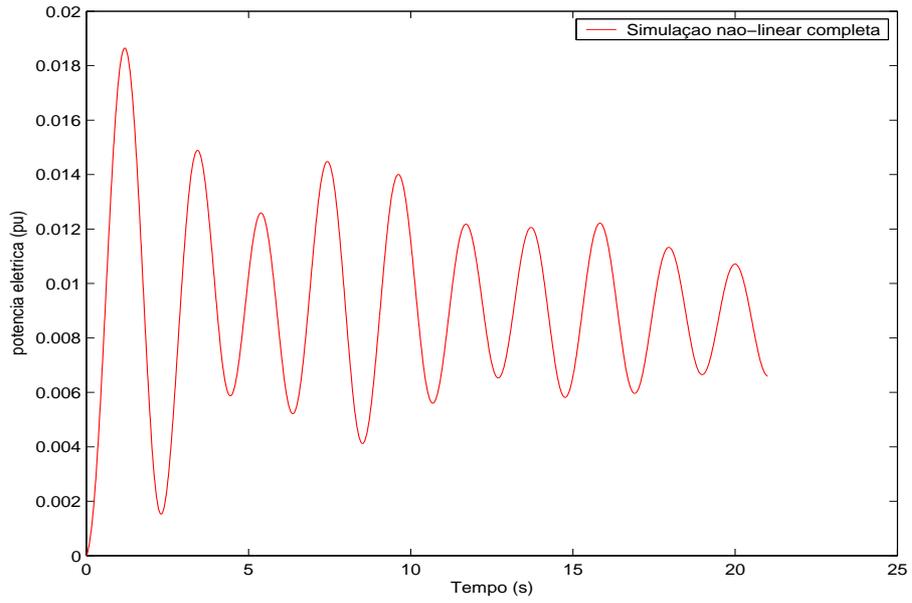


Figura 7.17: Sinal potência elétrica em resposta a perturbação ao degrau na potência mecânica para o ESP derivado da potência elétrica.

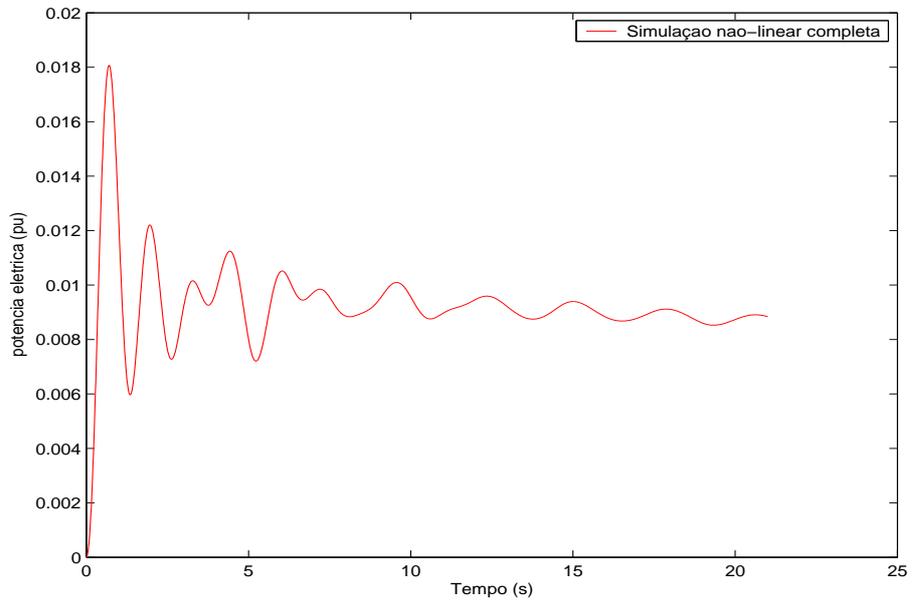


Figura 7.18: Sinal potência elétrica em resposta a perturbação ao degrau na potência mecânica para o ESP derivado da potência acelerante.

## Capítulo 8 CONCLUSÃO

### 8.1 CONCLUSÕES GERAIS

Esta tese apresentou uma metodologia para identificação de sistemas a partir de um sinal de saída com ruído. O sinal de saída é gerado a partir de uma perturbação em uma determinada entrada do sistema. Foram utilizados, ou um degrau, ou um pulso como sinal de excitação. A partir dos sinais de saída e do sinal de entrada foram calculadas as respostas ao impulso de uma função de transferência escalar para o sistema.

Quando presente, o ruído foi minimizado por um processo conhecido como *denoising*, mediante uso de transformada *wavelets*. Para esta finalidade, utilizou-se a *wavelet* mãe Daubechies 4, por apresentar características semelhantes às curvas de transitórios eletromecânicos. Considerando os diversos níveis de ruído e os sistemas testes utilizados, o processo de *denoising* mostrou-se bastante eficaz, conforme comparação entre os sinais com e sem ruído simulados.

Após o processo de *denoising*, os sinais foram identificados usando-se o método de casamento dos momentos de funções de transferência no domínio da transformada  $z$ . Optou-se por apresentar as funções de transferência dos sistemas identificados, inicialmente, na forma de pólos e resíduos no domínio  $z$ , em um formato no qual os resíduos são iguais aos de uma função de transferência equivalente no domínio  $s$ . Os pólos no domínio  $s$  e  $z$  são relacionados por uma transformação conforme dependente do período de amostragem. Mesmo de baixa ordem, ainda foi possível reduzir a função de transferência identificada, porque a mesma pode conter modos que não fazem parte do processo, como aqueles devido a pequeno nível de ruído, ou modos que pouco contribuem para o sinal identificado de interesse.

A partir das funções de transferência identificadas foram efetuados testes em três sistemas de potência visando aferir a eficácia da técnica de identificação e a qualidade resultante diante da presença de ruído. Com relação a este aspecto, as simulações no domínio do tempo e da frequência indicam adequada aderência entre as curvas identificadas e originais, comprovando a eficácia da técnica.

Foram realizadas simulações em um sistema de grande porte para avaliar a capacidade do método em identificar curvas geradas por programas de simulação, a partir de transitórios eletromecânicos (simulação não-linear de um sistema real) e de sistemas instáveis. Para uma dada condição de operação, foram observadas sinais de potência elétrica terminal do gerador de Itaipu, além da velocidade e da potência acelerante. Este último foi sintetizado a partir dos dois sinais anteriores.

Mesmo sob condições de ponto de operação instável e, considerando ou não ruído, sempre foi possível se identificar um modelo linear de baixa ordem para esse sistema não-linear.

Com base no modelo linear identificado, procedeu-se ao ajuste de um ESP para o gerador de Itaipu. Nos testes, o ESP foi considerado na sua estrutura clássica, na forma de um bloco *wash-out*, blocos de avanço-atraso mais um ganho. Nenhuma alteração foi realizada com relação ao regulador de tensão da usina. Os três tipos de sinais de entrada identificados anteriormente foram utilizados um de cada vez como entrada para o ESP. Apesar dos níveis de ruído considerados e do fato do sistema ser instável, o ajuste do ESP mostrou-se plenamente satisfatório, conforme confirmado efetuando-se simulações linear e não-linear no tempo. Este resultado é excelente, uma vez que ajustes podem ser feitos utilizando-se modelos lineares extremamente reduzidos, com alta precisão, mesmo considerando um sistema de grande porte, simulado com elevado grau de detalhamento, representando satisfatoriamente um sistema real.

## 8.2 CONTRIBUIÇÕES

Dentre as principais contribuições desta tese podem ser destacados os seguintes aspectos:

1. determinação de um modelo linear de uma função de transferência na forma de pólos e resíduos, calculados a partir de uma representação no domínio  $z$  precedida de pré-filtragem através de *wavelets*;
2. desenvolvimento de uma metodologia fundamentada na identificação de sistemas para ajuste de estabilizadores de potência e adequada para redes reais, considerando ruído e um sistema instável;

3. desenvolvimento de metodologia de representação de sistemas *MIMO* a qual pode ser utilizada para o projeto de controladores para sistemas com essas características;
4. concepção de um método linear de identificação capaz de auxiliar na análise e estudos de sistemas não-lineares, quando submetidos a pequenas perturbações.

### 8.3 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Como resultados da presente pesquisa, são vislumbradas várias alternativas para continuidade do trabalho relativo à linha de identificação de sistemas. O enfoque tratado nesta tese foi voltado para aplicações em sistemas elétricos de potência. No entanto, evidentemente, outras aplicações dispõem de vasto espaço nesta área, podendo ser citadas as seguintes opções para continuidade do trabalho:

1. Aplicar a técnica de identificação a sistemas *MIMO*, utilizando essa representação para o ajuste coordenado de ESP e controladores para amortecimento de oscilações de potência em dispositivos *FACTS*.
2. Realizar identificação de sistemas utilizando dados reais obtidos e comparar os resultados com os resultados de simulação.
3. Utilizar técnicas de controle ótimo para o projeto de controladores de sistemas de potência, considerando sinais coordenados por um controlador central, incluindo modelagem do efeito do retardo entre o controlador central e o local onde o sinal de entrada do controlador é medido.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] A. Al-Rawi, M. Devaney. Wavelets and power system transient analysis. *IEEE Instrumentation and Measurement*, pages 1331–1334, May 1998.
- [2] A. C. Klauw, M. Verhaegen, P. P. J. Van den Bosch. State space identification of closed loop systems. In *Proceedings of the 30th Conference on Decision and Control*, pages 1327–1332. IEEE, 1991.
- [3] A. J. A. S. Costa, F. D. Freitas, A. S. Silva. Design of decentralized controllers for large power systems considering sparsity. *IEEE Transactions on Power Systems*, 12(1):144–152, February 1997.
- [4] A. J. A. S. Costa, F. D. Freitas, H. E. Peña. Power system stabilizer design via structurally constrained optimal control. *Electric Power Systems Research*, 33:33–40, 1995.
- [5] A. J. A. S. Costa, F. D. Freitas, H. E. Peña. Integrated design of large scale power systems controllers. *V Symposium of Specialists in Electric Operational and Expansion Planning*, 2:33–40, 1996.
- [6] P. S. Addison. Wavelet transform and ecg: a review. *Institute of Physics Publishing*, (26):R155–R199, August 2005.
- [7] L. A. Aguirre. *Introdução à Identificação de Sistemas - Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais*. Editora UFMG, Av. Antônio Carlos, 6627 - Biblioteca Central, sala 405, Campus Pampulha, Belo Horizonte/MG, primeira edition, 2000.
- [8] E. O. Brigham. *The Fast Fourier Transform and its Applications*. Englewood Cliffs, 1988.
- [9] C. Burrus, R. Gopinath, H. Guo . *Introduction to Wavelets and Wavelet Transforms - A Primer*. Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey 07458, 1998.

- [10] C. H. C. Guimarães, G. N. Taranto, S. G. Junior, N. Martins. Projeto de estabilizadores de sistemas de potência por posicionamento parcial de par de pólos complexos conjugados. *Anais do XVIII Congresso Brasileiro de Automática*, 1:1661–1666, Setembro 2000.
- [11] C. R. Houck, J. A. Jones, M. G. Kay. A genetic algorithm for function optimization: A matlab implementation. Technical report, North Caroline State University, Raleigh, NC, 2769-5 7906 - USA (919) 515-5188, 2004.
- [12] CEPEL. *Análise de Transitórios Eletromecânicos*. Centro de Pesquisas de Energia Elétrica, Dezembro 2002.
- [13] C. T. Chen. *Linear System Theory and Design*. Electrical and Computer Engineering. HRW, first edition, 1970.
- [14] D. A. Coley. *An Introduction to Genetic Algorithms for Scientists and Engineers*. 1997.
- [15] D. Beasley, D. R. Bull, R. R. Martin. Na overview of genetic algorithms: Part 1, fundamentals. *University Computing*, 15(2):58–69, 1993.
- [16] D. C. Robertson, O. I. Camps. Wavelets and electromagnetic power system transients. *IEEE Transaction on Power Delivery*, 11:1050–1056, February 1996.
- [17] D. J. Trudnowski, J. E. Dagle . Effects of generator and static-load nonlinearities on electromechanical oscillations. *IEEE Transactions on Power Systems*, 12(3):1283–1289, August 1997.
- [18] D. J. Trudnowski, J.M. Johnson, J. F. Hauer. Simo system identification from measured ringdowns. *Proceedings of the American Control Conference*, 1:2968–2972, June 1998.
- [19] D. L. Donoho, I. M. Johnstone, G. Kerhacharian, D. Picard. Wavelet shrinkage: asymptopia. *Journal of the Royal Statistical Society*, 57(2):301–369, 1995.
- [20] D. Trudnowsky, M. Donnelly, J. Hauer. A procedure for oscillatory parameter identification. *IEEE Transactions on Power Systems*, 9(4):2049–2055, November 1994.
- [21] T. B. Nguyen D. Ziou. Contextual and non-contextual performance evaluation of edge detectors. *Pattern Recognition*, 21(9), 2000.
- [22] I. Daubechies. Ten lectures on wavelets. *Series in App. Math.*, 1991.

- [23] I. Daubechis. Wavelets: A tool for time-frequency analysis. *Multidimensional Signal Processing Workshop*, page 98, September 1989.
- [24] D L Donoho. De-noising by soft thresholding. *IEEE Transactions Information Theory*, 41(3):613–627, May 1995.
- [25] E. V. Larsen, D. Swann. Applying power systems stabilizer part i-iii. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-100(6):3017–3041, 1981.
- [26] F. D. Freitas, L. F. J. Feranandes, G. L. Brito. Redução da ordem de sistemas dinâmicos em sistemas de potência considerando soluções de equação de lyapunov de baixo rank. In *XII Encontro de Regional Ibero-Americano do CIGRE*. CIGRE, May 2007.
- [27] F. D. Freitas, L. F. J. Feranandes, N. Martins. Aplicação em sistemas de potência de identificação de sistemas dinâmicos com múltiplas entradas e múltiplas saídas considerando sinais ruidosos. In *XII Encontro de Regional Ibero-Americano do CIGRE*. CIGRE, May 2007.
- [28] F. D. Freitas, L. F. J. Feranandes, N. Martins. Estimação de modos de oscilação a partir de sinais transitórios eletromecânicos: uma aplicação ao sistema interligado brasileiro. In *XVI SNPTE*, Novembro 2007.
- [29] F. D. Freitas, L. F. J. Fernandes, N. Martins. Power systems transfer function identification of output noisy signals. pages 1–12, Florianópolis -Santa Catarina-Brazil,, May 2006. X Symposium of Specialists in Electric Operational and Expansion Planning.
- [30] F. D. Freitas, L. F. J. Fernandes, N. Martins. Utilização de wavelets no processo de redução do nível de ruído para identificação de funções de transferência de sinais em ambientes ruidosos. In *IX Encontro de Modelagem Computacional*. IX Encontro de Modelagem Computacional, Novembro 2006.
- [31] F. D. Freitas. *Ajuste de Estabilizadores de Sistemas de Potência Via Controle Ótimo com Restrições Estruturais*. PhD thesis, Universidade Federal de Santa Catarina,, Florianópolis, Santa Catarina, República Federativa do Brasil, Março 1995.
- [32] G. P. Liu, S. A. Billings, V. Kadiramanathan. Nonlinear system identification using wavelet networks. *IEE*, (455):1248–1253, September 1998.
- [33] G. Strang, T. Nguyen. *Wavelets and Filter Banks*. Wellesley- Cambridge Press, Wellesley MA, 1996.

- [34] A. Graps. An introduction to wavelets. *IEEE Computer Science Engineering*, 2(2):50–61, February 1995.
- [35] IEEE Working Group. Annotated bibliography on power system stability controls 1986-1994. *IEEE Transactions on Power Systems*, 88(4):794–804, May 1996.
- [36] J. Bayne, D. C. Lee, W. Watson. A power system stabilizer for thermal units based on derivation of accelerating power. *IEEE Transactions on Power Apparatus*, PAS-96:1777–1783, 1977.
- [37] J. C. R. Ferraz, N. Martins, N. Z. Junior, J. M. C. Soares, G. N. Taranto. Adverse increase in generator terminal voltage and reactive power transients caused by power system stabilizers. *PES Winter Meeting 2002*, 2002.
- [38] J. E. V. Ness, F. D. Dean. Interaction between subsystems of a power system. *American Control Conference*, 2:1553 – 1557, July 1994.
- [39] J. F. Hauer, C. J. Demeure, L. L. Scharf. Initial results in prony analysis of power system response signals. *IEEE Transactions on Power Systems*, 5(1):80–89, February 1990.
- [40] M. Jansen. Noise reduction by wavelet thresholding. Lectures notes in statistics, Springer-Verlag, 2001.
- [41] L. M. Junior. *Digital Spectral Analysis-With Applications*. Prentice-Hall Signal Processing Series. Englewood Cliffs, first edition, 1987.
- [42] K. Goto, R. Ishii. Failure diagnosis of rotating machine by frequency modulation. volume 1, pages 376–381, January 2000.
- [43] K. S. Narendra, K. Parthasarathy. Identification and control of dynamical systems using neural networks. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 1(1):1–12, March 1990.
- [44] P. Kundur. *Power System Stability and Control*. Power System Engineering. McGraw Hill, 1994.
- [45] L. F. J. Fernandes, F. D. Freitas, N. Martins. Representação de um sistema de potência considerando a sintetização de um sinal de potência acelerante de saída. In *IX Encontro de Modelagem Computacional*. IX Encontro de Modelagem Computacional, Novembro 2006.

- [46] L. T. G. Lima, L. H. Bezerra, C. Tomei, N. Martins. New methods for fast small-signal stability assessment of large scale power systems. *IEEE Transactions on Power Systems*, 10(4):1979 – 1985, November 1995.
- [47] L. Ljung. *System Identification: Theory for the User*. Prentice Hall, NJ, 1987.
- [48] S. E. Lyshevski. Identification of nonlinear systems with noisy data: A nonlinear mapping-based concept in time domain. *Proceedings of the American Control Conference June 2001*, 1:1334–1335, June 2001.
- [49] M. A. Johnson, I. P. Zarafonitis, M. Calligaris. Prony analysis and power system stability some recent theoretical and applications research. *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, 11:1918–1922, 2000.
- [50] M. Vetterli, C. Herley. Wavelets and filter banks: Theory and design. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 40(9):2207–2232, September 1992.
- [51] S. Mallat. *A Wavelet Tour of Signal Processing*. Academic. San Diego, CA, 1998.
- [52] N. Martins. Efficient eigenvalue and frequency response methods applied to power system small-signal stability studies. *IEEE Transactions on Power Systems*, PWR-1(1):217–226, 1986.
- [53] N. Martins. Eigenvalue and frequency domain analysis of small electromechanical stability problems. *IEEE Press*, 90th292-3-PWR:17–33, 1990.
- [54] N. Martins. The dominant pole spectrum eigensolver. *IEEE Transactions on Power Systems*, 12:245–254, February 1997.
- [55] M. Mitchell. *An Introduction to Genetic Algorithms*. Prentice Hall, 2002.
- [56] A Murdock, S Venkataraman, R Lawson, and W Pearson. Integral of accelerating power type pss part 1 - theory, design and tuning methodology. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 14(4):1658–1663, 1999.
- [57] N. Martins, H. J. C. P. Pinto, L. T. G. Lima. Efficient methods for finding transfer function zeros of power systems. *IEEE Transactions on Power Systems*, 7(3):1350–1361, 1992.
- [58] N. Martins, L. T. G. Lima. Determination of suitable locations for power system stabilizers and static var compensators for damping electromechanical oscillations in large power systems. In *16th Power Industry Computer Application Conference*, pages 74–82, 1989.

- [59] N. Martins, L. T. G. Lima, H. J. C. P. Pinto. Computing dominant poles of power system transfer functions. *IEEE Transactions on Power Systems*, 11(1):162–170, February 1996.
- [60] New Jersey Centre of Wireless Research. System identification with denoising. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1:576–579, 2000.
- [61] P. Gaspillaud, A. Grossmann, J. Morlet. Cycle-octave and related transforms in seismic signal analysis. *Geoexploration*, (23):85–102, 1984.
- [62] P. Kundur, M. Klein, G. Rogers. Application of a power systems stabilizers for enhancement of overall system stability. *IEEE Transactions on Power Systems*, PWRS-4(2):707–713, 1989.
- [63] P-T. Zhao, Z-Y. He. On multidimensional system identification. *Proceedings Integrating Research, Industry and Education in Energy and Communication Engineering*, 1:189–192, 1989.
- [64] R. Coifman, and D. Donoho. Translation-invariant de-noising. Technical report, Yale University and Stanford University, 1998.
- [65] R. Kumarasen, D. Tufts. Estimating the parameters of exponentially damped sinusoids and pole-zero modeling in noise. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, ASSP-30(6):833–840, December 1982.
- [66] S. M. Kay, S. L. M. Junior. Spectrum analysis - a modern perspective. *Proceedings of IEEE*, 69:1380–1414, November 1981.
- [67] S. Santoso, E. J. Power, W. M. Grady, P. Hoffman. Power quality assessment via wavelet transform analysis,. *IEEE Transaction on Power Delivery*, 11(11):924–930, May 1996.
- [68] S. Turner, P. Picton, J. Campbell. Extraction of short-latency evoked potential using a combination of wavelets and evolutionary algorithms. *Medical Engineering and Physics*, 25:407–412, 2003.
- [69] T. K. Sarkar, C. Su, R. Adve, M. Salazar-Palma, L. Garcia-Castillo, R. B. Boix. A tutorial on wavelets from an electrical engineerign perspective, part 1: Discrete wavelet techniques. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 40(5):49–70, October 1998.

- [70] P. P. Vaidyanathan. Multirate digital filters, filter banks, polyphase networks, and applications: A tutorial. *Proceedings of IEEE*, 78(1):56–93, January 1990.
- [71] W-Q. Zhang, G-X. Song . A translation-invariant wavelet de-noising method based on a new thresholding function. *Proceedings of the Second International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, 4:2341–2345, November 2003.
- [72] Y. Lee, C. Wu. Damping of power system oscillations with output feedback and strip eigenvalue assignment. *IEEE Transactions on Power Systems*, 10(3):1620–1626, August 1995.





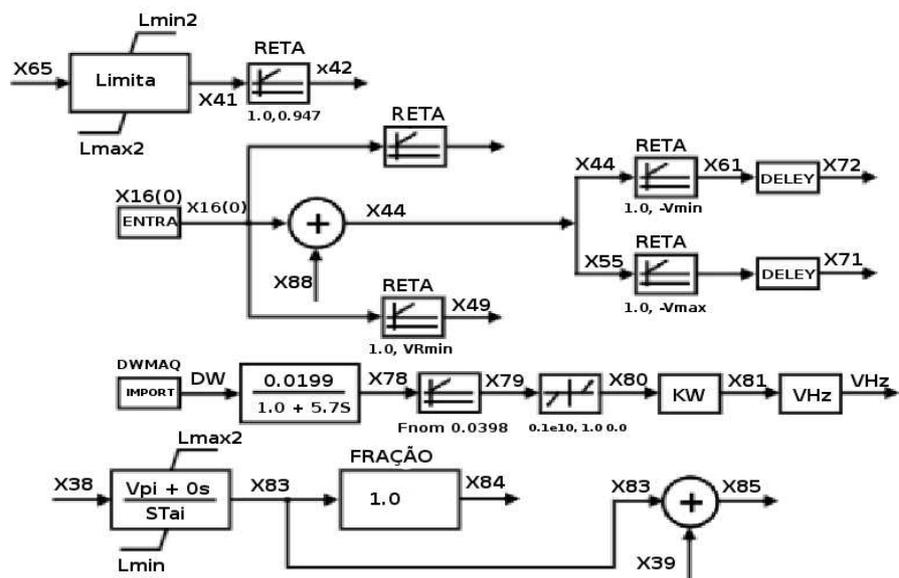


Figura A.4: Regulador de tensão da usina de Itaipu - Parte 4.

## Apêndice B ESTRUTURAS DOS ESPs

Neste apêndice apresentam-se os dados relativos aos ESPs adotados para a usina de Itaipu. Note-se que no ESP de potência acelerante, o sinal é sintetizado a partir da velocidade do eixo do rotor e da potência elétrica terminal. O sinal resultante é, na realidade, a integral da potência acelerante, embora se use indistintamente o termo somente potência acelerante.

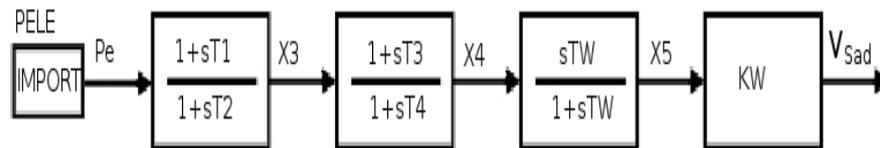


Figura B.1: Estabilizador para o sinal de desvio de velocidade.



Figura B.2: Estabilizador para o sinal de desvio de potência elétrica.

Os parâmetros não ajustados da Figura B.3 são:  $T_8 = 1.2$ ,  $T_9 = 0.3$  e  $HH = 86.224$ .

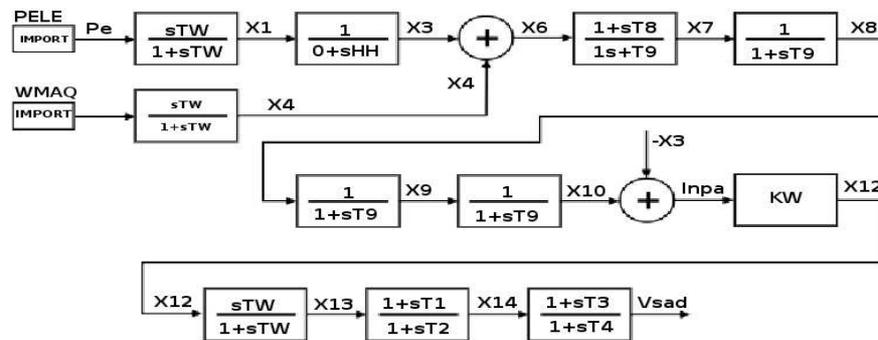


Figura B.3: Estabilizador para o sinal de desvio de sintetização da potência acelerante.

## Apêndice C ALGORITMOS GENÉTICOS

Nesse apêndice apresenta-se uma visão geral sobre algoritmos genéticos. Atualmente, existem várias técnicas de abordagem sobre AGs [14]-[55]. Mas, a forma básica ainda baseia-se no modelo introduzido por Holland conhecido com o algoritmo genético canônico.

### C.1 CARACTERÍSTICAS DOS ALGORITMOS GENÉTICOS

Os principais passos para se trabalhar com AGs, segundo [15], são apresentadas nos itens abaixo:

1. gerar uma população inicial;
2. avaliar a adaptação dos indivíduos da população;
3. selecionar os ancestrais da população;
4. efetuar o cruzamento entre os ancestrais selecionados;
5. eventual realização de mutação nos descendentes gerados;
6. avaliar a adaptação dos descendentes gerados;
7. substituir parte ou todos os indivíduos da população por seus descendentes até a obtenção de uma solução satisfatória.

Os passos necessários para a implementação desse algoritmo, demanda a execução das etapas abaixo:

1. definição dos cromossomos, que é um vetor composto por genes;
2. definição de uma função para avaliar a aptidão dos cromossomos, isto é, uma função que estima a capacidade de adaptação ao ambiente;

3. definição da etapa de seleção natural;
4. definição da etapa de reprodução dos cromossomos mediante a operação de cruzamento e efetuar o cruzamento entre os ancestrais selecionados;
5. definição da etapa de mutação dos cromossomos.

## **C.2 FUNCIONAMENTO DOS ALGORITMOS GENÉTICOS**

Para que o algoritmo genético funcione de modo adequado, dois princípios fundamentais são importantes: a codificação e a aptidão. A seguir são apresentados esses dois aspectos dos AGs.

### **C.2.1 Codificação**

Antes da execução de um AG, se torna necessária uma adequada codificação para o problema a ser resolvido. Assume-se que a solução do problema pode ser representada por um conjunto de parâmetros denominados genes, os quais são agrupados para formar um vetor de valores, comumente referidos como indivíduos ou cromossomos. Os códigos binários dos vetores de valores mais usados possuem 0's e 1's. Por exemplo, se 10 bits são usados para cada código de variável em um problema de otimização de duas variáveis, então os cromossomos podem ter dois genes, e consistem de 20 dígitos binários.

### **C.2.2 Função de adaptação**

Os AG's são atrativos para a solução de problemas de maximização (minimização). Os problemas de minimização são transformados em problemas de maximização através de transformação apropriada. Tem-se geralmente uma função de aptidão que é derivada de uma função objetiva usada em operações genéticas sucessivas. Para isso, certos operadores genéticos se tornam necessários para que a função adaptação seja não-negativa, embora certos operadores não possuam esta exigência.

### C.3 OS OPERADORES DOS ALGORITMOS GENÉTICOS

Os AG's trabalham com um conjunto de indivíduos compreendendo uma população. A população inicial consiste de  $N$  indivíduos gerados randomicamente, em que  $N$  é o tamanho da população. Para cada iteração do algoritmo, a adaptação de cada indivíduo na população corrente é calculada. A população é transformada em um novo estágio para gerar uma nova população para a próxima iteração. A transformação é efetuada em três estágios pela aplicação dos seguintes operadores genéticos:

#### C.3.1 Processo de seleção natural

Na primeira etapa, o operador de seleção é aplicado tantas vezes de acordo com o número de indivíduos da população. O processo de seleção natural adotado, coloca em ordem decrescente os  $p$  indivíduos da população utilizando o valor de adaptação  $f_i = 1/F_i$ , obtendo-se:  $f_{1 \geq} f_{2 \geq} \dots f_p$ . A melhor adaptação corresponde ao primeiro indivíduo da população e a pior adaptação corresponde ao último indivíduo. Nesse processo de seleção, Coley [14], utiliza uma distribuição de probabilidade proporcional à adaptação relativa da população. A adoção desta técnica de seleção dá-se em função de que o valor da probabilidade de escolha de um indivíduo independe do valor de adaptação, tornando-a mais rápida. Devido ao fato de existir vinculação entre a escolha do indivíduo com a ordem que o mesmo ocupa na população, isto é, independe do valor da adaptação, a etapa de escolha enfatiza sempre os melhores indivíduos, mesmo nas situações em que a adaptação começa a ser menos homogênea [55]. A população de  $N$  indivíduos replicada substitui a população original.

#### C.3.2 Processo de reprodução

Pela operação de cruzamento é realizada a reprodução dos cromossomos. Sendo aplicada em pares de cromossomos. Dois indivíduos, geralmente antecessores são escolhidos e combinados para gerar dois novos indivíduos, ou seja, particionando-se os cromossomos e recombinando essas partes, obtêm-se dois novos cromossomos que preservam as características dos cromossomos antecessores. A posição de particionamento combinada é feita por um número aleatório, entre  $n-1$  genes, em que  $n$  é o número de variáveis a serem estimadas, fazendo uma permuta entre os elementos da esquerda (ou direita) da posição escolhida, do primeiro cromossomo com os do segundo. A Figura C.1 mostra um exemplo de cruzamento entre duas soluções.

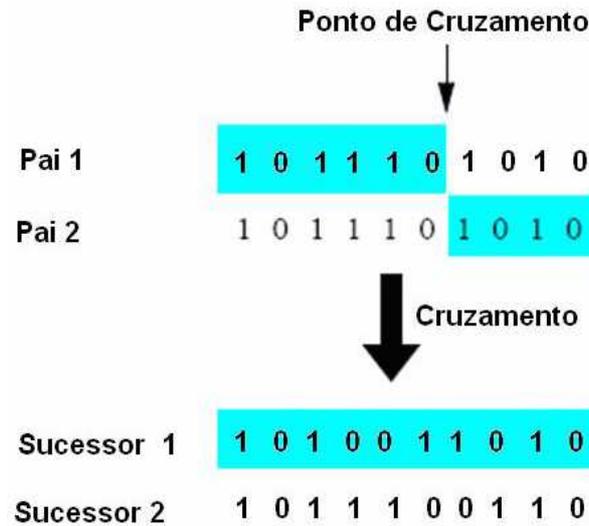


Figura C.1: Cruzamento entre populações.

### C.3.3 Processo de mutação

No estágio final, através do operador de mutação, as informações que foram eliminadas da população poderão voltar a ser introduzidas em um indivíduo durante o processo de reprodução. Assim sendo, o operador de mutação atua como um mecanismo de preservação contra a eventual perda de informações genéticas importantes. A probabilidade  $p_m$  que ocorra a mutação, definida como taxa de mutação, é variável no decorrer da busca, sendo maior à medida em que se observa a tendência de convergência da adaptação dos indivíduos da população.

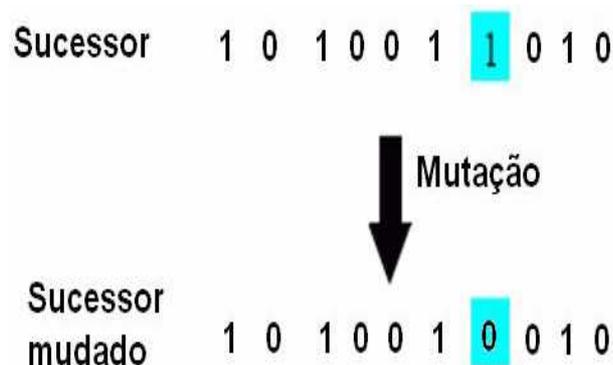


Figura C.2: Processo de mutação em uma população.