

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA  
ELÉTRICA**

**JOÃO CARLOS YOKOYAMA MENEZES**

**PROJETO ROBUSTO DE ESTABILIZADORES DE  
SISTEMAS DE POTÊNCIA USANDO OTIMIZAÇÃO DA  
RESPOSTA EM FREQUÊNCIA**

Florianópolis

2014



JOÃO CARLOS YOKOYAMA MENEZES

**PROJETO ROBUSTO DE ESTABILIZADORES DE  
SISTEMAS DE POTÊNCIA USANDO OTIMIZAÇÃO DA  
RESPOSTA EM FREQUÊNCIA**

Dissertação submetida ao Programa  
de Pós-Graduação em Engenharia Elé-  
trica para a obtenção do Grau de Mes-  
tre em Engenharia Elétrica.  
Orientador: Prof. Aguinaldo Silveira  
e Silva, Ph.D.

Florianópolis

2014

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Menezes, João Carlos Yokoyama

Projeto robusto de estabilizadores de sistemas de potência usando otimização da resposta em frequência / João Carlos Yokoyama Menezes ; orientador, Aguinaldo Silveira e Silva - Florianópolis, SC, 2014.

209 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Sistemas de potência. 3. Estabilidade a pequenas perturbações. 4. Estabilizadores de sistemas de potência. 5. Otimização. I. Silva, Aguinaldo Silveira e. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

JOÃO CARLOS YOKOYAMA MENEZES

**PROJETO ROBUSTO DE ESTABILIZADORES DE  
SISTEMAS DE POTÊNCIA USANDO OTIMIZAÇÃO DA  
RESPOSTA EM FREQUÊNCIA**

Esta Dissertação foi julgada aprovada para a obtenção do Título de “Mestre em Engenharia Elétrica”, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 11 de Março 2014.

---

Prof. Patrick Kuo Peng, Dr.  
Coordenador do Curso

**Banca Examinadora:**

---

Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, Ph.D.  
Orientador

---

Prof. Antonio José Alves Simões Costa, Ph.D.

---

Prof. Katia Campos de Almeida, Ph.D.

---

Prof. Ricardo Vasques de Oliveira, Dr.



Dedico este trabalho à meu pai e minha  
mãe.



## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço ao professor Aguinaldo pela orientação e pela relação de trabalho amistosa, que propiciou o clima adequado para o desenvolvimento desta dissertação. Agradeço aos colegas de laboratório pelo ambiente e discussões enriquecedoras. Agradeço à Susana e aos meus pais pelo incentivo e apoio. Agradeço também aos demais professores, em especial aos membros da banca e do LABSPOT e LabPlan, com quem muito aprendi e tiveram paciência e dedicação em sua tarefa de transmitir o conhecimento.



*I am the happiest man alive. I have that in me that can convert poverty to riches, adversity to prosperity, and I am more invulnerable than Achilles; fortune hath not one place to hit me.*

Sir Thomas Browne, *Religio Medici*  
(1642)



## RESUMO

# PROJETO ROBUSTO DE ESTABILIZADORES DE SISTEMAS DE POTÊNCIA USANDO OTIMIZAÇÃO DA RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

João Carlos Yokoyama Menezes

Florianópolis

2014

Neste trabalho é apresentada uma metodologia de projeto de Estabilizadores de Sistemas de Potência (PSSs) utilizando a resposta em frequência da função Gerador-Excitatriz-Sistemas de potência, denominada GEP. Para isto, é necessário estender o conceito de GEP para sistemas multi-máquinas, com a representação completa do sistema elétrico. Também opta-se pela utilização do PSS2B, um modelo PSS realista que inclui aspectos práticos a serem considerados no projeto. Para considerar robustez frente a mudanças na condição de operação dos sistemas, são aplicadas perturbações no sistema para gerar vários pontos de operação. Propõe-se um método de projeto para obter os parâmetros dos PSSs por meio de otimização em duas etapas. Na primeira, os parâmetros dos blocos de avanço/atraso são calculados para cada máquina separadamente. Na segunda, os ganhos são calculados maximizando o menor amortecimento dos modos de oscilação do sistema. Optativamente, há uma etapa adicional na qual os ganhos são recalculados por meio da minimização da norma  $H_2$  dos PSSs para diminuir o esforço de controle, mantendo um determinado valor para o amortecimento mínimo do sistema. Para avaliar o desempenho da metodologia proposta, são utilizados dois sistemas-teste: um sistema máquina-barras infinita e o sistema *New England-New York* de 68 barras e 16 máquinas. **Palavras-chave:** sistemas de potência, estabilidade a pequenas perturbações, PSS, otimização, controle robusto, PSS2B



## ABSTRACT

# PSS ROBUST DESIGN USING OPTIMIZATION OF THE FREQUENCY RESPONSE

João Carlos Yokoyama Menezes

Florianópolis

2014

In this work a Power System Stabilizer (PSS) design method based on the use of the frequency response characteristics of the Generator-Exciter-Power System (GEP) transfer function is presented. Therefore, it is necessary to extend the concept of GEP to multimachines systems, with the complete representation of the power system. Also, it is considered the use of the PSS2B model in the design, because it is a realistic model and includes some practical aspects to be considered in the design. To take into account robustness to changes in operating conditions, disturbances are applied to the system to generate different operating points. A design method is proposed to obtain the PSS parameters through optimization, divided in two stages. In the first stage, the lead/lag blocks parameters are calculated for each PSS individually. In the second stage, the gains are obtained by maximizing the smallest damping of the oscillation modes. Optionally, there is an additional stage in which the gains are recalculated through the minimization of the  $H_2$  norm of the PSSs, to decrease the control effort, maintaining a fixed value of minimum damping. To assess the performance of the proposed method, two test systems are used: a single machine-infinite bus system and the New England-New York System, with 68 buses and 16 machines.

**Keywords:** power systems, small signal stability, PSS, optimization, robust control, PSS2B



## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1	Classificação dos estudos de estabilidade. . . . .	30
Figura 2.2	Modelo Heffron-Phillips com regulador de tensão. . . . .	48
Figura 2.3	Diagrama de blocos da função de transferência $\frac{\Delta P_e}{\Delta V_{ref}}$ com $\Delta\omega = 0$ . . . . .	49
Figura 3.1	Estrutura do PSS2B. . . . .	56
Figura 3.2	Resposta em frequência de $G_{wo}(s)$ , variando $T_w$ . . . . .	58
Figura 3.3	Resposta em frequência do integrador e do filtro passa-baixas do PSS2B. . . . .	60
Figura 3.4	Comparação da resposta em frequência entre o filtro seguidor de rampa de quarta e de quinta ordem. . . . .	63
Figura 3.5	Resposta em frequência da função de transferência em (3.9). . . . .	64
Figura 3.6	Diagrama equivalente das entradas utilizado para ajuste do PSS2B. . . . .	65
Figura 3.7	Estrutura do PSS4B [14]. . . . .	67
Figura 3.8	Filtros para geração dos sinais de entrada do PSS4B [14]. 68	68
Figura 4.1	Fluxograma geral simplificado da otimização de fase. . . . .	73
Figura 5.1	Exemplo simplificado da função objetivo de otimização de fase com um modo e um ponto de operação. . . . .	90
Figura 5.2	Exemplo simplificado da função objetivo de otimização de fase com vários modos e vários pontos de operação. . . . .	91
Figura 5.3	Lugar geométrico das raízes mostrando não-continuidades no gradiente de $\xi_{min}$ . . . . .	95
Figura 5.4	Lugar geométrico das raízes mostrando possível não-convexidade em $\xi_{min}$ . . . . .	97
Figura 5.5	Sistema de malha fechada para encontrar o ganho estático considerando apenas um cenário. . . . .	106
Figura 6.1	Diagrama do SMIB. . . . .	107
Figura 6.2	Característica de fase da função 1/GEP para os vários pontos de operação e da alternativa 1 do PSS. . . . .	109
Figura 6.3	Característica de fase da função 1/GEP para os vários pontos de operação e da alternativa 2 do PSS. . . . .	110
Figura 6.4	Característica de fase da função 1/GEP para os vários	

	pontos de operação e do PSS definido em [31].....	111
Figura 6.5	Diagrama de Bode dos blocos de avanço/atraso dos PSS2B-1 e PSS2B-3.....	113
Figura 6.6	Diagrama do sistema NYNE.....	114
Figura 6.7	Resultado da otimização da fase do PSS da máquina 9.....	119
Figura 6.8	Resultado da otimização da fase do PSS da máquina 12.....	120
Figura 6.9	Resposta no tempo de $\delta_{G9}$ à perturbação selecionada sem PSSs no sistema. ....	124
Figura 6.10	Resposta no tempo de $\delta_{G9}$ à perturbação selecionada com PSS2Bs com $K_{S1}$ obtido por maximização de $\xi_{min}$ .....	124
Figura 6.11	Resposta no tempo de $\delta_{G9}$ à perturbação selecionada com PSS2Bs com $K_{S1}$ obtido por minimização da norma $H_2$ . ....	125
Figura 6.12	Esforço de controle do PSS da máquina 2. ....	125
Figura A.1	Fluxograma do processo de eliminação de combinações repetidas. ....	153
Figura A.2	Fluxograma do algoritmo de incremento de um número na base $n_{grid}$ . ....	154
Figura A.3	Fluxograma geral simplificado da otimização de fase. ....	156
Figura D.1	RT de primeira ordem. ....	177

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1	Ganho e fase do filtro <i>washout</i> duplo em 0,2 Hz, variando $T_w$ . . . . .	59
Tabela 2	Parâmetros de cada ponto de operação do sistema SMIB. . . . .	108
Tabela 3	Parâmetros dos PSS2B-1, PSS2B-2 e PSS2B3, juntamente com o $\xi_{min}$ obtido. . . . .	112
Tabela 4	Modos dominantes do SMIB para cada PSS em cada ponto de operação. . . . .	112
Tabela 5	Pontos de operação escolhidos. . . . .	115
Tabela 6	Modos eletromecânicos escolhidos para o processo de otimização de fase do sistema NYNE. . . . .	116
Tabela 7	Estados mais influenciados pelos modos no sistema NYNE. . . . .	117
Tabela 8	Pesos $\gamma$ de cada modo associado a cada máquina no processo de otimização de fase dos PSSs. . . . .	118
Tabela 9	Parâmetros dos blocos de avanço/atraso dos PSS2Bs para o sistema NYNE. . . . .	119
Tabela 10	Ganhos dos PSS2Bs maximizando $\xi_{min}$ . . . . .	121
Tabela 11	Modos dominantes do sistema NYNE com PSSs com ganhos calculados maximizando $\xi_{min}$ . . . . .	121
Tabela 12	Ganhos obtidos ao minimizar a norma $H_2$ limitando o menor amortecimento em 5%. . . . .	122
Tabela 13	Modos dominantes do sistema NYNE com PSSs com ganhos calculados minimizando a norma $H_2$ . . . . .	123
Tabela 14	Dados do gerador do sistema SMIB. . . . .	177
Tabela 15	Arquivo de saída do fluxo de potência no ANAREDE. . . . .	182
Tabela 16	Arquivo de saída do fluxo de potência no ANAREDE (cont.). . . . .	183
Tabela 17	Dados de linha do sistema NYNE. . . . .	184
Tabela 18	Dados de linha do sistema NYNE (cont.). . . . .	185
Tabela 19	Dados das máquinas do sistema NYNE. . . . .	186
Tabela 20	Dados dos reguladores de tensão do sistema NYNE. . . . .	187
Tabela 21	Autovalores menos amortecidos do sistema nominal (PO1) sem PSSs. . . . .	192
Tabela 22	Autovalores menos amortecidos do PO2 sem PSSs. . . . .	193
Tabela 23	Autovalores menos amortecidos do PO3 sem PSSs. . . . .	194

Tabela 24	Autovalores menos amortecidos do PO4 sem PSSs. . . .	195
Tabela 25	Autovalores menos amortecidos do PO5 sem PSSs. . . .	196
Tabela 26	Autovalores menos amortecidos do PO6 sem PSSs. . . .	197
Tabela 27	Autovalores menos amortecidos do PO1 com PSSs. . . .	202
Tabela 28	Autovalores menos amortecidos do PO2 com PSSs. . . .	203
Tabela 29	Autovalores menos amortecidos do PO3 com PSSs. . . .	204
Tabela 30	Autovalores menos amortecidos do PO4 com PSSs. . . .	205
Tabela 31	Autovalores menos amortecidos do PO5 com PSSs. . . .	206
Tabela 32	Autovalores menos amortecidos do PO6 com PSSs. . . .	207

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AC	<i>Alternating Current</i>
ANAREDE	Programa de Análise de Redes
ANATEM	Programa de Análise de Transitórios Eletromecânicos
BFGS	Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno
CEPEL	Centro de Pesquisas de Energia Elétrica
DC	<i>Direct Current</i>
FACTS	<i>Flexible AC Transmission System</i>
GEP	<i>Generator-Exciter-Power System</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
LMI	<i>Linear Matrix Inequality</i>
LTI	<i>Linear Time-Invariant</i>
MATLAB	<i>Matrix Laboratory</i>
MIMO	<i>Multiple Input, Multiple Output</i>
NETS	<i>New England Test System</i>
NYNE	Sistema <i>New England-New York</i>
NYPS	<i>New York power system</i>
PacDyn	Programa de Estabilidade a Pequenas Perturbações
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PSS	<i>Power System Stabilizer</i>
RAM	<i>Random Access Memory</i>
RT	Regulador de Tensão
SISO	<i>Single Input, Single Output</i>
SMIB	<i>Single Machine-Infinite Bus</i>
SOLVOPT	<i>Solver for Local Optimization Problems</i>



## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	25
1.1 Objetivo Geral .....	26
1.2 Objetivos específicos .....	26
1.3 Estrutura da dissertação .....	26
<b>2 ESTABILIDADE A PEQUENAS PERTURBAÇÕES</b> .....	29
2.1 Introdução .....	29
2.2 Estabilidade em sistemas de potência .....	29
2.2.1 Estabilidade de tensão .....	29
2.2.2 Estabilidade de frequência .....	31
2.2.3 Estabilidade angular do rotor .....	31
2.2.3.1 Estabilidade transitória .....	33
2.2.3.2 Estabilidade angular do rotor a pequenas perturbações ..	33
2.3 Oscilações em sistemas de potência .....	34
2.4 Formulação matemática .....	35
2.4.1 Rede elétrica .....	36
2.4.2 Máquinas síncronas .....	37
2.4.2.1 Equações mecânicas .....	37
2.4.2.2 Equações elétricas .....	38
2.4.2.2.1 Modelo 1 .....	39
2.4.2.2.2 Modelo 2 .....	39
2.4.2.2.3 Modelo 3 .....	40
2.4.2.2.4 Modelo 4 .....	40
2.4.2.2.5 Modelo 5 .....	41
2.4.3 Conexão das máquinas síncronas à rede .....	41
2.4.4 Cargas estáticas .....	42
2.4.5 Turbinas e reguladores de velocidade .....	43
2.4.6 Sistemas de excitação .....	44
2.4.7 Linearização e ponto de operação inicial .....	45
2.4.8 PSSs .....	47
2.4.8.1 GEP e análise de PSS utilizando modelo de Heffron-Phillips	47
2.4.8.1.1 A função GEP .....	49
2.4.8.1.2 Características da GEP .....	50

2.5	Conclusão.....	51
<b>3</b>	<b>ANÁLISE DE MODELOS DE PSS BASEADOS EM DIFERENTES SINAIS .....</b>	<b>53</b>
3.1	Introdução .....	53
3.2	PSSs de velocidade ( $\Delta\omega$ ).....	53
3.3	PSSs de frequência ( $\Delta f$ ) .....	54
3.4	PSSs de potência elétrica ( $\Delta P$ ) .....	54
3.5	PSSs de integral da potência acelerante ( $\Delta P\omega$ ) .....	55
3.5.1	Obtenção do sinal da integral da potência acelerante .....	56
3.5.2	Filtros <i>washout</i> .....	57
3.5.3	$K_{s3}$ , $T_6$ e Integral da potência elétrica .....	59
3.5.4	Filtro seguidor de rampa e integral da potência acelerante .....	60
3.5.4.1	Critérios para ajuste do filtro seguidor de rampa .....	61
3.5.4.2	Resposta do filtro seguidor de rampa .....	63
3.5.4.3	Resposta do PSS2B à entrada potência elétrica .....	63
3.5.5	Efeito combinado dos filtros .....	64
3.5.6	Ganho e blocos de avanço/atraso .....	66
3.6	PSS4B.....	67
3.7	Conclusão.....	68
<b>4</b>	<b>MÉTODOS DE PROJETO DE PSSs .....</b>	<b>71</b>
4.1	Introdução .....	71
4.2	Métodos clássicos de projeto de PSSs .....	71
4.2.1	Projeto de compensador de avanço pelo método do lugar das raízes [36].....	72
4.2.2	Projeto de compensador de avanço no domínio da frequência [36].....	72
4.3	Classificação dos métodos modernos de projeto de PSSs.....	72
4.4	Conclusão.....	75
<b>5</b>	<b>METODOLOGIA DE PROJETO.....</b>	<b>77</b>
5.1	Introdução .....	77
5.2	Métodos baseados na GEP .....	78
5.2.1	GEP para sistemas multimáquinas.....	79
5.2.2	GEP utilizando o PSS2B .....	80
5.2.3	GEP considerando mais de um ponto de operação .....	80
5.3	Descrição geral da metodologia proposta .....	80

5.4	Obtenção das funções GEP de cada máquina para cada ponto de operação . . . . .	81
5.5	Projeto dos blocos de avanço/atraso . . . . .	83
5.5.1	Definição da função objetivo . . . . .	83
5.5.1.1	Função objetivo considerando apenas uma condição de operação . . . . .	83
5.5.1.2	Função objetivo considerando robustez às mudanças da condição de operação . . . . .	85
5.5.1.3	Análise da função objetivo . . . . .	85
5.5.2	Definição e formulação matemática das restrições . . . . .	87
5.5.3	Formulação completa do problema de otimização de fase . . . . .	89
5.5.4	Exemplo simplificado da função objetivo . . . . .	89
5.5.5	Definição do método de otimização . . . . .	92
5.6	Projeto dos ganhos . . . . .	92
5.6.1	Cálculo dos ganhos maximizando $\xi_{min}$ . . . . .	93
5.6.1.1	Características da função $\xi_{min}$ . . . . .	94
5.6.1.1.1	Problemas de descontinuidade . . . . .	94
5.6.1.1.1.1	Fator 1 . . . . .	95
5.6.1.1.1.2	Fator 2 . . . . .	96
5.6.1.1.2	Problemas de não-convexidade . . . . .	96
5.6.1.2	Autovalores próximos da origem . . . . .	98
5.6.2	Formulação completa do problema de maximização de $\xi_{min}$ . . . . .	99
5.6.2.1	Definição do método de otimização . . . . .	99
5.6.3	Cálculo dos ganhos minimizando a norma $H_2$ . . . . .	100
5.6.3.1	Maximização de $\xi_{min}$ antes da norma $H_2$ . . . . .	101
5.6.3.2	<i>Trade-off</i> entre desempenho e esforço de controle . . . . .	102
5.6.3.3	Escolha de $\mathbf{G}_H$ . . . . .	102
5.6.3.4	Autovalores próximos da origem . . . . .	103
5.6.4	Formulação completa do problema de minimização da norma $H_2$ . . . . .	103
5.6.4.1	Definição do método de otimização . . . . .	104
5.7	Algoritmo dos processos de otimização . . . . .	104
5.8	Conclusão . . . . .	106
<b>6</b>	<b>RESULTADOS OBTIDOS E ANÁLISE . . . . .</b>	<b>107</b>
6.1	Introdução . . . . .	107
6.2	Sistema teste 1 – SMIB . . . . .	107

6.2.1	Otimização da fase .....	109
6.2.2	Otimização do ganho maximizando $\xi_{min}$ .....	110
6.2.3	Otimização do ganho minimizando a norma $H_2$ .....	111
6.2.4	Comparação de resultados .....	111
6.3	Sistema teste 2 – NYNE .....	113
6.3.1	Pontos de operação .....	114
6.3.2	Autovalores dominantes e escolha dos geradores para projeto dos PSSs .....	115
6.3.3	Otimização da fase .....	117
6.3.4	Otimização do ganho maximizando $\xi_{min}$ .....	120
6.3.5	Resultados da otimização do ganho minimizando a norma $H_2$ .....	122
6.3.6	Resposta no tempo .....	123
6.3.7	Desempenho computacional.....	125
6.4	Conclusão.....	126
<b>7</b>	<b>CONCLUSÃO.....</b>	<b>127</b>
	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>131</b>
	<b>APÊNDICE A – DETALHES DA IMPLEMENTAÇÃO COMPUTACIONAL DA METODOLOGIA.....</b>	<b>141</b>
	<b>APÊNDICE B – MÉTODOS DE OTIMIZAÇÃO ...</b>	<b>161</b>
	<b>APÊNDICE C – OBTENÇÃO DE GRADIENTES COM MAPLE.....</b>	<b>169</b>
	<b>APÊNDICE D – DADOS DO SMIB.....</b>	<b>177</b>
	<b>APÊNDICE E – DADOS DO SISTEMA NYNE....</b>	<b>181</b>
	<b>APÊNDICE F – AUTOVALORES DO SISTEMA NYNE SEM PSS .....</b>	<b>191</b>
	<b>APÊNDICE G – AUTOVALORES DO SISTEMA NYNE COM PSSs .....</b>	<b>201</b>

## 1 INTRODUÇÃO

A função de um sistema elétrico de potência é converter energia de alguma forma disponível na natureza para energia elétrica e transportá-la para os locais de consumo.

Um sistema de potência propriamente projetado e operado deve obedecer aos seguintes requerimentos fundamentais [1, 2]:

- O sistema deve ser capaz de atender às demandas de potência ativa e reativa que mudam continuamente;
- o sistema deve fornecer energia com o mínimo custo e menor impacto ecológico;
- a qualidade da energia deve obedecer padrões mínimos referentes aos aspectos a seguir, definidos por normas ou pelo projetista:
  - Frequência constante;
  - tensão constante;
  - nível de confiabilidade.

Para oferecer um serviço confiável, um sistema de energia elétrica robusto deve permanecer estável e ser capaz de suportar vários tipos de perturbações. Portanto, é essencial que ele seja projetado e operado de forma que as contingências mais prováveis sejam toleradas sem perda de carga, e que as contingências possíveis mais adversas não resultem em perda de controle e interrupções generalizadas do fornecimento de energia no sistema.

Para cumprir esses objetivos, os sistemas elétricos de potência são equipados com diversos dispositivos de controle e proteção.

Um desses dispositivos, o Estabilizador de Sistemas de Potência (PSS, sigla em inglês de *Power System Stabilizer*), é utilizado para melhorar a estabilidade angular oscilatória dos sistemas elétricos de potência.

Apesar da tecnologia existente e metodologias de projeto de PSSs desenvolvidas ao longo dos anos, ainda ocorrem esporadicamente problemas relacionados à estabilidade oscilatória em sistemas de potência, geralmente por causa da inoperância ou mau ajuste dos PSSs.

## 1.1 Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver um método de projeto de PSSs coordenado, eficaz e robusto.

Ele deve ser coordenado porque é desejável que várias máquinas auxiliem conjuntamente no amortecimento de modos locais e interárea e, também, para evitar que um PSS não tenha efeitos negativos sobre a atuação dos outros.

Ele deve ser eficaz no sentido de prover um bom desempenho em termos de amortecimento dos modos de oscilação dos diversos tipos de modo.

Por fim, deve ser robusto, pois o sistema deve manter um determinado desempenho, mesmo na ocorrência de perturbações que levem o sistema a uma condição de operação diferente.

## 1.2 Objetivos específicos

Os objetivos específicos compreendem desenvolver uma metodologia de projeto de PSS que obedeça às diretrizes:

- O projeto do PSS deve considerar os diversos tipos de modos presentes no sistema;
- o PSS projetado deve ser de integral da potência acelerante e seus componentes devem ser estudados;
- múltiplos cenários (vários pontos de operação) devem ser considerados;
- o método de projeto deve ser baseado na função Gerador-Excitatriz-Sistema de potência, denominada GEP.

## 1.3 Estrutura da dissertação

Os parágrafos seguintes descrevem os demais capítulos que compõem este trabalho.

No Capítulo 2 é abordado o problema da estabilidade a pequenas perturbações. São introduzidos os conceitos de estabilidade, e analisadas as naturezas dos modos eletromecânicos. Também é introduzida a formulação matemática de sistemas elétricos de potência voltada para estudos de estabilidade a pequenas perturbações.

No Capítulo 3 é feita uma revisão dos PSSs baseados em diferentes sinais, com ênfase no PSS2B, utilizado para projeto neste trabalho.

O Capítulo 4 compreende uma revisão dos métodos de projeto de PSSs.

No Capítulo 5 a metodologia proposta é descrita, sendo composta de três etapas:

- Obtenção das GEPs de cada máquina para cada ponto de operação;
- compensação de fase;
- ajuste dos ganhos.

Também são expostos, de maneira geral, os métodos de otimização utilizados.

No Capítulo 6 são apresentados os resultados obtidos e é feita a análise dos mesmos, sob a ótica dos requisitos de projeto definidos.

O Capítulo 7 é reservado às conclusões, fazendo um balanço das qualidades e dificuldades do método proposto e deixando sugestões para trabalhos futuros.

No Apêndice A há detalhes da implementação computacional e são descritos os programas utilizados.

No Apêndice B são descritos os métodos de otimização utilizados.

No Apêndice C é exibida a utilização do software Maple para obtenção dos gradientes e da Hessiana da função objetivo de otimização de fase do trabalho.

O Apêndice D contém os dados do sistema-teste máquina-barras infinita utilizado no Capítulo 6.

No Apêndice E são reproduzidos os dados utilizados do sistema NYNE.

No Apêndice F são exibidas Tabelas com os 22 modos menos amortecidos do sistema-teste NYNE para diferentes pontos de operação, sem PSSs.

No Apêndice G são apresentadas Tabelas com os 22 modos menos amortecidos do sistema-teste NYNE para diferentes pontos de operação, com PSS2Bs com ganhos calculados por maximização de  $\xi_{min}$ .



## 2 ESTABILIDADE A PEQUENAS PERTURBAÇÕES

### 2.1 Introdução

Neste capítulo é realizada uma revisão sobre estabilidade em sistemas de potência, com ênfase na estabilidade angular dos rotores à pequenas perturbações, pois o estudo da mesma é uma boa ferramenta de análise e projeto de Estabilizadores de Sistemas de Potência (PSSs) visando melhorar a estabilidade oscilatória angular dos sistemas.

Em seguida, são apresentados aspectos da modelagem de sistemas de potência voltados para o estudo da estabilidade angular dos rotores a pequenas perturbações.

Por fim, são apresentados os conceitos de PSS e função *Generator-Exciter-Power System* (GEP) por meio do modelo de Heffron-Phillips, o qual representa o sistema de potência de maneira simplificada por meio de um sistema máquina-barras infinita.

### 2.2 Estabilidade em sistemas de potência

O conceito de estabilidade em sistemas de potência está associado à capacidade do sistema de permanecer em um estado de equilíbrio sob condições operativas normais e de chegar novamente a um estado de equilíbrio aceitável após sofrer uma perturbação [1].

Os estudos de estabilidade podem ser classificados em estabilidade angular, estabilidade de frequência, e estabilidade de tensão [3], conforme a Figura 2.1. Neste texto é dado ênfase na estabilidade angular do rotor a pequenas perturbações por ser uma ferramenta de estudo utilizada no desenvolvimento da metodologia de projeto de PSSs.

#### 2.2.1 Estabilidade de tensão

A estabilidade de tensão se refere à capacidade do sistema de potência de manter tensões estáveis em todas as barras do sistema após estar sujeito a uma perturbação a partir de uma condição de operação inicial. A estabilidade de tensão depende da capacidade do sistema de manter ou restaurar o equilíbrio entre fornecimento e demanda de energia [3].

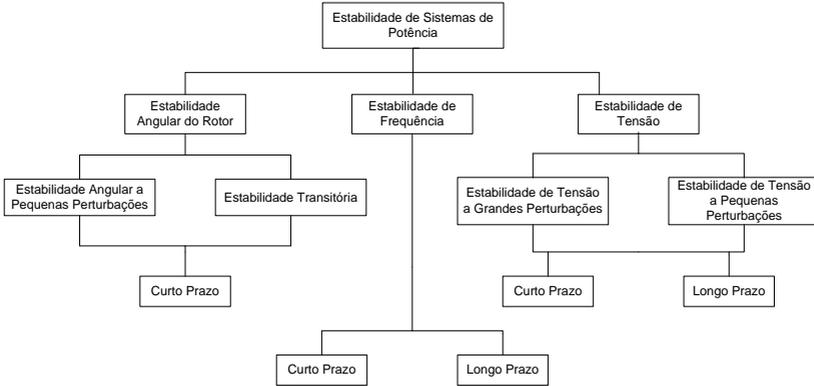


Figura 2.1 – Classificação dos estudos de estabilidade.

Quando a instabilidade de tensão ocorre, reflete-se na forma de aumento ou diminuição progressiva da tensão de algumas barras. Uma possível consequência é a perda de carga em alguma área do sistema ou abertura de linhas e outros elementos por seus sistemas de proteção, levando a quedas de energia em cascata. Perda de sincronismo de alguns geradores pode resultar dessas quedas ou de condições de operação que violam os limites de corrente de campo.

Queda progressiva de tensão nas barras também pode estar associada à instabilidade do ângulo do rotor. Normalmente, sistemas de proteção operam para separar grupos de máquina e as tensões voltam a níveis normais, dependendo das condições pós-separação. Contudo, o tipo de queda sustentada de tensão que é relacionada à instabilidade de tensão envolve cargas e pode ocorrer quando a estabilidade angular do rotor não é um problema.

É útil classificar a estabilidade de tensão em duas categorias:

- Estabilidade de tensão a grandes perturbações;
- estabilidade de tensão a pequenas perturbações.

O horizonte de tempo de interesse no estudo de problemas de estabilidade de tensão entre alguns segundos a dezenas de minutos. Portanto, a estabilidade de tensão pode ser tanto de curto prazo, quanto de longo prazo como indicado na Figura 2.1.

### **2.2.2 Estabilidade de frequência**

Estabilidade de frequência se refere à capacidade do sistema de potência de manter frequência estável depois de uma perturbação severa resultando em um desbalanço significativo entre geração e carga. A estabilidade de frequência depende da capacidade do sistema de manter ou restaurar equilíbrio entre geração e carga, com a mínima perda de carga não-intencional. Instabilidade pode resultar em oscilações de frequência levando ao desligamento de geradores e cargas [3].

Perturbações grandes ao sistema geralmente resultam em grandes excursões de frequência, potência, tensão e outras variáveis, ativando a ação de processos, controles e proteções que não são modeladas em estudos de estabilidade transitória ou de tensão convencionais. Esses processos podem ser lentos como a dinâmica de uma caldeira ou disparados apenas em condições extremas, como a proteção Volts/Hertz dos geradores.

Em sistemas de potência interconectados de grande porte, esse tipo de situação é mais comumente associado a condições de ilhamento. Estabilidade, neste caso, é uma questão se cada sistema ilhado consegue atingir um estado de equilíbrio operacional com o mínimo corte de carga não-intencional. Geralmente, problemas de estabilidade de frequência estão associados à inadequações nas respostas de equipamentos, má coordenação entre equipamentos de controle e proteção ou reserva de geração insuficiente. Em sistemas isolados, a estabilidade de frequência pode ser uma preocupação no caso de qualquer perturbação que causa perda relativamente significativa de carga ou geração.

Durante excursões de frequência, os tempos característicos de processos e dispositivos que são ativados podem variar na faixa de frações de segundo, correspondentes à resposta de dispositivos como controles de geradores e proteções e corte de carga sob condições de baixa frequência, a vários minutos, correspondentes à resposta de dispositivos como sistemas de fornecimento de energia primária e reguladores de tensão de carga. Por isso, a estabilidade de frequência pode ser dividida em fenômenos de curto prazo ou de longo prazo, como indicado na Figura 2.1.

### **2.2.3 Estabilidade angular do rotor**

A estabilidade angular do rotor está relacionada à capacidade das máquinas síncronas de sistema de potência interconectado de se

manterem sincronizadas mesmo após alguma perturbação. A estabilidade angular depende da habilidade de manter/restaurar equilíbrio entre torque eletromagnético e torque mecânico de cada máquina síncrona do sistema [3].

A estabilidade do ângulo do rotor envolve o estudo de oscilações eletromecânicas inerente a sistemas de potência. Um fator fundamental neste problema é a maneira como as saídas das máquinas síncronas variam conforme os ângulos dos rotores mudam.

Sob condições de regime permanente há equilíbrio entre o torque mecânico de entrada e o torque eletromagnético de saída de cada gerador e a velocidade permanece constante. Se o sistema sofre uma perturbação, o equilíbrio é perdido, resultando em aceleração ou desaceleração dos rotores das máquinas.

Se um gerador temporariamente apresenta uma velocidade angular maior que outro, a posição angular de seu rotor em relação à da máquina mais lenta avança. A diferença angular resultante transfere parte da carga da máquina mais lenta para a máquina mais rápida, dependendo da relação potência-ângulo. Isto tende a reduzir a diferença de velocidade e, conseqüentemente, a separação angular.

A relação potência-ângulo apresenta não-linearidade forte. Após um certo limite, um aumento na diferença angular é acompanhada por uma diminuição na transferência de potência de forma que a diferença angular aumenta ainda mais.

A instabilidade acontece se o sistema não consegue absorver a energia cinética correspondente à diferença entre as velocidades dos rotores. Em qualquer situação, a estabilidade do sistema depende se os desvios nas posições angulares dos rotores resultam em torques restaurativos suficientes.

Perda de sincronismo pode ocorrer entre uma máquina e o restante do sistema ou entre grupos de máquinas, entre as quais o sincronismo é mantido após a separação das outras.

As mudanças no torque eletromagnético de uma máquina síncrona após uma perturbação podem ser separadas em duas componentes:

- Componente de torque sincronizante, em fase com o desvio angular;
- componente de torque de amortecimento, em fase com o desvio de velocidade.

A estabilidade do sistema depende da existência de ambos os torques para cada máquina síncrona. Falta de torque sincronizante

resulta em instabilidade aperiódica ou não-oscilatória, enquanto a falta de torque de amortecimento resulta em instabilidade oscilatória.

Por conveniência para análise e estudo da natureza dos problemas de estabilidade, é útil caracterizar a estabilidade angular do rotor em duas subcategorias:

- Estabilidade transitória ou estabilidade angular do rotor a grandes perturbações;
- estabilidade angular do rotor a pequenas perturbações.

### 2.2.3.1 Estabilidade transitória

A estabilidade transitória é relacionada à capacidade do sistema de potência de manter o sincronismo sob as denominadas grandes perturbações [1, 3].

Para análise, as equações do sistema não podem ser linearizadas, pois consideram grandes excursões dos ângulos dos rotores das máquinas, que são influenciadas pela relação não-linear potência-ângulo.

A estabilidade transitória depende tanto do estado inicial de operação do sistema quanto da severidade da perturbação. Normalmente, se o sistema não fica instável, ele alcança um novo ponto estável, diferente do inicial.

### 2.2.3.2 Estabilidade angular do rotor a pequenas perturbações

A estabilidade angular do rotor a pequenas perturbações, daqui para frente referenciada apenas como estabilidade a pequenas perturbações, está relacionada à capacidade do sistema de manter sincronismo das máquinas na ocorrência das pequenas perturbações [1, 3, 4].

Estas são perturbações consideradas pequenas o suficiente para que seja feita a análise da estabilidade angular por meio da linearização das equações que modelam o sistema em torno de um ponto de operação.

Neste caso, as variações no torque de elétrico das máquinas após uma perturbação podem ser divididas em duas componentes [1], conforme (2.1).

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

onde  $T_S$  é chamado coeficiente de torque sincronizante, e  $T_S \Delta \delta$ , o tor-

que sincronizante, é a componente do torque em fase com a variação no ângulo do rotor. Por outro lado,  $T_D$  é o coeficiente de torque de amortecimento, e  $T_D\Delta\omega$ , o torque de amortecimento, é a componente em fase com o desvio de velocidade.

Para que o sistema mantenha a estabilidade, tanto o torque de sincronização, quanto o de amortecimento, que agem como forças restaurativas frente a perturbações, devem assumir valores adequados e suficientes de acordo com as exigências de projeto estabelecidas.

O objetivo deste trabalho é o desenvolvimento de uma metodologia de projeto de PSSs, cuja função principal é prover amortecimento às oscilações eletromecânicas do sistema elétrico de potência.

No projeto de PSS, uma abordagem comum é linearizar as equações do sistema, pois é possível, desta forma, estudar a estabilidade oscilatória do sistema em torno de um ponto de operação escolhido.

### 2.3 Oscilações em sistemas de potência

Além de perturbações aperiódicas, sistemas de potência estão sujeitos a oscilações em torno da frequência síncrona, que surgem assim que geradores síncronos são interconectados e passam a operar em paralelo [5, 6].

Os chamados modos de oscilação eletromecânicos podem ser de diferentes naturezas, sendo elas:

- Intra-planta;
- local;
- interárea;
- torcional.

Modos de oscilação intra-planta aparecem entre máquinas de uma mesma usina. Eles variam na faixa de 2 a 3 Hz [6], dependendo do tamanho das unidades e das reatâncias entre elas. O restante do sistema não é afetado por eles.

Nos modos de oscilação locais, um ou mais geradores de uma mesma usina oscilam coerentemente contra o resto do sistema, na faixa de 1 a 2 Hz [6]. Essa oscilação pode ser identificada no gerador e na linha que o liga ao sistema, ou seja, o restante do sistema pode ser modelado como uma barra infinita para estudar este fenômeno.

Os modos de oscilação interárea, por outro lado, podem ser detectados em grande parte do sistema, pois envolvem várias usinas de

geradores fortemente sincronizados oscilando contra geradores de outras áreas. Estas oscilações geralmente assumem valores menores que 1 Hz [6].

Há ainda os modos de oscilação torcionais, que estão associados com a elasticidade dos eixos dos geradores, e se concentram em frequências na faixa de 10 a 46 Hz. Eles geralmente são excitados quando há variações de carga ou torque mecânico. Ademais, quando o modo torcional do gerador interage com a capacitância de linhas compensadas na frequência natural da rede, ocorre o fenômeno chamado ressonância subsíncrona [7].

## 2.4 Formulação matemática

O comportamento de um sistema de potência pode ser descrito por um conjunto de equações diferenciais e um conjunto de equações algébricas [8]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{z}) \quad (2.2a)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{z}) \quad (2.2b)$$

onde  $\mathbf{x}$  é um vetor de variáveis de estado e  $\mathbf{z}$  é um vetor de variáveis algébricas.

O vetor  $\mathbf{f}$  representa as equações diferenciais dos geradores, cargas dinâmicas e demais dispositivos dinâmicos do sistema, enquanto  $\mathbf{g}$  representa as equações da rede e de conexão dos componentes à rede.

Linearizando (2.2) em torno de um ponto de operação  $(\mathbf{x}_0, \mathbf{z}_0)$ , obtém-se:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{J}_1 \Delta \mathbf{x} + \mathbf{J}_2 \Delta \mathbf{z} \quad (2.3a)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{J}_3 \Delta \mathbf{x} + \mathbf{J}_4 \Delta \mathbf{z} \quad (2.3b)$$

onde  $\mathbf{J}_1 = \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{(\mathbf{x}_0, \mathbf{z}_0)}$ ,  $\mathbf{J}_2 = \left. \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{z}} \right|_{(\mathbf{x}_0, \mathbf{z}_0)}$ ,  $\mathbf{J}_3 = \left. \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{x}} \right|_{(\mathbf{x}_0, \mathbf{z}_0)}$  e  $\mathbf{J}_4 = \left. \frac{\partial \mathbf{g}}{\partial \mathbf{z}} \right|_{(\mathbf{x}_0, \mathbf{z}_0)}$ .

Resolvendo (2.3b) para  $\Delta \mathbf{z}$  e substituindo em (2.3a), chega-se a:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{J}_1 - \mathbf{J}_2 \mathbf{J}_4^{-1} \mathbf{J}_3) \Delta \mathbf{x} = \mathbf{A} \Delta \mathbf{x} \quad (2.4)$$

onde  $\mathbf{A}$  é a matriz de estados do sistema.

Definindo-se um vetor de entrada  $\mathbf{u}$  para o sistema e um vetor de saídas  $\mathbf{y}$ , a partir do modelo no espaço de estados em (2.4), é possível obter:

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A} \Delta \mathbf{x} + \mathbf{B} \Delta \mathbf{u} \\ \Delta \mathbf{y} &= \mathbf{C} \Delta \mathbf{x} + \mathbf{D} \Delta \mathbf{u}\end{aligned}\tag{2.5}$$

Como foi mencionado na Seção 2.2.3.2, este tipo de formulação com as equações do sistema linearizadas é típico de estudos de estabilidade a pequenas perturbações, sendo possível estudar a estabilidade oscilatória do sistema operando em um determinado ponto de operação. Isto é particularmente útil durante o desenvolvimento de projeto de PSSs.

A modelagem dos principais componentes do sistema elétrico, visando o estudo da estabilidade a pequenas perturbações, é apresentada nas próximas seções.

### 2.4.1 Rede elétrica

A rede elétrica, em estudos de regime permanente que são utilizados para fornecer as condições iniciais dos estudos de estabilidade angular, é usualmente modelada por equações algébricas na forma [9]:

$$\bar{\mathbf{I}} = \bar{\mathbf{Y}} \bar{\mathbf{V}}\tag{2.6}$$

onde  $\bar{\mathbf{I}}$  é o vetor dos fasores de injeção de correntes nas barras,  $\bar{\mathbf{V}}$  é o vetor de fasores de tensões nas barras e  $\bar{\mathbf{Y}}$  é a matriz de admitância da rede, na qual os elementos da rede de transmissão geralmente são representados por modelos  $\pi$  equivalentes.

Qualquer carga representada como impedância constante pode ser incluída diretamente na matriz de admitâncias como um ramo entre a barra à qual a carga está conectada e o terra.

Na prática, sabe-se que os parâmetros da rede representados pela matriz de admitâncias  $\bar{\mathbf{Y}}$  variam com a frequência. Porém, como o desvio em relação à frequência nominal geralmente é pequeno, os erros envolvidos são pequenos também.

Caso a variação dos parâmetros com o tempo e com a frequência fossem considerados, isso levaria a grandes problemas computacionais.

Por fim, ressalta-se que esse modelo considera a operação sistema trifásico em condições equilibradas, assim como os que serão descritos

nas próximas seções.

## 2.4.2 Máquinas síncronas

A modelagem matemática das máquinas síncronas pode ser dividida em duas partes [9]:

- Equações mecânicas;
- equações elétricas.

Nas seções a seguir são apresentadas as equações e modelos simplificados utilizados nos estudos de estabilidade eletromecânica, que está associada à necessidade de haver um torque de amortecimento positivo para que o sistema seja estável frente às oscilações eletromecânicas. Não será mostrado o desenvolvimento dos modelos neste trabalho.

### 2.4.2.1 Equações mecânicas

As duas equações que descrevem o comportamento mecânico das máquinas síncronas são exibidas em (2.7) [9].

$$\dot{\omega} = \ddot{\delta} = \frac{1}{M}(P_m - P_e - D_\omega(\omega - 2\pi f_0)) = \frac{1}{M}P_a \quad (2.7a)$$

$$\dot{\delta} = \omega - 2\pi f_0 \quad (2.7b)$$

onde  $\omega$  é a velocidade do rotor da máquina em rad/s,  $\delta$  é o ângulo do rotor da máquina em rad,  $M = \frac{H}{\pi f_0}$  é o momento angular da máquina em pu de potência.s<sup>2</sup>/rad,  $H$  é constante de inércia em s,  $f_0$  é a frequência base do sistema em Hz,  $P_m$  é a potência mecânica de eixo da máquina em pu,  $P_e$  é a potência elétrica fornecida pela máquina em pu,  $P_a$  é a potência acelerante em pu e  $D_\omega$  é o coeficiente de amortecimento em pu de potência.s/rad, utilizado para simbolizar o efeito de enrolamentos amortecedores do rotor e outros efeitos [10].

$D_\omega$  tem sido substituído em modelos de máquina que incluem efeitos sub-transitórios pelo efeito dos enrolamentos amortecedores.

Para que (2.7) seja uma boa aproximação do sistema físico, três condições devem ser satisfeitas [9]:

1. A velocidade do rotor  $\omega$  não deve se afastar muito da velocidade

- síncrona (1 pu) para que o torque mecânico e o torque elétrico possam ser substituídos, respectivamente, pela potência mecânica e a potência elétrica;
2. as perdas rotacionais de potência da máquina devido à fricção e à resistência do ar podem ser desconsideradas, exceto pelo termo  $D\omega$ ;
  3. a potência mecânica no eixo não varia rapidamente e é constante exceto pela ação do regulador de velocidade.

#### 2.4.2.2 Equações elétricas

Para obter modelos simplificados que possam ser utilizados em estudos de estabilidade eletromecânica, é realizada a mudança dos eixos abc para os eixos dq0 e várias aproximações são consideradas [1,11,12], sendo elas [9]:

1. A velocidade do rotor é sempre suficientemente próxima de 1 pu para que seja considerada constante;
2. todas as indutâncias são independentes das correntes e o efeito da saturação no ferro é desconsiderada;
3. as indutâncias dos enrolamentos da máquina são representadas como constantes adicionadas às harmônicas senoidais do ângulo do rotor;
4. enrolamentos distribuídos são representados como concentrados;
5. a máquina pode ser representada, de maneira simplificada, como uma fonte tensão independente e uma fonte de tensão controlada atrás de uma impedância;
6. não há perdas por histerese no ferro e correntes parasitas só são representadas pelos enrolamentos equivalentes no rotor;
7. reatância de dispersão existe apenas no estator.

Dependendo do tipo de máquina e se fenômenos transitórios ou subtransitórios são representados, Arrillaga [9] define cinco modelos simplificados de máquinas para estudos de estabilidade eletromecânica, descritos nas seções seguintes.

O Modelo 1 é chamado modelo clássico, no qual não são representados variações na tensão de campo, o que é uma situação irrealista,

dados que, devido à rápida atuação de sistemas de excitação modernos, isso não se verifica, mesmo para pequenas perturbações.

O Modelo 2 é mais adequado para máquinas de pólos salientes para as quais não é necessário representar os rápidos efeitos subtransitórios.

Assim como o Modelo 2, o Modelo 3 também só representa efeitos transitórios, mas, como possui um enrolamento no eixo q, é mais adequado para máquinas de pólos lisos.

Os Modelos 4 e 5 são similares, respectivamente, aos Modelos 2 e 3, porém, com a representação de enrolamentos amortecedores responsáveis pelos efeitos subtransitórios, fazendo distinção análoga entre máquinas de pólos salientes e de pólos lisos.

#### 2.4.2.2.1 Modelo 1

No modelo 1, a máquina é representada como uma tensão constante atrás da reatância transitória de eixo direto (eixo d),  $X'_d$ . As variações na tensão de campo são desconsideradas e o modelo não requer as equações diferenciais do rotor, resultando nas equações algébricas do estator:

$$\begin{aligned} E'_q - V_q &= r_a I_q - X'_d I_d \\ -V_d &= r_a I_d + X'_q I_q \end{aligned} \quad (2.8)$$

onde  $E'_q$  é a tensão transitória interna da máquina no eixo em quadratura (eixo q), proporcional ao fluxo magnético concatenado entre os enrolamentos,  $V_q$  é a tensão terminal da máquina no eixo q,  $r_a$  é a resistência de armadura,  $I_q$  é a corrente injetada no sistema pela máquina em fase com o eixo q,  $I_d$  é a corrente injetada no sistema pela máquina em fase com o eixo d,  $V_d$  é a tensão terminal da máquina no eixo d, e  $X'_q$  é reatância transitória no eixo q.

#### 2.4.2.2.2 Modelo 2

No Modelo 2, apenas efeitos transitórios no eixo d são representados, requerendo uma equação diferencial para o rotor:

$$\frac{dE'_q}{dt} = \frac{1}{T'_{d0}} (E_{fd} + (X_d - X'_d)I_d - E'_q) \quad (2.9)$$

onde  $T'_{d0}$  é a constante de tempo transitória de eixo direto com estator em aberto,  $E_{fd}$  é a tensão de campo e  $X_d$  é a reatância síncrona de eixo direto.

As equações algébricas do estator são as mesmas de (2.8).

### 2.4.2.2.3 Modelo 3

No Modelo 3, efeitos transitórios no eixo d e no eixo q são representados, resultando em duas equações diferenciais para o rotor:

$$\begin{aligned}\frac{dE'_q}{dt} &= \frac{1}{T'_{d0}}(E_{fd} + (X_d - X'_d)I_d - E'_q) \\ \frac{dE'_d}{dt} &= \frac{1}{T'_{q0}}(-(X_q - X'_q)I_q - E'_d)\end{aligned}\quad (2.10)$$

onde  $E'_d$  é a tensão transitória interna da máquina no eixo d,  $T'_{q0}$  é a constante de tempo transitória do eixo q e  $X_q$  é a reatância síncrona do eixo q.

As equações algébricas do estator passam a ser:

$$\begin{aligned}E'_q - V_q &= r_a I_q - X'_d I_d \\ E'_d - V_d &= r_a I_d + X'_q I_q\end{aligned}\quad (2.11)$$

### 2.4.2.2.4 Modelo 4

No Modelo 4, é considerado efeito transitório no eixo d e efeitos subtransitórios nos eixos d e q. As equações diferenciais que representam as equações elétricas do rotor são:

$$\begin{aligned}\frac{dE'_q}{dt} &= \frac{1}{T'_{d0}}(E_{fd} + (X_d - X'_d)I_d - E'_q) \\ \frac{dE''_q}{dt} &= \frac{1}{T''_{d0}}(E'_q + (X'_d - X''_d)I_d - E''_q) \\ \frac{dE''_d}{dt} &= \frac{1}{T''_{q0}}(-(X_q - X''_q)I_q - E''_d)\end{aligned}\quad (2.12)$$

onde  $E''_q$  é a tensão subtransitória interna da máquina no eixo q,  $T''_{d0}$  é a constante de tempo subtransitória no eixo d,  $X''_d$  é reatância subtransitória no eixo d,  $E''_d$  é a tensão subtransitória no eixo d proporcional ao

fluxo concatenado,  $T''_{q0}$  é a constante de tempo subtransitória no eixo q e  $X''_q$  é reatância subtransitória no eixo q.

As equações algébricas do estator são:

$$\begin{aligned} E''_q - V_q &= r_a I_q - X''_d I_d \\ E''_d - V_d &= r_a I_d + X''_q I_q \end{aligned} \quad (2.13)$$

#### 2.4.2.2.5 Modelo 5

No Modelo 5, efeitos transitórios e subtransitórios nos eixos d e q são considerados. As seguintes equações diferenciais são utilizadas:

$$\begin{aligned} \frac{dE'_q}{dt} &= \frac{1}{T'_{d0}} (E_{fd} + (X_d - X'_d) I_d - E'_q) \\ \frac{dE'_d}{dt} &= \frac{1}{T'_{q0}} (-(X_q - X'_q) I_q - E'_d) \\ \frac{dE''_q}{dt} &= \frac{1}{T''_{d0}} (E'_q + (X'_d - X''_d) I_d - E''_q) \\ \frac{dE''_d}{dt} &= \frac{1}{T''_{q0}} (E'_d - (X'_q - X''_q) I_q - E''_d) \end{aligned} \quad (2.14)$$

As equações do estator são as mesmas de (2.13).

### 2.4.3 Conexão das máquinas síncronas à rede

As Equações (2.8) a (2.14) apresentam as equações elétricas das máquinas síncronas na referência dos eixos dq0 das próprias máquinas. O ângulo do rotor  $\delta$  é utilizado para relacionar os eixos d e q com os eixos real e imaginário do sistema [9].

A seguinte substituição deve ser feita nas equações algébricas dos estatores [9]:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin\delta & \cos\delta \\ \cos\delta & \sin\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{re} \\ V_{im} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

onde  $V_{re}$  e  $V_{im}$  são, respectivamente, a parte real e a parte imaginária da tensão terminal da máquina.

As correntes  $I_d$  e  $I_q$  entram tanto no cálculo das equações diferenciais do rotor (2.9), (2.10), (2.12) e (2.14), quanto nas equações algébricas do estator (2.8), (2.11) e (2.13). Para calcular a injeção de

corrente na rede, seria necessário transformá-las para a referência angular do sistema utilizando  $\delta$ , como foi feito para as tensões em (2.15), porém, isso acarretaria em um grande número de substituições e termos dependentes de  $\delta$  nas equações diferenciais.

Portanto, é conveniente mantê-las referenciadas aos eixos dq e adicionar mais equações algébricas ao vetor  $\mathbf{g}$  em (2.2), apenas para calcular a injeção de corrente nas barras do sistema devido aos geradores síncronos. As equações a serem adicionadas ao conjunto de equações algébricas são [9, 13]:

$$\begin{bmatrix} I_{re} \\ I_{im} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin\delta & \cos\delta \\ \cos\delta & \sin\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

onde  $I_{re}$  e  $I_{im}$  são, respectivamente, a parte real e a parte imaginária da corrente injetada pela máquina.

#### 2.4.4 Cargas estáticas

A modelagem de carga geralmente considera que sua potência ativa  $P_l$  e potência reativa  $Q_l$  variam independentemente e são usualmente expressas em função da tensão.

Uma das formas de representar as características da carga em estudos de estabilidade é pelo modelo exponencial [1]:

$$\begin{aligned} P_l &= P_{l0} \left( \frac{V}{V_0} \right)^{kp} \\ Q_l &= Q_{l0} \left( \frac{V}{V_0} \right)^{kq} \end{aligned} \quad (2.17)$$

onde  $P_{l0}$  e  $Q_{l0}$  são as potências ativa e reativa iniciais da carga e  $V_0$  é a tensão inicial sobre ela, em regime permanente.  $kp$  e  $kq$  são parâmetros que devem ser ajustados para adequar a função à curva da carga para variações de  $V$ .

Outro modelo que é bastante utilizado nos estudos é o modelo polinomial:

$$\begin{aligned} P_l &= P_{l0} \left( a_p + b_p \frac{V}{V_0} + c_p \left( \frac{V}{V_0} \right)^2 \right) \\ Q_l &= Q_{l0} \left( a_q + b_q \frac{V}{V_0} + c_q \left( \frac{V}{V_0} \right)^2 \right) \end{aligned} \quad (2.18)$$

onde  $a_p$ ,  $b_p$  e  $c_p$  são parcelas da carga ativa que são representadas por potência constante, corrente constante e impedância constante, respectivamente, e devem obedecer à condição  $a_p + b_p + c_p = 1$ .  $a_q$ ,  $b_q$  e  $c_q$  são os análogos para a potência reativa da carga.

Caso se queira representar a variação da carga com a frequência, isso pode ser feito pela expressão:

$$\begin{aligned} P_l &= f_p(V)(1 + k_{pf}\Delta f) \\ Q_l &= f_q(V)(1 + k_{qf}\Delta f) \end{aligned} \quad (2.19)$$

onde  $f_p(V)$  e  $f_q(V)$  são funções que representam a variação da carga com a tensão, seja ela exponencial ou polinomial,  $\Delta f$  é a variação da frequência em torno da frequência síncrona e  $k_{pf}$  e  $k_{qf}$  são constantes de ajuste de curva. Como a frequência geralmente não varia muito em relação à frequência síncrona, o termo  $\Delta f$  normalmente é desprezado.

Em estudos de estabilidade transitória, quando a tensão na carga cai muito, esses modelos podem deixar de ser precisos [9]. Porém, no estudo de estabilidade de pequenas perturbações isso não é significativo.

Neste trabalho, é adotado o modelo polinomial. A modelagem de cargas dinâmicas não será feita.

### 2.4.5 Turbinas e reguladores de velocidade

As principais fontes primárias de energia a serem transformadas em energia elétrica são a energia cinética da água e a energia térmica obtida de combustíveis fósseis e fissão nuclear.

Diferentes tipos de turbinas convertem essas fontes de energia em energia mecânica que é, por sua vez, transformada em energia elétrica pelos geradores síncronos.

O sistema de regulação de velocidade das turbinas permite controlar a potência e a frequência fornecidas para o sistema [1].

Turbinas e reguladores de velocidade muitas vezes não são representados em estudos de estabilidade angular de sistemas elétricos de grande porte, tanto de estabilidade transitória, quanto de estabilidade a pequenas perturbações porque as constantes de tempo envolvidas em sua malha são lentas e não possuem grande influência na resposta considerando os horizontes de estudo da estabilidade angular.

Por isso, a modelagem desses componentes não é detalhada neste trabalho, e, sendo assim, a potência mecânica é considerada constante.

Em sistemas térmicos com o sistema de *fast valving* ou no caso de usinas hidrelétricas de pequeno porte, que apresentam constantes de tempo menores na malha turbina-regulador de velocidade, os efeitos das variações de potência mecânica devem ser considerados.

#### 2.4.6 Sistemas de excitação

A função básica do sistema de excitação é fornecer corrente contínua para o enrolamento de campo do rotor da máquina. Além disso, os sistemas de excitação modernos possuem funções de proteção e controle essenciais para o desempenho satisfatório dos sistemas de potência [1].

As funções de controle incluem o controle da tensão e do fluxo de potência reativa, e melhora a estabilidade do sistema. As funções de proteção garantem que os limites de capacidade das máquinas síncronas, do próprio sistema de excitação e de outros equipamentos não sejam excedidos.

Os principais componentes de um sistema de excitação são:

- Excitatriz: fornece a potência para o enrolamento de campo do rotor;
- regulador de tensão: processa e amplifica os sinais de entrada de controle para um nível e forma adequada para controle da excitatriz;
- transdutor de tensão terminal e compensador de carga: mede a tensão terminal, retifica, filtra e compara com uma referência que representa a tensão terminal desejada. Caso seja necessário manter a tensão constante em algum ponto eletricamente remoto dos terminais do gerador, compensação de carga pode ser utilizada [1];
- PSS: utilizando e processando algum sinal de entrada adicional, como velocidade ou potência elétrica, modula a referência do regulador de tensão para oscilações eletromecânicas;
- limitadores e circuitos de proteção: esses incluem uma variada gama de funções protetoras e de controle que garantem que os limites do gerador e da excitatriz não sejam excedidos.

Dependendo da fonte de energia da excitatriz, ela pode ser classificada em três categorias, sendo elas:

- Excitatriz DC: utiliza gerador de corrente contínua como fonte de potência para fornecer corrente para o rotor do gerador síncrono;

- excitatriz AC: utiliza máquinas AC energizadas por fonte externa para fornecer a potência para o enrolamento de campo;
- excitatriz estática: a potência necessária para alimentar o enrolamento de campo vem da própria barra terminal do gerador síncrono por meio de um transformador ou de enrolamentos auxiliares no gerador. Todos os componentes nesse sistema de excitação são estáticos ou estacionários.

A fim de estudar a estabilidade a pequenas perturbações, muitas vezes o sistema de excitação composto pela excitatriz com o regulador de tensão é representado por um modelo de primeira ordem da forma  $\frac{E_{fd}}{V_{ref} - V_t} = \frac{K_\epsilon}{1 + sT_\epsilon}$  [1, 6, 13], onde  $V_{ref}$  é a tensão de referência do regulador de tensão,  $V_t = \sqrt{V_d^2 + V_q^2}$  é a tensão terminal da máquina,  $K_\epsilon$  é o ganho do sistema de excitação e  $T_\epsilon$  é sua constante de tempo.

Desenvolvendo o modelo de primeira ordem do sistema de excitação, chega-se à seguinte equação diferencial:

$$\dot{E}_{fd} = -\frac{1}{T_\epsilon} E_{fd} + \frac{K_\epsilon}{T_\epsilon} (V_{ref} - V_t) \quad (2.20)$$

Normalmente  $K_\epsilon$  é elevado e  $T_\epsilon$  é reduzido porque o sistema de excitação deve reagir rapidamente no caso de uma grande perturbação, como uma falta, aumentando a tensão de campo para que a tensão da barra à qual o gerador está conectado não caia tanto, fornecendo torque sincronizante e melhorando a estabilidade transitória do sistema.

A desvantagem é que o uso de reguladores de tensão com altos ganhos e constantes de tempo baixas geralmente pioram o amortecimento natural do sistema, podendo causar instabilidades oscilatórias, devido a torque de amortecimento negativo [6].

Para amortecer as oscilações com mais eficácia, são utilizados PSSs para modular a tensão de referência do regulador de tensão de forma que o torque de amortecimento aumente [6]. Esse processo é melhor detalhado na Seção 2.4.8.

Modelos detalhados de sistemas de excitação podem ser encontrados em [14].

### 2.4.7 Linearização e ponto de operação inicial

Para iniciar o estudo da estabilidade a pequenas perturbações é necessário obter as equações linearizadas conforme o modelo no espaço

de estados das Equações (2.3) a (2.5).

O processo é trabalhoso e depende do modelo de máquina, carga, sistema de excitação, turbinas, reguladores de velocidade e representação da rede escolhidos. Alguns modelos usuais utilizados em estudos de estabilidade eletromecânica foram exibidos nas Seções 2.4.1, 2.4.2, 2.4.4 e 2.4.6.

Desta forma, as equações diferenciais a serem consideradas no processo de linearização são:

- Equações mecânicas dos geradores síncronos (Seção 2.4.2.1, (2.7));
- equações elétricas dos rotores dos geradores síncronos (Seção 2.4.2.2);
- equações dos sistemas de excitação (Seção 2.4.6, (2.20)).

As equações algébricas compreendem:

- Equações algébricas da rede, caso os elementos da rede de transmissão utilizem modelos estáticos (Seção 2.4.1, (2.6));
- equações elétricas dos estatores dos geradores síncronos (Seção 2.4.2.2);
- equações de mudança de referência das correntes injetadas pelas máquinas síncronas (Seção 2.4.3, (2.16));
- equações das cargas, caso essas sejam modeladas como estáticas (Seção 2.4.4).

As variáveis de estado são as tensões internas das máquinas, juntamente com suas posições e velocidades angulares e tensões de campo. As variáveis algébricas são as tensões reais e imaginárias nas barras e injeções de corrente. Um exemplo do processo de linearização pode ser visto em [15].

Os valores iniciais para as variáveis das máquinas síncronas são fornecidos pelas equações em regime permanente das equações mecânicas, das equações elétricas do estator, do rotor e do sistema de excitação [9], utilizando valores obtidos do fluxo de potência, supondo que o sistema está em equilíbrio, e dependem do modelo de máquina e sistema de excitação escolhidos.

As equações elétricas do estator são algébricas e, portanto, sua aplicação é direta para obter os valores iniciais das variáveis do sistema. Nas equações diferenciais é necessário considerar as derivadas iguais a zero.

### 2.4.8 PSSs

Durante as décadas de 1950 e 1960, a maioria das unidades geradoras novas passaram a ser equipadas com reguladores de tensão associados a excitatrizes estáticas. Os reguladores de tensão atuais realimentam o sinal da tensão terminal para a entrada da excitatriz com alto ganho e ação rápida [1, 4, 6].

Isso fez com que o problema de torque de sincronização fosse praticamente solucionado no caso da estabilidade a pequenas perturbações, e aumentaram consideravelmente as margens de estabilidade dos sistemas de potência no caso da estabilidade transitória.

Para tentar solucionar esse problema, começaram a ser utilizados sinais adicionais, como a velocidade do rotor ou a potência elétrica da máquina, realimentados para a referência dos reguladores de tensão com a finalidade de adicionar torque de amortecimento em modos de oscilação problemáticos. O dispositivo responsável por isso é o Estabilizador de Sistemas de Potência (PSS, sigla em inglês de *Power System Stabilizer*).

Os PSSs têm sido utilizados há algumas décadas para melhorar a estabilidade oscilatória dos sistemas de potência e melhorar a capacidade de transmissão de potência da rede sob condições de ligações fracas e alto carregamento.

Apesar da tecnologia existente, blecautes devido a instabilidades oscilatórias ainda ocorrem esporadicamente, normalmente devido à inoperância ou mau ajuste dos PSSs, e vários modos de oscilação mal amortecidos ainda coexistem nos sistemas interligados, principalmente em baixas frequências, na faixa de 0,1 a 2,5 Hz [16–18].

Várias questões práticas de implementação também surgem como qual sinal adicional utilizar [19, 20] ou em que locais instalar os dispositivos [5, 6].

#### 2.4.8.1 GEP e análise de PSS utilizando modelo de Heffron-Phillips

Na Figura 2.2 é mostrado o modelo Heffron-Phillips com regulador de tensão.

O modelo Heffron-Phillips é uma representação de um sistema máquina-barras infinita conectadas por uma impedância, no qual o gerador síncrono obedece às equações do Modelo 2 da Seção 2.4.2.2 e as equações são linearizadas. O procedimento detalhado de obtenção do

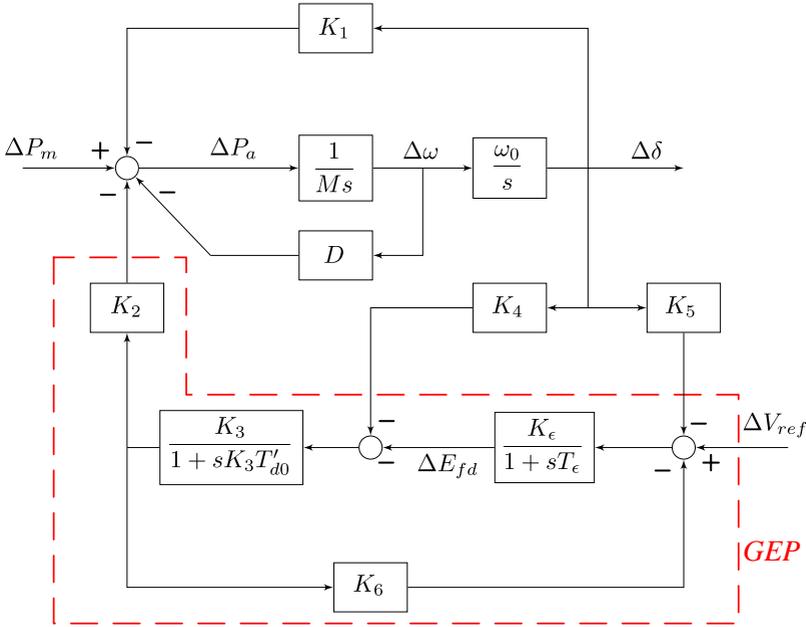


Figura 2.2 – Modelo Heffron-Phillips com regulador de tensão.

modelo pode ser visto em [4, 15] e não será reproduzido aqui.

As constantes  $K_1$  a  $K_6$  dependem tanto de parâmetros da máquina quanto da rede.

É possível ver no diagrama da Figura 2.2 como o sistema de excitação utiliza a diferença entre a tensão de referência  $\Delta V_{ref}$  e a tensão terminal  $\Delta V_t$  e realimenta para a máquina, gerando um sinal de  $\Delta E_{fd}$ .

Sabe-se também que  $\Delta\omega$  é a derivada de  $\Delta\delta$  e, portanto, está adiantada em  $90^\circ$ .

No somador onde entram  $\Delta P_m$  e  $\Delta P_e$  e sai a potência acelerante  $\Delta P_a$ , a potência elétrica é composta por três sinais: um que chega por  $K_1$ , um que chega por  $K_2$  e outro que chega por  $D\omega$ .

A partir do modelo, é possível calcular a função de transferência  $\frac{\Delta P_e}{\Delta\delta} = F_e(s)$  e pode-se fazer as manipulações, para uma determinada frequência  $\omega_e$ , com  $s = j\omega_e$ , para separar as componentes de  $F_e(s)$  proporcionais à  $\Delta\delta$  e  $\Delta\omega$ :

$$\begin{aligned} \Delta P_e &= F_e(j\omega_e)\Delta\delta \\ F_e(j\omega_e)\Delta\delta &= K_S(j\omega_e)\Delta\delta + \omega_e K_D(j\omega_e)\Delta\omega \end{aligned} \quad (2.21)$$

$$\Delta P_e = K_S(j\omega_e)\Delta\delta + \omega_e K_D(j\omega_e)\Delta\omega$$

Comparando (2.21) com (2.1), conclui-se que  $T_S = K_S(j\omega_e)$  e  $T_D = \omega_e K_D(j\omega_e)$ .

Como foi mencionado, para o sistema ser estável, tanto  $T_S$  quanto  $T_D$  devem ser positivos para que os torques de sincronização e amortecimento, que agem como forças restaurativas da sistema, apresentem os sinais adequados, que levam o sistema de volta ao equilíbrio.

Logo, o PSS deve agir usando um sinal adicional a ser escolhido pelo projetista e gerando um sinal realimentado na entrada  $\Delta V_{ref}$  da Figura 2.2 em fase com  $\Delta\omega$ , visando aumentar o torque de amortecimento.

### 2.4.8.1.1 A função GEP

A ação do PSSs acontece efetivamente por meio da função de transferência entre a potência elétrica e a tensão de referência do regulador de tensão com o desvio de velocidade considerado zero, denominada *Generator-Exciter-Power System*, GEP(s), e realçada em vermelho na Figura 2.2 e exibida em separado na Figura 2.3 [4, 6]:

$$GEP(s) = \left. \frac{\Delta P_e}{\Delta V_{ref}} \right|_{\Delta\omega=0} = \frac{K_2 K_3 EXC(s)}{(1 + sT'_{do} K_3) + K_3 K_6 XC} \quad (2.22)$$

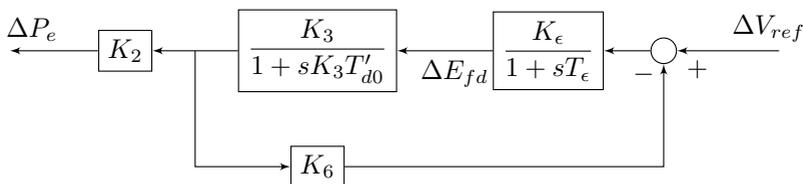


Figura 2.3 – Diagrama de blocos da função de transferência  $\frac{\Delta P_e}{\Delta V_{ref}}$  com  $\Delta\omega = 0$ .

$EXC(s)$  é a função de transferência do regulador de tensão, que varia conforme o modelo escolhido. Neste caso, está sendo usado um regulador de tensão de primeira ordem com função de transferência:

$$EXC(s) = \frac{\Delta E_{fd}}{\Delta V_{ref}} = \frac{K_\epsilon}{1 + sT_\epsilon} \quad (2.23)$$

Lembrando que, em pu, o torque é aproximadamente igual à

potência, desde que o desvio de velocidade em pu não seja significativo, o torque elétrico de amortecimento devido ao efeito do PSS pode ser calculado por meio da função de transferência:

$$\frac{\Delta T_{e_{PSS}}}{\Delta \omega} = \frac{\Delta T_{e_{PSS}}}{\Delta V_{ref}} \frac{\Delta V_{ref}}{\Delta \sigma} \frac{\Delta \sigma}{\Delta \omega} = GEP(s)PSS(s) \frac{\Delta \sigma}{\Delta \omega} \quad (2.24)$$

onde  $T_{e_{PSS}}$  é o torque elétrico causado devido ao efeito do PSS,  $\sigma$  é o sinal suplementar utilizado como entrada do PSS e  $PSS(s)$  é a função de transferência do PSS.

Por simplificação, nesta análise é escolhida a velocidade  $\omega$  como sinal de entrada do PSS, reduzindo (2.24) a:

$$\frac{\Delta T_{e_{PSS}}}{\Delta \omega} = GEP(s)PSS(s) \quad (2.25)$$

Ou seja, para que o PSS produza um torque elétrico puramente de amortecimento, em fase com a velocidade, é necessário que:

$$\angle PSS(s) = -\angle GEP(s) \quad (2.26)$$

Porém, como a característica de fase da função GEP geralmente apresenta atrasos crescentes com a frequência, caso ela tivesse que ser compensada para todo o espectro de frequência de maneira ideal, o compensador resultaria em um avanço puro, ou seja, uma função de transferência não-causal [19].

#### 2.4.8.1.2 Características da GEP

As características de fase e ganho da GEP mudam juntamente com as condições de operação. Portanto, com um PSS fixo não seria possível obter compensação ideal para toda faixa de frequência escolhida e sob qualquer condição de operação [6].

Algumas características importantes da GEP que se pode citar são [19]:

- O ganho aumenta quando a carga do gerador aumenta, o que é desejável, pois os problemas de estabilidade para os quais o PSS é utilizado também aumentam com a carga;
- o ganho é mais alto para sistemas com interligações fortes, nos quais o problema de estabilidade não é significativo, e diminui quando o sistema se torna fraco. Esse efeito faz com que a atua-

ção do PSS diminua quando o sistema mais precisa de torque de amortecimento;

- o atraso de fase da GEP também aumenta quando o sistema fica mais forte. Isto significa que, nessas condições, é necessário mais avanço de fase por parte do PSS para amortecer oscilações, causando maior ganho em altas frequências, e acaba por limitar o ganho que se pode utilizar. Sem ganho adaptativo ou controle robusto, o ganho não pode ser tão alto quanto desejado sob condições de sistema fraco, quando o PSS é mais necessário [19].

Por isso, o PSS é projetado para fornecer torque de amortecimento adequado apenas para uma faixa de frequência de interesse, em especial para amortecer modos de oscilação locais e interárea nos quais a unidade participe [6].

O sinal suplementar escolhido, o modelo de PSS e a metodologia de ajuste dos parâmetros dependem das características do sistema e da escolha do projetista. Algumas alternativas serão discutidas nos capítulos seguintes.

## 2.5 Conclusão

Neste capítulo, foi introduzido o problema e a modelagem do sistema do ponto de vista da estabilidade a pequenas perturbações.

Como pode ser observado pela modelagem realizada até o momento, o foco é voltado para as oscilações eletromecânicas entre máquinas e o sistema, que envolvem os modos intra-planta, locais e interárea definidos na Seção 2.3.

O estudo de modos torcionais necessita de uma modelagem mais detalhada dos eixos das máquinas, visto que esses modos são de natureza distinta dos anteriores. Portanto, eles não aparecem na modelagem deste trabalho e não é função dos PSSs amortecer esses modos, sendo necessárias outras medidas [1].

A modelagem dos componentes é simplificada e o sistema é linearizado para que a estabilidade a pequenas perturbações seja estudada.

São considerados apenas sistemas trifásicos operando sob condições equilibradas, que não é aplicável, de maneira geral, a sistemas de distribuição [21].

As principais aproximações incorporadas aos modelos das máquinas são apontadas na Seção 2.4.2.

Por fim, o conceito de PSS é introduzido por meio do modelo de Heffron-Phillips como um dispositivo que realimenta um sinal adicional

à tensão de referência do regulador de tensão com o objetivo de aumentar o torque de amortecimento dos modos eletromecânicos do sistema. O caso multimáquina deve ser tratado de maneira diferente e é um dos objetivos deste trabalho.

## 3 ANÁLISE DE MODELOS DE PSS BASEADOS EM DIFERENTES SINAIS

### 3.1 Introdução

Na Seção 2.4.8 foi discutido a idéia geral de PSS. Neste capítulo são apresentados conceitos de diferentes PSSs, baseados em diferentes sinais de entrada, e suas características.

Neste trabalho é considerado apenas a opção de projeto de PSSs descentralizados e de estrutura fixa. Outras características como os diferentes tipos de PSSs afetam certos métodos de projeto são mencionadas no Capítulo 4.

### 3.2 PSSs de velocidade ( $\Delta\omega$ )

Os PSSs de velocidade foram os primeiros a surgir. Eles utilizam a medida direta da velocidade do eixo da máquina para calcular o desvio de velocidade angular  $\Delta\omega$  e a partir dele gerar um sinal estabilizador a ser aplicado na referência do regulador de tensão  $\Delta V_{ref}$  [19, 20].

Uma importante consideração sobre os sensores de velocidade angular do eixo é que eles tem que filtrar o ruído causado pela movimentação lateral do eixo. Filtros convencionais não são capazes de remover esse ruído de baixa frequência sem afetar os componentes eletromecânicos do sinal. Nas primeiras implementações dos PSSs, esse problema era contornado realizando diversas medições ao longo do eixo da máquina, mas essa é uma técnica cara e que não é confiável a longo prazo.

Além disso, há problemas com as oscilações torcionais. Se elas não fossem cuidadosamente filtradas, o PSS poderia reduzir o amortecimento das mesmas. Como foi mencionado na Seção 2.3, os modos torcionais podem surgir tipicamente na faixa entre 10 e 46 Hz. Em especial, os PSSs podem prejudicar os modos torcionais de baixa frequência.

Ao atenuar os componentes torcionais do sinal  $\Delta\omega$ , os filtros introduzem atrasos de fase em frequências relacionadas a modos da excitatriz, causando um efeito desestabilizante nos mesmos e impondo um limite máximo no ganho do PSS. Em alguns casos, o limite é bem restritivo e prejudica a capacidade do PSS de amortecer as outras oscilações eletromecânicas [22].

### 3.3 PSSs de frequência ( $\Delta f$ )

Uma alternativa à utilização do sinal de velocidade como entrada do PSS, que se mostra problemática, é a utilização da frequência terminal da máquina. Em alguns casos, a tensão terminal e as correntes de entrada são combinadas para gerar um sinal que aproxima a velocidade do rotor da máquina chamado de frequência "compensada" [20].

Em relação à velocidade angular, o sinal de frequência é mais sensível a modos de oscilação entre grandes áreas do que modos envolvendo apenas máquinas individuais, incluindo os modos intra-planta. Então é possível obter maior amortecimento para os modos interárea do que seria possível obter com PSSs de velocidade [19, 20].

Além disso, a sensibilidade de PSSs de frequência às oscilações do rotor aumentam quando o sistema de transmissão se torna fraco, tendo efeito contrário da redução do ganho da GEP citada na Seção 2.4.8.1, permitindo que ganhos maiores sejam utilizados sem prejudicar a resposta sob condições de interligação forte [19].

Sinais de frequência medidos nos terminais de máquinas térmicas contêm componentes torcionais, logo, também são necessários filtros e ocorre o mesmo tipo de limitação dos PSSs de velocidade.

Outra desvantagem é que mudanças nas configurações do sistema de potência também causam mudanças de fase, produzindo grandes transitórios de frequência, pois  $f = \frac{d\theta}{dt}$ , onde  $\theta$  é o ângulo da barra na qual é medida  $f$ . Como consequência, essas perturbações são transferidas para a tensão de campo pelo PSS. Ademais, o sinal de frequência também contém ruídos causados por cargas industriais.

### 3.4 PSSs de potência elétrica ( $\Delta P$ )

Linearizando (2.7a) e desconsiderando as variações na potência mecânica  $\Delta P_m$  e com  $D = 0$ , obtém-se:

$$\Delta \dot{\omega} = \frac{1}{M} (-\Delta P_e) \quad (3.1)$$

Isso significaria que o sinal de aceleração  $\Delta \dot{\omega}$  está adiantado em  $90^\circ$  em relação à velocidade  $\Delta \omega$  e está em fase com a potência elétrica  $\Delta P_e$ .

O sinal de potência elétrica pode ser usado como entrada em PSSs e processado para obtenção de um torque de amortecimento positivo, em fase com  $\Delta \omega$ , para uma faixa de frequência de interesse [20]. Ele

também é pouco sensível a modos torcionais, reduzindo a necessidade de filtragem [19].

Em suma, o PSS de potência elétrica parte de um sinal adiantado em  $90^\circ$  em relação à velocidade e, portanto, deve utilizar atraso para gerar torque de amortecimento em frequências nas quais o atraso da GEP não seja grande.

Devido a essa peculiaridade, ele não pode fornecer torque de amortecimento puro em mais de uma frequência e um compromisso deve ser estabelecido entre amortecer modos locais ou modos interárea, porque a faixa de frequência com amortecimento significativo fica limitada [20].

Outra desvantagem é que (3.1) só é válida na ausência de variação da potência mecânica. E na prática sabe-se que isso não acontece. Dessa maneira, quando ocorrem mudanças na potência mecânica, a tensão de campo varia de forma indesejada e, conseqüentemente, a tensão terminal da máquina e fluxos de potência reativa também. Isso limita bastante o ganho e o amortecimento que se pode conseguir com o PSS de potência elétrica.

Em (2.24),  $\frac{\Delta sig}{\Delta\omega}$  é aproximado por um sinal avançado em  $90^\circ$ , desconsiderando variações da potência mecânica.

### 3.5 PSSs de integral da potência acelerante ( $\Delta P\omega$ )

As limitações inerentes aos PSSs de velocidade, de frequência e de potência levaram ao desenvolvimento de estabilizadores que sintetizam um sinal correspondente à integral da potência acelerante dos geradores.

Após anos de experimentação, os primeiros PSS de integral da potência acelerante foram postos em prática e, depois, inseridos nos padrões do IEEE como PSS2A e PSS2B [20, 23].

Na Figura 3.1 é mostrada a estrutura do PSS2B. Tanto o PSS2A quanto o PSS2B são baseados no sinal sintetizado da integral da potência acelerante. Contudo, o PSS2B tem um bloco de avanço/atraso a mais em relação ao PSS2A, mais especificamente o bloco  $\frac{1 + sT_{10}}{1 + sT_{11}}$  na Figura 3.1.

Os blocos que compõem a estrutura do PSS2B são explicados nas subseções seguintes e os valores típicos de seus parâmetros são informados.

Exceto pelo ganho, em verde, e pelos blocos de avanço/atraso,

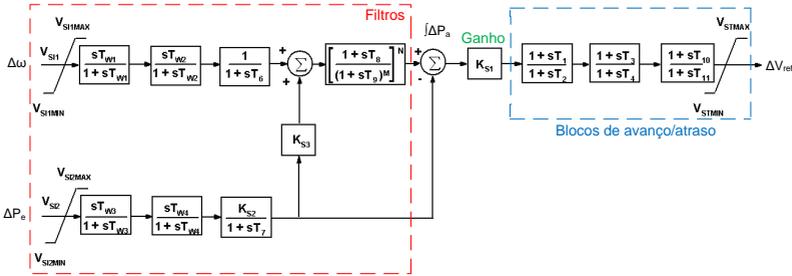


Figura 3.1 – Estrutura do PSS2B.

em azul na Figura 3.1, todos os demais parâmetros fazem parte do pré-processamento e filtragem para obtenção do sinal  $\int \Delta P_a(s)$ , e normalmente são ajustados segundo valores típicos ou características da máquina e sistema para os quais se quer projetar o PSS.

Em [24,25] são apresentadas revisões do PSS2B nas quais o restante desta seção é embasada.

### 3.5.1 Obtenção do sinal da integral da potência acelerante

A partir de (2.7a), a fórmula da integral da potência acelerante calculada para o sistema linearizado é:

$$\int \frac{\Delta P_a}{M} dt = \frac{1}{M} \int (\Delta P_m - \Delta P_e) dt \quad (3.2)$$

A potência elétrica está prontamente disponível como entrada. Porém, devido à complexidade de projeto e à necessidade de customização em cada local, um novo método de derivar a potência mecânica indiretamente foi desenvolvido [20,26].

Partindo novamente de (2.7a), pode-se escrever:

$$\Delta \omega = \frac{1}{M} \int (\Delta P_m - \Delta P_e) dt \quad (3.3)$$

A integral da potência mecânica pode ser calculada como:

$$\int \Delta P_m dt = M \Delta \omega + \int \Delta P_e dt \quad (3.4)$$

Ou seja, pode-se sintetizar um sinal de integral da potência mecânica a partir do sinal de velocidade angular e potência elétrica da máquina.

A função de transferência proporcional à integral da potência acelerante pode então ser descrita como:

$$\int \frac{\Delta P_a}{M} dt \Rightarrow \frac{\Delta P_a(s)}{Ms} = -\frac{\Delta P_e(s)}{Ms} + G_{lp}(s) \left( \frac{\Delta P_e(s)}{Ms} + \Delta\omega(s) \right) \quad (3.5)$$

onde  $M = 2H$ .

A função de transferência  $G_{lp}(s)$  é de um filtro passa-baixas chamado filtro seguidor de rampa e descrito com mais detalhes na Seção 3.5.4.

Ao utilizar um sinal proporcional à integral da potência acelerante ao invés de proporcional à potência acelerante, a necessidade de diferenciação do sinal de velocidade é evitada. Os requisitos sobre os transdutores de velocidade são reduzidos em relação aos PSSs de velocidade convencionais por causa do filtro seguidor de rampa [27].

### 3.5.2 Filtros *washout*

Os filtros *washout* são passa-altas que tem a função de evitar que o PSS atue em regime permanente, visto que ele só deve atuar para amortecer oscilações [1]. Normalmente, os blocos  $\frac{sT_{w1}}{1+sT_{w1}}$ ,  $\frac{sT_{w2}}{1+sT_{w2}}$  e  $\frac{sT_{w3}}{1+sT_{w3}}$  da Figura 3.1 são utilizados como *washouts*, e o bloco  $\frac{sT_{w4}}{1+sT_{w4}}$  é ignorado [20].

Definindo uma constante de tempo  $T_w$ , a configuração típica para os parâmetros dos filtros *washout* é:

$$\begin{aligned} T_{w1} &= T_{w2} = T_{w3} = T_w \\ T_{w4} &= \text{"0"} \quad (\text{na realidade, este bloco é desconsiderado}) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Valores típicos para  $T_w$  podem ser encontrados na literatura:

- Em [23]:  $2 \leq T_w \leq 15$  s;
- em [28]:  $T_w$  deve ser escolhido de forma a permitir o amortecimento de modos entre 0,1 e 3 Hz;
- em [1, 29]:  $1 \leq T_w \leq 20$  s;
- em [30]: há ajustes com  $T_w = 3$  s e com  $T_w = 10$  s.

A escolha de  $T_w$  não é crítica e o valor desta constante deve ser grande o bastante para permitir a passagem de sinais associados às oscilações da velocidade angular da máquina, mas não pode ser tão grande a ponto de causar excursões de tensão no gerador durante ilhamentos [22].

Para modos de oscilação locais,  $T_w$  de 1,5 s é satisfatório, mas para modos interárea de baixa frequência, é necessário fazer  $T_w = 10$  s ou mais, pois constantes mais baixas levam à sobrecompensação em baixas frequências [1, 29]. Isso reduz o componente de torque sincronizante nas frequências dos modos interárea, que é prejudicial para a estabilidade transitória em situações com oscilações interárea dominantes [19, 29].

Na Figura 3.2 são mostradas, para diferentes valores de  $T_w$ , as respostas em frequência da função de transferência correspondente a um filtro *washout* duplo:

$$G_{wo}(s) = \frac{T_w s}{T_w s + 1} \frac{T_w s}{T_w s + 1} = \frac{T_w^2 s^2}{T_w^2 s^2 + 2T_w s + 1} \quad (3.7)$$

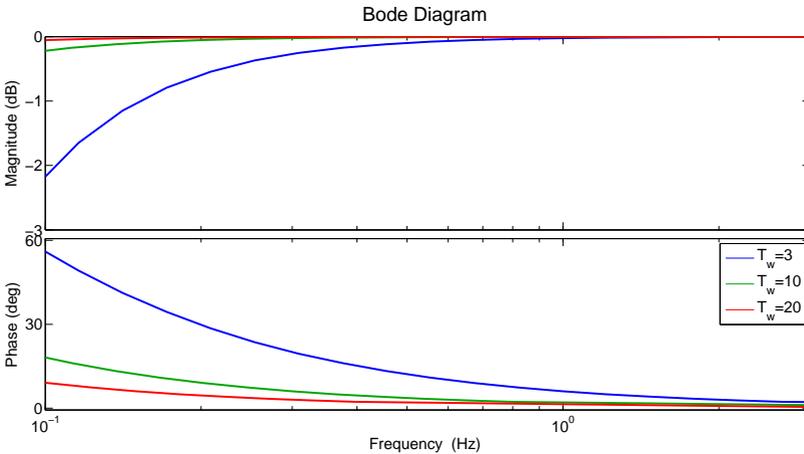


Figura 3.2 – Resposta em frequência de  $G_{wo}(s)$ , variando  $T_w$ .

Escolhendo, por exemplo, a frequência de 0,2 Hz, na qual modos interárea de baixa frequência podem ocorrer, a atenuação no ganho e o avanço de fase para cada valor de  $T_w$  selecionado podem ser vistos na Tabela 1.

Conforme  $T_w$  diminui, o avanço de fase aumenta, porém, o ganho em baixas frequências diminui. Essa diminuição do ganho faz com que

Tabela 1 – Ganho e fase do filtro *washout* duplo em 0,2 Hz, variando  $T_w$ .

$T_w$ [s]	Ganho [dB]	Fase [°]
3	-0,597	29,7
10	-0,055	9,1
20	-0,014	4,6

o PSS tenha menos influência em regime permanente. No entanto, se o ganho do PSS for alto o suficiente, pode causar torque sincronizante negativo em baixas frequências e piorar a estabilidade transitória.

Em alguns casos, é necessário colocar um dos blocos de avanço/atraso do PSS como atraso em baixas frequências para compensar o avanço do filtro *washout*. Porém, isso reduz o avanço de fase alcançável pelo PSS, que pode ser necessário para amortecer modos intra-planta em altas frequências [31].

### 3.5.3 $K_{s3}$ , $T_6$ e Integral da potência elétrica

$K_{s3}$  normalmente é ajustado como 1 e  $T_6$  é considerado como 0 [20].  $T_6$  pode ser usado para modelar computacionalmente o transdutor de velocidade, mas em geral não é necessário ajustá-lo em campo [24].  $K_{s3}$  pode assumir valores ligeiramente diferentes como 0,99 [30].

O bloco  $\frac{K_{s2}}{1 + sT_7}$  idealmente seria um bloco de integração na forma  $\frac{1}{2Hs}$ , para obter o sinal integral da potência elétrica, aqui denotado como  $\int \Delta P_e(s)$ . Porém, na prática, é utilizado um filtro passa-baixas com  $K_{s2} = \frac{T_w}{2H}$  e  $T_7 = T_w$  [24].

Na Figura 3.3, que apresenta a resposta em frequência do integrador puro e do filtro passa-baixas em conjunto com um *washout*, é possível observar que a resposta dos dois é bem próxima para frequências acima de 0,1 Hz. O ajuste do filtro passa-baixas é feito para reduzir o ganho em baixas frequências, contribuindo com o efeito do filtro *washout* [19]. A consequência dessa escolha para a resposta combinada dos filtros do PSS2B pode ser observada na Seção 3.5.5.

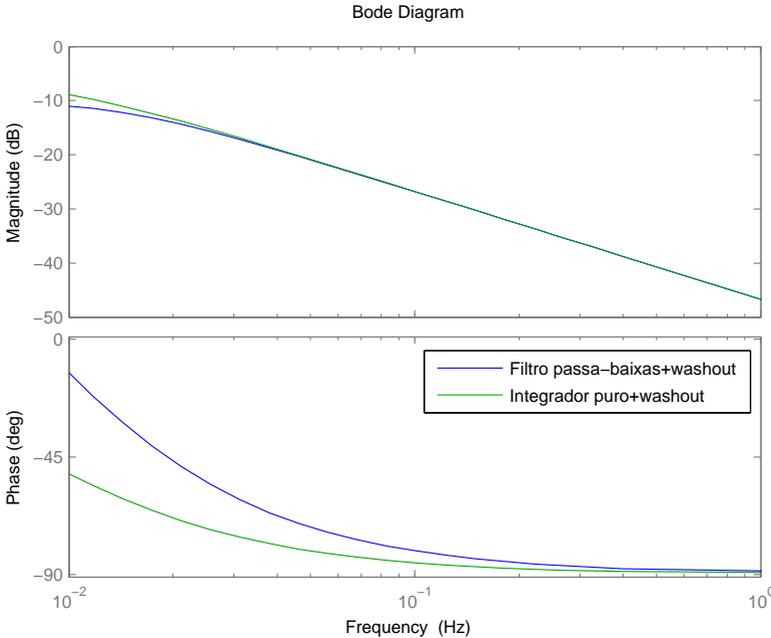


Figura 3.3 – Resposta em frequência do integrador e do filtro passa-baixas do PSS2B.

### 3.5.4 Filtro seguidor de rampa e integral da potência acelerante

Como mencionado na Seção 3.2, nos PSSs baseados no sinal de velocidade, há necessidade de utilização de filtragem para reduzir a contribuição da movimentação lateral e torcional do eixo da máquina na resposta do PSS. O PSS de integral da potência acelerante foi projetado para lidar com os problemas de filtragem e levar em considerações variações de potência mecânica.

O filtro de modos torcionais do PSS de integral da potência acelerante é comumente referenciado como filtro seguidor de rampa, e é introduzido no ramo da integral da potência mecânica, por onde passa o sinal de velocidade.

O sinal de potência elétrica normalmente não contém componentes dos modos torcionais, e o filtro de modos torcionais pode ser desconsiderado no ramo da integral de potência elétrica. A vantagem desta escolha é que os modos da excitatriz não são desestabilizados pelo

filtro de modos torcionais [25, 27].

No entanto, o motivo do filtro de modos torcionais ser referenciado como filtro seguidor de rampa se deve à sua outra função.

Com o crescimento dos sistemas de potência e necessidade de amortecer modos interárea em frequências mais baixas, as constantes de tempo dos filtros *washout* passaram a ser ajustadas com valores maiores para admitir frequências tão baixas quanto 0,1 Hz com pouca atenuação e avanço de fase [20, 24, 32].

Porém, esse ajuste faz com que surja um outro problema relacionado à variação da potência mecânica. A introdução de constantes de tempo longas produz desvios de potência reativa e tensão terminal excessivos em máquinas hidráulicas e máquinas térmicas com o recurso de *fast valving*, nas quais a variação da potência mecânica é mais rápida.

Quando a potência mecânica varia rapidamente, a potência elétrica logo segue, mas há uma mudança limitada na velocidade angular. Apesar disso depender da força de interconexão do sistema, as mudanças na velocidade sempre são relativamente pequenas e serão desconsideradas na análise seguinte [20].

Quando há uma rampa na potência elétrica, o sinal da integral da potência elétrica  $\int \Delta P_e(s)$  vai mudar em uma taxa que depende da constante do filtro *washout* e da constante de inércia da máquina.

A partir desse ponto, o sinal segue dois caminhos: um passando pelo filtro seguidor de rampa  $G_{lp}(s) = \left( \frac{1 + sT_8}{(1 + sT_9)^M} \right)^N$ , e no outro é subtraído diretamente no ponto  $\int \Delta P_a$  da Figura 3.1.

Idealmente, esses sinais se cancelariam, visto que o PSS não foi projetado para produzir um sinal de saída nessa condição. Porém, com constantes  $T_w$  grandes e rampas com taxa de mudança elevada, isso não ocorre e um grande sinal de erro pode se propagar para a saída do PSS, variando a tensão terminal da unidade. Isso, inicialmente, obrigou a limitação dos ganhos dos PSSs e sua efetividade [20].

### 3.5.4.1 Critérios para ajuste do filtro seguidor de rampa

As características do filtro seguidor de rampa são ditadas pelos requisitos de que, em altas frequências, os componentes torcionais sejam adequadamente atenuados, e que a banda de passagem seja larga o suficiente para seguir mesmo as mudanças mais rápidas da potência mecânica [27].

Denotando o sinal da integral da potência elétrica em  $s$  como

$\int \Delta P_a(s)$ , a função de transferência entre a potência elétrica  $\Delta P_e(s)$  e  $\int \Delta P_a(s)$  é:

$$\frac{\int \Delta P_a(s)}{\Delta P_e(s)} = \left( \frac{sT_{w3}}{1 + sT_{w3}} \right) \frac{K_{s2}}{1 + sT_7} (G_{lp}(s) - 1) \quad (3.8)$$

Foi visto que com o filtro  $G_{lp}(s) = \left( \frac{1 + sT_8}{(1 + sT_9)^M} \right)^N$  era possível reduzir a sensibilidade da saída do PSS a variações na potência mecânica. Os critérios para ajuste dos parâmetros são:

1. Atenuação de componentes de alta frequência no sinal de entrada relacionados aos modos torcionais;
2. mudanças na potência mecânica de baixa frequência conseguem passar sem atenuação significativa;
3. minimização do desvio na saída do PSS que ocorre quando a potência mecânica varia rapidamente.

Baseado em modos torcionais por volta de 7 Hz, os dois primeiros critérios são atendidos com filtros de quarta ordem ( $M = 4$  e  $T_9 = 0,08$  s). Esses filtros atendem os dois primeiros critérios, mas não o terceiro para unidades hidrelétricas com rampas com taxas de variação rápidas. Por esse motivo, os coeficientes mais comumente usados nos filtros seguidores de rampa são  $N = 1$  e  $M = 5$  [20].

Os filtros  $G_{lp}(s) = \left( \frac{1 + sT_8}{(1 + sT_9)^M} \right)^N$  são chamados seguidores de rampa porque conseguem acompanhar rampas com erro 0 e parábolas com erro constante, caso os parâmetros sejam ajustados adequadamente, satisfazendo  $T_8 = T_9M$ . Para obter 40 dB de atenuação em 7 Hz,  $T_9$  deve ser estabelecido como 0,1, resultando em  $T_8 = 0,5$ .

Com esse projeto, o filtro seguidor de rampa consegue acompanhar mesmo rampas rápidas, diminuindo a saída do PSS nesses casos. Além disso, valores diferentes para os parâmetros podem ser testados para melhorar o seguimento de rampas ou atenuar componentes torcionais de baixa frequência.

Por fim, o desempenho desse filtro pode ser crítico para o comportamento da máquina em situações de ilhamento, com grandes variações da frequência e da potência mecânica.

### 3.5.4.2 Resposta do filtro seguidor de rampa

Na Figura 3.4 é apresentada uma comparação entre a resposta em frequência do filtro seguidor de rampa de quarta e de quinta ordem.

Uma das funções do filtro seguidor de rampa é reduzir a atuação do PSS na presença de modos torcionais de baixa frequência [29]. Além da redução do ganho, há um atraso de fase na resposta do filtro seguidor de rampa em frequências mais altas. Em 2 Hz, por exemplo, o atraso de fase do filtro de quarta ordem é  $-127^\circ$ . O filtro de quinta ordem apresenta um atraso de  $-176^\circ$  na mesma frequência.

Porém, como será visto na Seção 3.5.5, o efeito da atenuação e do atraso sobre a velocidade não são perceptíveis na resposta do sinal sintetizado da integral da potência acelerante, considerando a entrada potência elétrica e o efeito combinado dos filtros.

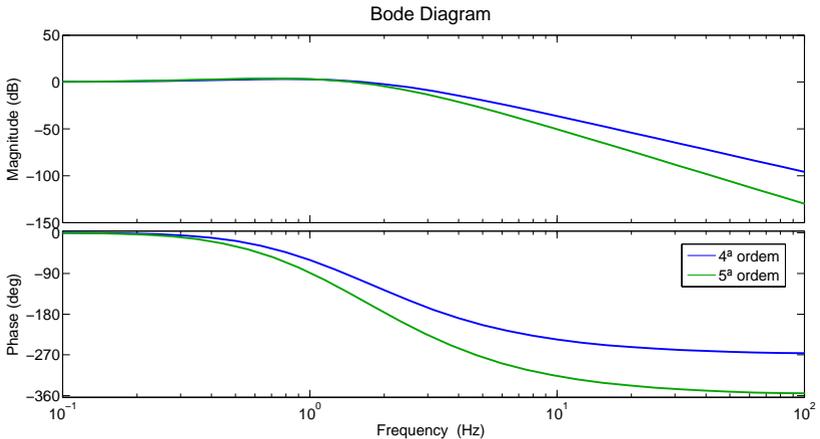


Figura 3.4 – Comparação da resposta em frequência entre o filtro seguidor de rampa de quarta e de quinta ordem.

### 3.5.4.3 Resposta do PSS2B à entrada potência elétrica

A Figura 3.4 mostra a resposta da função de transferência do filtro seguidor de rampa, que coincide com a função pela qual o sinal de velocidade passa após passar pelos filtros *washout*. Entretanto, como foi dito, a potência elétrica tem dois caminhos e a função de transferência do sinal de integral da potência elétrica para o sinal de integral da potência acelerante é:

$$\frac{\int \Delta P_a(s)}{\int \Delta P_e(s)} = \left( \frac{1 + sT_8}{(1 + sT_9)^M} \right)^N - 1 \quad (3.9)$$

Na Figura 3.5 é exibida a resposta em frequência da função de transferência em (3.9).

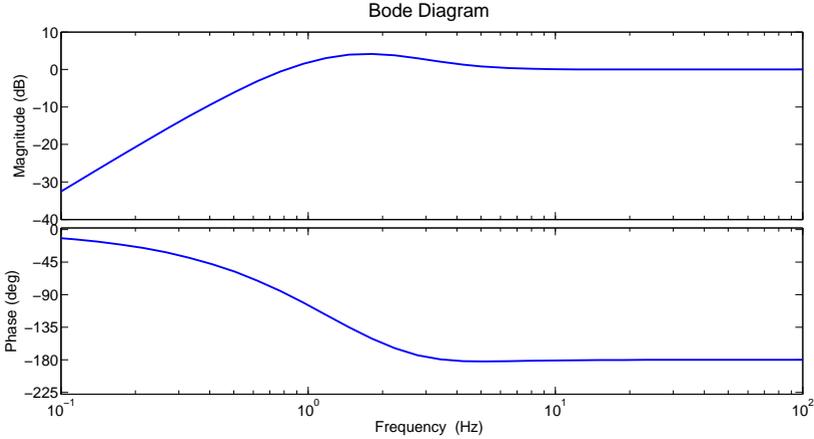


Figura 3.5 – Resposta em frequência da função de transferência em (3.9).

Comparando com o diagrama de blocos da Figura 3.1, o termo  $\left( \frac{1 + sT_8}{(1 + sT_9)^M} \right)^N$  representa a parte de baixa frequência que sai do filtro seguidor de rampa, que é um filtro passa-baixas, e que é subtraído do espectro total do sinal da integral da potência elétrica  $\int \Delta P_e(s)$ , representado pelo termo  $-1$  em (3.9). Dessa forma, a parte de baixa frequência se cancela e as altas frequências ficam defasadas em 180°.

### 3.5.5 Efeito combinado dos filtros

Para estudar o efeito combinado dos filtros que sintetizam o sinal da integral da potência acelerante, reproduz-se aqui (3.5):

$$\frac{\Delta P_a(s)}{Ms} = \left( \Delta\omega(s) + \frac{\Delta P_e(s)}{Ms} \right) G_{lp}(s) - \frac{\Delta P_e(s)}{Ms} \quad (3.10)$$

Caso não houvesse filtragem pelo filtro seguidor de rampa ( $G_{lp}(s) =$

1), o PSS de integral da potência acelerante se reverteria para um PSS de velocidade convencional. Por outro lado, caso o sinal de integral da potência mecânica sintetizado fosse desconsiderado ( $G_{lp}(s) = 0$ ), o PSS seria reduzido a um PSS de integral da potência elétrica.

Observando a resposta em frequência do filtro seguidor de rampa na Figura 3.4, sabe-se que ele é um filtro passa-baixas. Ou seja, na prática, em baixas frequências, o PSS2B se comporta como um PSS de velocidade, enquanto em altas frequências, ele se comporta como um PSS de integral da potência elétrica.

Para fins de projeto e ajuste dos parâmetros, o PSS2B deve levar em conta o efeito das duas entradas, a velocidade e a potência elétrica.

A partir de (2.7a), sabe-se que, desconsiderando as variações da potência mecânica, as variações da potência elétrica podem ser descritas como:

$$\Delta P_e = -M_s \Delta \omega = -2H_s \Delta \omega \quad (3.11)$$

Desta forma, o diagrama equivalente se torna o da Figura 3.6 e o PSS2B deve ser ajustado como se fosse um PSS com uma única entrada,  $\Delta \omega$  [25].

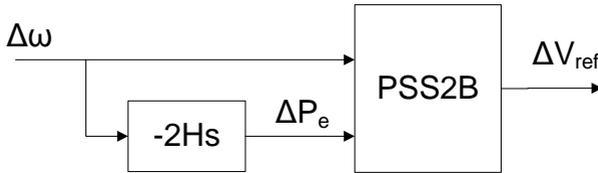


Figura 3.6 – Diagrama equivalente das entradas utilizado para ajuste do PSS2B.

As variações da potência mecânica são tratadas internamente no PSS2B, por meio do sinal sintetizado da integral da potência mecânica.

Utilizando (3.11) e o diagrama da Figura 3.1, a função de transferência dos filtros que sintetizam o sinal de potência acelerante, tomando como entrada a velocidade, é calculada:

$$\begin{aligned} \frac{\int \Delta P_a}{\Delta \omega} = & \left( \frac{T_w s}{T_w s + 1} \frac{T_w s}{T_w s + 1} + (-2H_s) \frac{T_w s}{T_w s + 1} \frac{T_w/2H}{T_w s + 1} \right) G_{lp}(s) - \\ & - \left( (-2H_s) \frac{T_w s}{T_w s + 1} \frac{T_w/2H}{T_w s + 1} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\int \Delta P_a}{\Delta \omega} &= \left( \frac{T_w^2 s^2}{T_w^2 s^2 + 2T_w s + 1} - \frac{T_w^2 s^2}{T_w^2 s^2 + 2T_w s + 1} \right) G_{lp}(s) + \\ &\quad + \frac{T_w^2 s^2}{T_w^2 s^2 + 2T_w s + 1} \quad (3.12) \\ \frac{\int \Delta P_a}{\Delta \omega} &= \frac{T_w^2 s^2}{T_w^2 s^2 + 2T_w s + 1} = G_{wo}(s) \end{aligned}$$

Ou seja, matematicamente,  $\frac{\int \Delta P_a}{\Delta \omega}$  é equivalente a um duplo filtro *washout* e os parâmetros dos filtros do PSS2B são ajustados para que o sinal que passa pelo filtro seguidor de rampa  $G_{lp}(s)$  seja zero quando não há variações na potência mecânica.

Logo, o efeito combinado dos filtros que sintetizam a integral da potência acelerante é o mesmo da Figura 3.2, para  $T_w = 3$ ,  $T_w = 10$  e  $T_w = 20$ .

O PSS2B então pode ser projetado como um PSS de velocidade com dois filtros *washouts*, um ganho e três blocos de avanço/atraso.

Destaca-se que, apesar de no modelo matemático os sinais que passam pelo filtro seguidor de rampa se cancelarem, atribuem-se a ele funções importantes, como foi discutido na Seção 3.5.4, e, portanto, não deve ser desconsiderado na prática.

### 3.5.6 Ganho e blocos de avanço/atraso

O ganho  $K_{S1}$  e os blocos de avanço/atraso  $\frac{1 + sT_1}{1 + sT_2}$ ,  $\frac{1 + sT_3}{1 + sT_4}$  e  $\frac{1 + sT_{10}}{1 + sT_{11}}$  do PSS2B são multiplicados aqui e denominados como função  $PSS(s)$ :

$$PSS(s) = \frac{\Delta V_{ref}}{\int \Delta P_a(s)} = K_{S1} \frac{1 + sT_1}{1 + sT_2} \frac{1 + sT_3}{1 + sT_4} \frac{1 + sT_{10}}{1 + sT_{11}} \quad (3.13)$$

A parte do PSS que efetivamente é projetada para compensar os atrasos de fase do sistema e dos componentes da máquina são os blocos de avanço/atraso.

O ganho  $K_{S1}$  deve ser ajustado de forma que o PSS tenha desempenho adequado para cumprir requisitos de projeto, em geral, obtendo

um amortecimento mínimo para as oscilações eletromecânicas e evitando que a tensão terminal da máquina varie de maneira indesejável.

As metodologias de projeto de PSSs são várias e algumas foram escolhidas para serem incluídas em uma revisão no próximo capítulo.

### 3.6 PSS4B

O PSS4B, também conhecido como multi-banda, foi criado com o conceito de filtrar dois sinais de entrada fortemente, processando-os em três bandas de frequências distintas [14, 30, 33].

A estrutura do controlador é mostrada na Figura 3.7. Os sinais  $\Delta\omega_{L-I}$  e  $\Delta\omega_H$  são gerados a partir de  $\Delta\omega$  e  $P_e$  conforme a Figura 3.8.

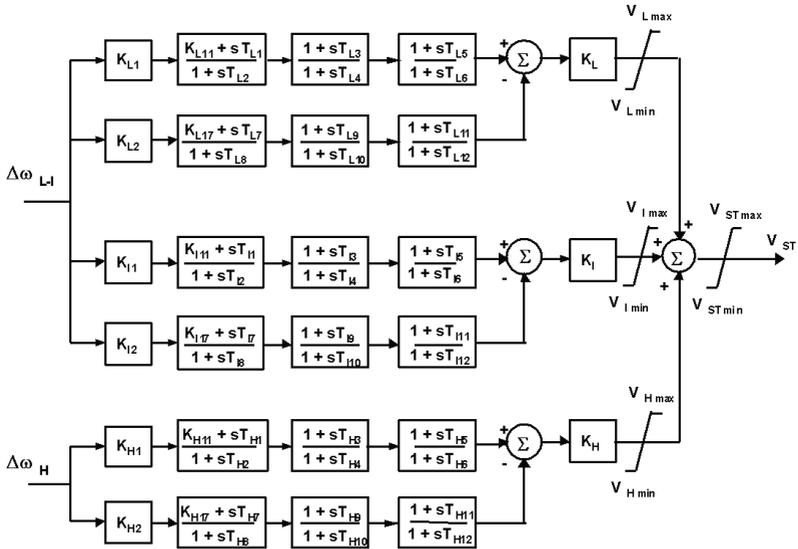


Figura 3.7 – Estrutura do PSS4B [14].

O sinal da potência elétrica é menos sensível a modos torcionais, portanto, é mais indicado para ser utilizado no amortecimento de modos locais e intra-plantas, tipicamente entre 0,8 e 4 Hz, que podem ficar em frequências mais próximas as dos modos torcionais.

O primeiro filtro pelo qual o sinal  $P_e$  passa na Figura 3.8 é um filtro passa faixa, seguido de um filtro que tem a função de aproximar a integral do sinal de entrada. O sinal  $\Delta\omega_H$  resultante possui uma banda de passagem pequena, normalmente para processar sinais entre 0,8 e 5 Hz. Em aplicações antigas, o sinal de velocidade também era usado

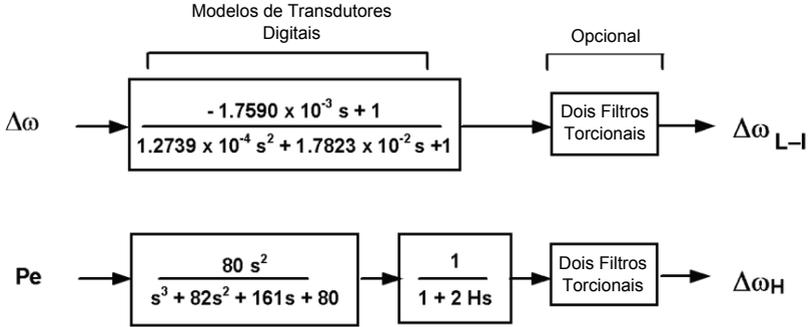


Figura 3.8 – Filtros para geração dos sinais de entrada do PSS4B [14].

para gerar  $\Delta\omega_H$  [33].

O sinal de velocidade na Figura 3.8 passa por um filtro passa-baixas, e sua medida é precisa entre 0 e 2 Hz. O sinal gerado  $\Delta\omega_{L-I}$  é usado para amortecer modos localizados em duas bandas de frequência. A primeira está relacionada a modos globais de oscilação lenta, da ordem de 0,05 Hz, e a segunda a modos interárea na faixa de 0,2 a 1 Hz [33].

Os filtros rejeita-faixa opcionais servem para filtrar modos torcionais de altas frequências encontrados em turbo-geradores.

Na Figura 3.7 são mostrados os ganhos e blocos de avanço, dividido em três bandas, cujas magnitudes e frequências centrais são ajustadas para fornecer o ganho e a fase necessária para que se tenha o amortecimento adequado em cada banda de frequência definida. Há ainda a opção de usar um dos blocos de cada banda como filtro *washout*.

O sinal resultante do PSS é composto pelo somatório do sinal de saída das bandas, passando por limitadores.

### 3.7 Conclusão

Neste capítulo, foram destacadas características de PSSs baseados em diferentes sinais de entrada, dando ênfase no PSS2B, que é o foco deste trabalho.

Foi visto que os PSSs de velocidade são suscetíveis a ruído e interações torcionais, principalmente em unidades térmicas. Normalmente, é utilizado um filtro para reduzir a interação, mas o mesmo pode introduzir efeito desestabilizante no modo da excitatriz que aumenta com o ganho do PSS. O PSS de velocidade também é mais sensível a modos intra-planta, portanto, não é o melhor sinal para plantas com múltiplas

unidades.

Os PSSs de frequência são menos sensíveis a modos intra-planta e permitem melhor amortecimento de modos locais e interárea. A sensibilidade aumenta em sistemas com interligação fraca, permitindo um melhor desempenho sob estas circunstâncias. Contudo, ele necessita de bastante filtragem pois está suscetível aos ruídos do sistema de potência. Também necessita de filtragem devido aos modos torcionais, porém, menos que o PSS de velocidade.

A principal vantagem dos PSSs de potência é serem imunes aos modos torcionais de baixa frequência. Isso previne que o modo da excitatriz se torne instável. A desvantagem é que surge o problema de lidar com variações na potência mecânica. Ignorar essas mudanças não é realístico sob condições de variação da carga. É utilizada a velocidade filtrada para sintetizar um sinal de potência mecânica, resultando nos modelos de integral da potência acelerante, o PSS2A e o PSS2B.

Para fins de projeto, o PSS2A e o PSS2B podem ser considerados como PSSs de velocidade se os parâmetros dos filtros que sintetizam o sinal de integral da potência acelerante forem bem ajustados.

O PSS4B é uma estrutura mais recente e que necessita de mais análises e estudos.

No próximo capítulo serão revisados alguns métodos de projeto e ajuste de parâmetros de PSSs.



## 4 MÉTODOS DE PROJETO DE PSSS

### 4.1 Introdução

Apesar da existência da tecnologia dos PSSs, blecautes devido a instabilidades oscilatórias ainda ocorrem esporadicamente, normalmente devido à inoperância ou mau ajuste dos mesmos, e vários modos de oscilação mal amortecidos ainda coexistem nos sistemas interligados [30].

Várias questões práticas de implementação também surgem como qual sinal adicional utilizar, como foi visto no Capítulo 3, ou em que locais instalar os dispositivos [5, 34].

Apesar de haver desenvolvimento de diversas estruturas de PSSs, incluindo controle descentralizado e projetos por técnicas de controle moderno, PSSs convencionais de avanço/atraso, que são o foco deste trabalho, ainda são preferidos porque possuem facilidade de ajuste *on-line*, e devido à falta de garantia de estabilidade associada às técnicas de estrutura variável ou adaptativa [35].

A maioria dos métodos atuais de ajuste usados na indústria se baseia no uso da função GEP, combinada com ferramentas de controle clássico [4, 19, 35]. Porém, vários outros métodos de projeto foram propostos visando lidar com questões tais como robustez, coordenação e performance. Neste capítulo é feita uma revisão de algumas das metodologias.

### 4.2 Métodos clássicos de projeto de PSSs

Métodos clássicos compreendem técnicas de compensação por avanço ou atraso de fase e cálculo de ganho pelo lugar geométrico das raízes ou pelo domínio da frequência. É possível utilizá-los em conjunto com o conceito de GEP introduzido na Seção 2.4.8.1, no qual são representadas a máquina e uma barra infinita equivalente ao restante do sistema, e obter resultados satisfatórios. Esses métodos estão descritos em detalhes em [36].

Nesta seção é dada ênfase aos projetos de compensadores de avanço, visto que a GEP geralmente apresenta atrasos de fase que necessitam ser compensados. Por serem bem consolidados, os métodos não são detalhados e são feitas apenas descrições gerais neste trabalho.

#### 4.2.1 Projeto de compensador de avanço pelo método do lugar das raízes [36]

De maneira geral, uma alternativa para o projeto de compensador de avanço pelo método do lugar das raízes consiste em posicionar o zero do compensador no semi-plano esquerdo do plano complexo, com a mesma parte real que se deseja para os pólos dominantes do sistema em malha fechada. Isto é feito para o lugar geométrico das raízes seja alterado, fazendo com que os ramos dos pólos dominantes, à direita do zero do compensador, se curvem para a esquerda, melhorando seus amortecimentos.

O pólo do compensador é posicionado mais à esquerda do zero, para que não se torne dominante. Normalmente, a sua posição é definida de forma que os pontos escolhidos para os pólos dominantes de malha fechada façam parte do lugar geométrico das raízes.

O ganho é calculado a partir da condição de ganho para obter os pólos dominantes de malha fechada na posição desejada.

#### 4.2.2 Projeto de compensador de avanço no domínio da frequência [36]

Para o projeto de compensador de avanço no domínio da frequência, uma alternativa é definir o quanto deve ser o maior avanço e em qual frequência ele deve ser obtido. Estas informações fornecem a frequência central e o avanço máximo do compensador nesta frequência. Com isto, é possível calcular suas constantes de tempo.

O ganho é calculado de forma a aumentar a margem de fase e/ou margem de ganho do sistema.

### 4.3 Classificação dos métodos modernos de projeto de PSSs

Em sistemas multimáquinas de ordem alta, as estratégias dos métodos clássicos podem se mostrar ineficazes por vários motivos:

- o sistema máquina-barras infinita não representa com fidelidade as dinâmicas do sistema completo. Como consequência, os pólos dominantes de malha fechada acabam ficando posicionados em locais diferentes do que é calculado pelo lugar geométrico das raízes e não é alcançada a margem de fase e/ou de ganho desejada no domínio da frequência;

- não há coordenação entre os PSSs, visto que cada PSS é projetado separadamente em um sistema máquina-barras infinita;
- não há garantia de robustez. Caso haja alguma perturbação, de forma que o sistema passe a operar sob outras condições, é possível que modos de oscilação se tornem mal-amortecidos ou instáveis.

Por isso, vários métodos de projeto modernos têm sido desenvolvidos para lidar com os problemas dos métodos clássicos. Em [35] e [37] são feitas revisões de métodos modernos de projeto de PSSs.

Em [35], as estruturas dos PSSs são classificadas conforme o diagrama na Figura 4.1. O enfoque é colocado sobre PSSs convencionais analógicos e os métodos são classificados basicamente em lineares e não-lineares.



Figura 4.1 – Fluxograma geral simplificado da otimização de fase.

Contudo, neste trabalho, será adotada a classificação dos métodos de projeto de PSSs segundo [37]:

- Métodos baseados em inteligência artificial e otimização: o projeto de PSSs é tratado por meio de programação que aplica métodos de inteligência artificial e otimização;
- métodos robustos: são métodos que buscam obter robustez. Um sistema de controle robusto possui pouca ou nenhuma sensibilidade à diferença entre o sistema físico e o modelo utilizado no projeto [6]. Esta diferença é chamada de incerteza. A idéia principal do controle robusto é maximizar as incertezas sob as quais o sistema continua apresentando um comportamento considerado adequado segundo algum critério escolhido;

- métodos adaptativos: controle adaptativo é a agregação direta de uma metodologia de controle não-adaptativa com alguma forma de sistema recursivo de identificação [38]. Em outras palavras, métodos adaptativos utilizam identificação do sistema para adaptar o controle às condições de operação do modelo físico, reajustando os parâmetros do controlador;
- métodos não-lineares: são métodos que visam considerar a natureza não-linear dos sistemas a serem controlados, se contrapondo a métodos que tratam apenas de sistemas lineares ou linearizados. Dentro eles, apontam-se o método de modos deslizantes ou o projeto por Lyapunov [39].

Adicionalmente a essa classificação, pode-se citar métodos baseados em controle ótimo descentralizado, nos quais são utilizados conceitos como o problema de LQR (*Linear Quadratic Regulator*) e LMIs (*Linear Matrix Inequalities*) [40–42].

Dentro da categoria de métodos baseados em inteligência artificial e otimização destacam-se:

- Redes neurais [43];
- lógica fuzzy [44];
- algoritmos genéticos [45];
- *simulated annealing* [46];
- busca tabu [47];
- pontos interiores e algoritmo-r de shor [48].

Cita-se também exemplos de métodos robustos:

- Inequações matriciais lineares [40];
- controle  $H_\infty$  [49];
- teoria da retroalimentação quantitativa [50];
- PID robusto [51].

Exemplos de métodos adaptativos incluem:

- Modos deslizantes adaptativos [52];
- lógica fuzzy adaptativa [53].

Por fim, são apontados os seguintes métodos não-lineares:

- Método de Lyapunov [54];
- teoria de controle sinérgico [55, 56].

Ressalta-se que algumas metodologias de projeto de PSSs tentam combinar características dos diferentes métodos citados, tentando obter um bom equilíbrio entre desempenho, robustez, esforço de controle e/ou outros critérios.

#### **4.4 Conclusão**

Neste capítulo foi apresentada uma classificação e feita uma revisão de alguns métodos de projeto de PSSs, com base em [35] e [37].

No próximo capítulo será detalhada a metodologia de projeto desenvolvida, analisando os problemas e soluções envolvidos e descrevendo os métodos de otimização utilizados.



## 5 METODOLOGIA DE PROJETO

### 5.1 Introdução

Neste capítulo, é apresentada a metodologia de projeto de PSSs proposta. Detalhes complementares de implementação são encontrados no Apêndice A.

É desejável que os PSSs forneçam amortecimento adequado aos modos de oscilação eletromecânicos, apresentem robustez a perturbações e baixo esforço de controle. Com estes objetivos em vista, optou-se por uma metodologia que combina o uso de diversas idéias, dentre elas:

- Extensão da GEP para sistemas multímáquinas;
- multi-cenários (vários pontos de operação);
- PSS2B;
- otimização.

Desta forma, com a metodologia proposta nesta dissertação, pretende-se contornar os problemas observados nos métodos clássicos de projeto de PSSs, vistos no Capítulo 4, e ser uma boa alternativa aos outros métodos modernos de projeto já desenvolvidos. Além disso, por utilizar um conceito modificado de GEP, a metodologia proposta mantém a intuitividade associada aos métodos clássicos.

Optou-se pela utilização do PSS2B por ser um PSS realista que inclui aspectos práticos a serem considerados no projeto.

Inicialmente, planejava-se estudar os efeitos dos filtros do PSS2B que sintetizam o sinal da integral da potência acelerante para incluí-los na metodologia do processo. Por isto, fez-se distinção entre os diferentes tipos de PSSs. Porém, ao realizar uma revisão sobre o tópico, como foi visto na Seção 3.5, para fins de projeto, pode-se considerar o PSS2B como um PSS de velocidade.

A metodologia proposta é inspirada em grande parte por [31,57]. Também são notáveis as contribuições de [23,58,59].

Em [31, 57, 59], é utilizada a idéia de vários pontos de operação para garantir a robustez do sistema.

Em [59], é utilizada uma representação completa do sistema e o mesmo é linearizado em diversos pontos de operação. Porém, a abordagem do problema é feita por meio de LMIs, resultando em controladores da ordem do sistema em malha aberta. Porém, por meio da aplicação de

restrições sobre o problema, os controladores são divididos de maneira descentralizada e é garantido um desempenho mínimo para o sistema, desde que uma solução seja encontrada.

As contribuições de [23] e [25] são importantes, pois mostram como o método clássico de projeto de PSSs pela GEP em um sistema máquina-barras infinita (SMIB, do inglês *single machine-infinite bus*) pode ser estendida para PSS2Bs.

Por fim, em [58], estende-se para sistemas multi-máquinas o conceito de GEP apresentado em [19].

Em suma, a metodologia proposta reúne as idéias apresentadas, utilizando vários pontos de operação, considerando o sistema completo, obtendo funções GEP a partir dos sistemas linearizados e, por otimização, calculando os parâmetros dos PSSs de maneira a coordená-los.

No restante do capítulo:

- métodos de projeto baseados na GEP são explorados e as idéias utilizadas como base para a metodologia desenvolvida neste trabalho são um pouco mais detalhadas;
- são enumerados os passos gerais da metodologia proposta;
- o problema de obtenção das funções GEP de cada ponto de operação é explorado;
- há descrição e análise da função objetivo utilizada na otimização dos parâmetros dos blocos de avanço/atraso;
- o processo de obtenção dos ganhos dos PSSs é detalhado;
- é exibido o algoritmo completo das etapas de otimização da fase e do ganho em pseudocódigo.

## 5.2 Métodos baseados na GEP

A base do método clássico de projeto pela GEP é explicada em [6, 19]. Partindo do modelo de Heffron-Phillips da Figura 2.2, que representa um sistema máquina-barras infinita, a função GEP (Generator-Exciter-Power system) pode ser obtida pela função de transferência  $\frac{\Delta P_e}{\Delta V_{ref}}$  com  $\Delta\omega = 0$ .

Considerar  $\Delta\omega = 0$  equivale a remover o bloco  $\frac{1}{Ms}$  ou considerar a inércia da máquina infinita [58]. O diagrama resultante é exibido na Figura 2.3, pois a realimentação é eliminada [19].

Portanto, a função GEP fornece o torque elétrico provocado diretamente por uma variação em  $\Delta V_{ref}$ , considerando apenas a realimentação por  $K_G$ , que é estática.

Os métodos baseados na GEP consistem em compensar o atraso de fase da mesma, utilizando a estrutura do PSS escolhida. Se for um PSS de velocidade, por exemplo, é possível calcular a contribuição de torque elétrico devido às variações de velocidade que passam pela malha do PSS apenas, desconsiderando outras influências, porque foi feito  $\Delta\omega = 0$ .

No caso geral de PSSs convencionais com blocos de avanço/atraso, eles devem fornecer o avanço e o ganho adequados para aumentar o torque de amortecimento. Os parâmetros dos blocos e o ganho podem ser ajustados com alguns dos métodos mencionados anteriormente no capítulo anterior ou algum método alternativo.

### 5.2.1 GEP para sistemas multimáquinas

A limitação do método clássico da GEP é que ele leva em consideração apenas uma máquina e o restante do sistema é modelado como uma barra infinita. Essa suposição não só não é realista como impossibilita coordenar a atuação dos diferentes PSSs do sistema e não garante robustez, pois perturbações que causam mudança no ponto de operação como remoção ou alteração na reatância de linhas e mudanças nos níveis de carga e geração não são consideradas.

Em [58], o conceito de GEP é estendido para sistemas multimáquinas, com a representação completa do sistema elétrico. Isso é realizado eliminando os blocos  $\frac{1}{Ms}$  de todas as máquinas ou desconsiderando as variações de velocidade angular. As variações nos ângulos dos rotores também passam a ser zero para uma variação em  $\Delta V_{ref}$ , pois  $\Delta\delta = \int \Delta\omega dt$ .

Uma alternativa equivalente é considerar que as máquinas possuem inércia infinita, para obter, de maneira isolada, a função de transferência entre a tensão de referência do regulador de tensão e a potência elétrica devida ao PSS,  $\frac{\Delta P_{PSS}}{\Delta V_{ref}}$ , sem a influência de outras fontes de interferência.

### 5.2.2 GEP utilizando o PSS2B

Em [23], o método clássico da GEP é adaptado para a estrutura do PSS2B. O PSS2B possui duas entradas: a velocidade angular da máquina  $\Delta\omega$  e a potência elétrica  $\Delta P_e$ .

Foi visto na Seção 3.5 que, para baixas frequências, o PSS2B possui redução de ganho e avanço de fase devido aos filtros *washouts*, mas que ele se comporta como um PSS de velocidade.

É desejável ter um torque em fase com a velocidade e, segundo [25], para fazer o ajuste, é possível considerar o PSS2B como um PSS de velocidade, mas neste trabalho é considerada a influência dos filtros.

### 5.2.3 GEP considerando mais de um ponto de operação

Para considerar, no método da GEP, robustez a perturbações, em [31, 57, 60], são aplicadas variações no sistema máquina-barra infinita (SMIB).

Utilizando os vários pontos de operação gerados a partir de variações na reatância entre a máquina e a barra infinita, a fase dos blocos de avanço/atraso é otimizada para compensar o atraso das GEPs obtidas e o ganho é ajustado em etapa posterior.

Em outras palavras, em [31, 57, 60] são utilizados vários SMIBs (sistemas máquina-barra infinita) sintéticos que tentam representar o comportamento característico do sistema completo na ocorrência de perturbações do ponto de vista de uma máquina selecionada, variando parâmetros no SMIB para garantir a estabilidade em uma gama variada de frequências.

O modelo de PSS escolhido foi o PSS2B e seus parâmetros são obtidos por meio de otimização da característica de fase de uma GEP obtida a partir dos SMIBs. O ganho é ajustado individualmente para garantir um amortecimento mínimo ou por coordenação com outras máquinas segundo [61].

## 5.3 Descrição geral da metodologia proposta

O projeto dos PSSs proposto nesta dissertação segue os seguintes passos gerais:

1. Obtenção das funções GEP de cada máquina que levem em consideração o sistema completo e várias condições de operação;

2. cálculo por otimização dos parâmetros dos blocos de avanço/atraso dos PSSs de cada máquina separadamente;
3. cálculo por otimização dos ganhos de maneira coordenada, maximizando o menor amortecimento do sistema levando em consideração as diversas condições de operação;
4. recálculo por otimização, se possível e necessário, dos ganhos, minimizando a norma  $H_2$  para obter valores mais adequados do ponto de vista do esforço de controle.

É possível fazer o cálculo dos parâmetros dos blocos de avanço/atraso e do ganho separadamente porque os ganhos não interferem na fase dos PSSs. Portanto, otimiza-se a fase de cada PSS independentemente baseando-se no conceito estendido da GEP e coordena-se os PSSs por meio do ganho de forma a obter o desempenho desejado.

Os dados necessários para aplicação da metodologia incluem o fluxo de potência do sistema em sua condição de operação nominal, juntamente com os fluxos de potência de casos perturbados. Também são necessários os dados das máquinas do sistema e a informação de quantos PSSs serão projetados e em quais locais do sistema.

Essas informações devem ser combinadas para gerar as equações linearizadas no espaço de estados do sistema para cada ponto de operação, de acordo com as perturbações escolhidas.

As perturbações a serem selecionadas devem ser as mais comuns e/ou mais críticas para que a robustez às mesmas seja assegurada pela metodologia de projeto dos PSSs.

As localizações no sistema dos PSSs a serem projetados devem ser definidas a priori, segundo alguma metodologia ou critério do projetista, e não são o foco deste trabalho.

Nas seções seguintes são descritas cada etapa do procedimento.

## **5.4 Obtenção das funções GEP de cada máquina para cada ponto de operação**

Como foi visto na Seção 2.4, o modelo linearizado do sistema completo, incluindo os geradores, controladores, cargas e rede de transmissão, pode ser representado na forma de:

$$\begin{aligned}\Delta \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A} \Delta \mathbf{x} + \mathbf{B} \Delta \mathbf{u} \\ \Delta \mathbf{y} &= \mathbf{C} \Delta \mathbf{x} + \mathbf{D} \Delta \mathbf{u}\end{aligned}\tag{5.1}$$

onde  $\mathbf{x} \in \mathfrak{R}^n$  é o vetor de estados,  $\mathbf{u} \in \mathfrak{R}^p$  é o vetor de entradas, escolhidas como as tensões de referência dos reguladores de tensão e  $\mathbf{y} \in \mathfrak{R}^q$  é o vetor de saídas, escolhidas como os torques elétricos e sinais de velocidade angular das máquinas síncronas:

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{u} &= \Delta \mathbf{V}_{ref} \\ \Delta \mathbf{y} &= \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{T}_e \\ \Delta \omega \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.2)$$

O símbolo  $\Delta$  denota uma mudança incremental a partir de um valor em regime permanente.  $\Delta \mathbf{T}_e$  é o vetor de torques elétricos e  $\Delta \mathbf{V}_{ref}$  é o vetor das tensões de referência dos RTs.

A matriz de funções de transferência entre a tensão de referência dos RTs e os torques elétricos das máquinas é dada por:

$$\mathbf{G}(s) = \frac{\Delta \mathbf{T}_e(s)}{\Delta \mathbf{V}_{ref}(s)} = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (5.3)$$

Ao desprezar as variações nas velocidades e ângulos dos geradores em (5.1) eliminando as linhas e colunas correspondentes a essas variáveis das matrizes que representam o sistema no espaço de estados, os termos na diagonal da matriz de transferência  $\mathbf{G}(s)$  fornecem uma aproximação para as GEPs de cada gerador  $i$ , na forma:

$$GEP_i(s) = \frac{\Delta T_{PSS_i}}{\Delta V_{ref_i}} \quad (5.4)$$

onde  $\Delta T_{PSS_i}$  é o torque elétrico gerado na máquina  $i$  pelo PSS da própria máquina. Alternativamente:

$$GEP_i(s) = \frac{b_{(n_r-1)ii}s^{n_r-1} + \dots + b_{1ii}s + b_{0ii}}{a_{(n_r)ii}s^{n_r} + \dots + a_{1ii}s + a_{0ii}} \quad (5.5)$$

onde  $n_r$  é o número de estados do sistema completo sem as variações angulares e de velocidade,  $i = 1, \dots, n_g$ , onde  $n_g$  é o número de geradores escolhidos para os quais PSSs estão sendo projetados.

Esse procedimento é repetido para cada ponto de operação escolhido, considerando perturbações selecionadas, formando uma matriz de funções GEP de tamanho  $n_g \times n_o$ , onde  $n_o$  é o número de pontos de operação.

## 5.5 Projeto dos blocos de avanço/atraso

Como foi visto na Seção 2.4.8, a compensação de fase ideal não pode ser obtida para todo o espectro de frequência e nem para todos os pontos de operação. Contudo, pode-se definir algumas frequências nas quais a compensação de fase se aproxime mais do atraso das GEPs. Destaca-se aqui que as fases das GEPs normalmente representam atrasos, como registrado na Seção 5.2.

Para o caso de um único ponto de operação, essas frequências são escolhidas para coincidir com as frequências dos modos de oscilação eletromecânicos do sistema que se deseja amortecer. Como observado na Seção 2.3, esses modos se apresentam na faixa de 0,1 a 2,5 Hz, e sua natureza, se é modo intra-planta, local ou interárea, varia.

A seguir, é feita a definição e análise da função objetivo. É dado um exemplo simplificado para visualização de algumas características da mesma. Depois, são introduzidas restrições para obter parâmetros mais adequados e definido o método de otimização.

O problema completo de otimização bem como detalhes do algoritmo também são apresentados no Apêndice A.

### 5.5.1 Definição da função objetivo

Nesta seção é apresentada a função objetivo utilizada para otimizar a fase e calcular os parâmetros dos blocos de avanço e atraso juntamente com uma análise da mesma.

Primeiramente, é introduzida uma versão simplificada da função objetivo considerando apenas uma condição de operação. Em seguida, são consideradas várias condições de operação para obter a função objetivo completa. É feita uma análise da mesma e citadas implicações importantes.

#### 5.5.1.1 Função objetivo considerando apenas uma condição de operação

Deseja-se minimizar a diferença entre o avanço de fase fornecido pelo PSS e o atraso de fase observado na GEP, para cada máquina  $i$ , considerando algumas frequências de interesse, correspondentes a modos de oscilação eletromecânicos aos quais se deseja fornecer amortecimento. Matematicamente, isso seria o equivalente a resolver um

problema de otimização, cuja função objetivo é definida como:

$$F_1(\mathbf{p}) = \sum_{l=1}^{n_m} \gamma_l (\angle PSS(\mathbf{p}, \omega_l) - \angle PSS_{ideal}(\omega_l))^2 \quad (5.6)$$

onde:

- $\angle PSS_{ideal}(\omega_l) = -\angle GEP(\omega_l) - \angle \frac{\Delta P_a}{\Delta \omega}(\omega_l)$ ;
- $\angle PSS_{ideal}(\omega_l)$  é o avanço que o PSS idealmente deve ter na frequência  $\omega_l$  do  $l$ -ésimo modo eletromecânico para compensar o atraso do sistema, dado pelo atraso da GEP,  $\angle GEP(\omega_l)$ , adicionado à fase devido aos filtros que sintetizam o sinal da integral da potência acelerante,  $\angle \frac{\Delta P_a}{\Delta \omega}(\omega_l)$ .
- $\mathbf{p}$  é um vetor que contém os parâmetros associados aos blocos de avanço/atraso do PSS:  $T_1, T_2, T_3, T_4, T_{10}$  e  $T_{11}$ , dados por (3.13);
- $n_m$  é o número de frequências de oscilação dos modos escolhidos, que normalmente são os modos dominantes, menos amortecidos, do sistema;
- $\gamma_l$  é um quantidade definida para ponderar os diversos modos;
- $\angle PSS(\mathbf{p}, \omega_l)$  e  $\angle GEP(\omega_l)$  são as fases do PSS e da GEP, calculados na frequência do  $l$ -ésimo modo;
- $\angle \frac{\Delta P_a}{\Delta \omega}(\omega_l)$  corresponde à fase da função de transferência dos filtros do PSS, definida na Seção 3.5.5. Caso não houvesse filtros,  $\angle \frac{\Delta P_a}{\Delta \omega}(\omega_l) = 0$ .

É importante destacar que, como  $\angle GEP$  normalmente representa um atraso maior que o avanço de  $\angle \frac{\Delta P_a}{\Delta \omega}$ ,  $\angle PSS_{ideal}$  é, na maioria dos casos, uma quantidade negativa. Logo,  $F_1$  diminui quando  $\angle PSS$  é um valor positivo, ou seja, um avanço.

Como o processo de otimização é realizado para cada máquina  $i$  separadamente,  $\gamma_l$  permite dar mais importância aos modos dos quais a máquina participa mais, tem maior controlabilidade, que sejam mais críticos (devido ao baixo amortecimento) ou algum outro índice. Afinal, não se deve projetar um PSS para uma máquina visando contribuir para o amortecimento de um modo que seja bem amortecido, do qual a máquina não participa na resposta, não tem controle etc.

### 5.5.1.2 Função objetivo considerando robustez às mudanças da condição de operação

Para obter robustez às mudanças nos parâmetros e nas condições nominais do sistema, o atraso de fase da GEP a ser compensado é determinado não apenas para as frequências dos modos dominantes em apenas um ponto de operação, mas para diversos pontos de operação.

Para obter os outros pontos de operação, varia-se a carga ou geração do sistema, e linhas podem ser removidas ou ter sua impedância alterada. Em geral, deve-se escolher as perturbações mais severas e/ou mais comuns que sejam observadas no sistema.

Para os  $n_o$  pontos de operação escolhidos, o sistema é linearizado e são obtidas  $n_o$  GEPs para cada máquina segundo procedimento descrito na Seção 5.4.

A fim de obter os parâmetros dos blocos de avanço/atraso do PSS, deve-se aproximar o avanço do PSS aos atrasos das GEPs dos diversos pontos de operação nas frequências dos modos de interesse, ajustando a curva da melhor maneira possível. Matematicamente, isso resulta em uma função objetivo ligeiramente alterada em relação a (5.6), cuja otimização resulta nos parâmetros desejados:

$$F_2(\mathbf{p}) = \sum_{k=1}^{n_o} \sum_{l=1}^{n_m} \gamma_l (\angle PSS(\mathbf{p}, \omega_{k,l}) - \angle PSS_{ideal_k}(\omega_{k,l}))^2 \quad (5.7)$$

onde  $\angle PSS_{ideal_k}(\omega_{k,l}) = -\angle GEP_k(\omega_{k,l}) - \angle \frac{\Delta P_a}{\Delta \omega}(\omega_{k,l})$  e  $n_o$  é o número de cenários (pontos de operação) considerados. Os outros parâmetros possuam significados similares aos definidos anteriormente.

### 5.5.1.3 Análise da função objetivo

Deve-se observar que, para cada máquina, há uma GEP para cada ponto de operação, apesar de haver apenas uma função de transferência do PSS para todos os pontos, pois não seria interessante que seus parâmetros mudassem a cada mudança no sistema.

Portanto, para calcular  $\angle GEP_k(\omega_{k,l})$ , faz-se a substituição  $s = j\omega_{k,l}$  na função  $GEP_k$  associada a cada condição de operação, onde  $\omega_{k,l}$  é a frequência associada ao modo  $l$  no ponto de operação  $k$ .

Para calcular  $\angle PSS(\omega_{k,l})$ , faz-se a substituição  $s = j\omega_{k,l}$  na função PSS, que é única. É importante notar que a questão de múltiplas

GEPs não surge no cálculo da função  $F_1$  em (5.6), visto que a GEP também é única neste caso.

Reitera-se que a otimização de fase dos PSSs é feita para cada gerador independentemente. Isso significa que não há coordenação entre as fases dos diferentes PSSs. A implicação disso é óbvia: a estratégia utilizada é sub-ótima. Porém, foi observado que a diferença de fase entre as GEPs de diferentes pontos de operação não chega a ser tão significativa para sistemas grandes. Exemplo desse comportamento pode ser visto no Capítulo 6. A coordenação entre os PSSs é feita exclusivamente pelo ganho. Optou-se por essa estratégia para diminuir o esforço computacional.

A definição de quantos modos devem ser utilizados na matriz  $\mathbf{f}$ , que contém as frequências dos modos eletromecânicos de cada ponto de operação, e definida com mais detalhes no Apêndice A.2.2.1, é heurística e fica a cargo do projetista.

Em alguns casos, ao estabilizar ou melhorar o amortecimento de um modo eletromecânico, outro pode se tornar instável ou mal-amortecido. Por isso, se forem obtidos modos instáveis ou mal-amortecidos depois do processo de otimização, uma das alternativas que pode ser adotada visando melhorar a solução é incluir ou retirar modos eletromecânicos da matriz  $\mathbf{f}$ .

Também é importante não incluir em  $\mathbf{f}$  modos que não sejam eletromecânicos porque podem interferir nos resultados da otimização dos parâmetros blocos de avanço/atraso.

Destaca-se que os modos dominantes podem variar de um ponto de operação para outro, alterando seu amortecimento e sua frequência.

Como foi comentado, não se deve projetar um PSS visando a que a máquina amortea um modo do qual ela não participa, não tem controlabilidade ou observabilidade. Portanto são atribuídos pesos diferentes aos modos de oscilação no problema de otimização. Porém, fatores de sensibilidade e participação dos modos dominantes podem variar de um ponto de operação para outro. Deste modo, a matriz de pesos  $\gamma$  também é definida heurísticamente.

Foi observado que na maioria dos casos a escolha de  $\gamma$  não necessita ser rigorosa para obter bons ajustes de fase nas faixas de frequência dos modos eletromecânicos em  $\mathbf{f}$ .

Em alguns sistemas é complicado observar quais modos são correspondentes em pontos de operação diferentes. Os *mode shapes* e fatores de participação podem auxiliar na tarefa de identificação, mas, de maneira geral, também não há uma metodologia rígida a ser seguida. É importante fazer a distinção entre os modos, pois são atribuídos pe-

os específicos a modos de oscilação diferentes durante o processo de otimização de fase. Este detalhe é exemplificado com mais clareza na Seção 6.3.

### 5.5.2 Definição e formulação matemática das restrições

Na metodologia proposta, foi colocada restrição sobre o avanço máximo ou atraso máximo de fase que se pode ter para cada bloco de avanço/atraso. Isto foi feito porque há limitações de ordem prática.

O avanço máximo está relacionado ao ganho em altas frequências de cada bloco de avanço/atraso. Ao juntar o efeito do ganho dos três blocos em alta frequência, é possível que o mesmo prejudique a resposta do regulador de tensão, fazendo a tensão no terminal da máquina variar desproporcionalmente quando não deve, podendo causar instabilidades.

Outra restrição sobre os parâmetros dos blocos de avanço/atraso é que eles devem ser maiores que 0, pois representam constantes de tempo e, se forem positivos, resultam em um controlador de fase mínima.

Matematicamente, a restrição de avanço e atraso máximo, para os blocos de avanço/atraso do PSS  $i_b = 1, \dots, n_b$  na forma  $\frac{T_{z,i_b}s + 1}{T_{p,i_b}s + 1}$ , pode ser descrita como:

$$\left\{ \begin{array}{l} \arctan(T_{z,1}\omega_{max}) - \arctan(T_{p,1}\omega_{max}) \leq 60^\circ \\ \vdots \\ \arctan(T_{z,n_b}\omega_{max}) - \arctan(T_{p,n_b}\omega_{max}) \leq 60^\circ \\ \arctan(T_{z,1}\omega_{max}) - \arctan(T_{p,1}\omega_{max}) \geq -60^\circ \\ \vdots \\ \arctan(T_{z,n_b}\omega_{max}) - \arctan(T_{p,n_b}\omega_{max}) \geq -60^\circ \end{array} \right. \quad (5.8)$$

onde  $\omega_{max}$  é a frequência onde o máximo avanço ou máximo atraso ocorre. Essa frequência é a média geométrica entre as frequências de corte do pólo e do zero. Neste caso, está sendo suposto um atraso máximo de  $60^\circ$  e um avanço máximo também de  $60^\circ$ .

Para constantes do zero e do pólo do bloco  $i_b$ ,  $T_{z,i_b}$  e  $T_{p,i_b}$ :

$$\omega_{max} = \frac{1}{\sqrt{T_{z,i_b}T_{p,i_b}}} \quad (5.9)$$

Substituindo (5.9) em (5.8), e definindo  $T_{pav} = \alpha T_{zav}$  para blo-

cos de avanço e  $T_{pat} = \beta T_{zat}$  para blocos de atraso, onde  $\alpha$  e  $\beta$  são constantes que relacionam as constantes de tempo dos pólos ( $T_{pav}$  e  $T_{pat}$ ) às dos zeros ( $T_{zav}$  e  $T_{zat}$ ) nos limites respectivos de  $60^\circ$  (avanço) e  $-60^\circ$  (atraso) em  $\omega_{max}$ , obtêm-se equações da forma:

$$\begin{cases} \arctan\left(\frac{1}{\sqrt{\alpha}}\right) - \arctan(\sqrt{\alpha}) = 60^\circ \\ \arctan\left(\frac{1}{\sqrt{\beta}}\right) - \arctan(\sqrt{\beta}) = -60^\circ \end{cases} \quad (5.10)$$

Aplicando a função seno a ambos os lados das equações em (5.10) e resolvendo para  $\alpha$  e  $\beta$ , chega-se a:

$$\begin{cases} \alpha = \frac{T_{pav}}{T_{zav}} = \frac{1 - \sin(60^\circ)}{1 + \sin(60^\circ)} \\ \beta = \frac{T_{pat}}{T_{zat}} = \frac{1 - \sin(-60^\circ)}{1 + \sin(-60^\circ)} \end{cases} \quad (5.11)$$

De (5.8), (5.10) e (5.11), sabe-se que  $T_{z,i_b}$  e  $T_{p,i_b}$  devem obedecer às restrições:

$$\begin{cases} \frac{T_{p,i_b}}{T_{z,i_b}} \geq \alpha \\ \frac{T_{p,i_b}}{T_{z,i_b}} \leq \beta \end{cases} \quad (5.12)$$

que podem ser transformadas nas restrições lineares:

$$\begin{cases} \alpha T_{z,i_b} - T_{p,i_b} \leq 0 \\ T_{p,i_b} - \beta T_{z,i_b} \leq 0 \end{cases} \quad (5.13)$$

A outra restrição sobre os parâmetros do vetor  $\mathbf{p}$ , composto pelos parâmetros do blocos de avanço/atraso é que as constantes de tempo dos zeros e dos pólos devem ser maiores que 0:

$$\begin{cases} T_{z,1} \geq 0 \\ \vdots \\ T_{z,n_b} \geq 0 \\ T_{p,1} \geq 0 \\ \vdots \\ T_{p,n_b} \geq 0 \end{cases} \quad (5.14)$$

novamente, para cada bloco de avanço/atraso  $i_b = 1, \dots, n_b$ . Isso é feito para se obter um controlador de fase mínima.

### 5.5.3 Formulação completa do problema de otimização de fase

Para cada máquina, resolve-se problema de otimização de fase em (5.15).

$$\begin{aligned}
 \min \quad & F_2(\mathbf{p}) = \sum_{k=1}^{n_o} \sum_{l=1}^{n_m} \gamma_l \left( -\angle PSS_{ideal_{k,l}} \right. \\
 & \left. + \sum_{i_b=1}^{n_b} \left( \arctan(\omega_{k,l} \cdot T_{z,i_b}) - \arctan(\omega_{k,l} \cdot T_{p,i_b}) \right) \right)^2 \\
 \text{s.a.} \quad & \alpha T_{z,1} - T_{p,1} \leq 0 \\
 & \vdots \\
 & \alpha T_{z,n_b} - T_{p,n_b} \leq 0 \\
 & T_{p,1} - \beta T_{z,1} \leq 0 \\
 & \vdots \\
 & T_{p,n_b} - \beta T_{z,n_b} \leq 0 \\
 & -T_{z,1}, \dots, -T_{z,n_b} \leq 0 \\
 & -T_{p,1}, \dots, -T_{p,n_b} \leq 0
 \end{aligned} \tag{5.15}$$

relembrando que  $\mathbf{p}$  é o vetor composto pelas contantes de tempo dos zeros  $T_{z,i_b}$  e dos pólos do PSS  $T_{p,i_b}$ , para cada bloco de avanço/atraso  $i_b$ .  $\omega_{k,l}$  é a frequência do  $l$ -ésimo modo eletromecânico que se deseja amortecer associado ao  $k$ -ésimo ponto de operação.

O desenvolvimento matemático completo do problema é exibido no Apêndice A, juntamente com outros detalhes como cálculo de gradientes e hessiana.

### 5.5.4 Exemplo simplificado da função objetivo

Nesta seção são traçados os gráficos de dois exemplos simplificados da função objetivo e, a partir deles, são feitas análises. A finalidade não é uma formulação rigorosa, mas visa investigar o problema

de otimização da fase a partir de constatações empíricas. É importante conhecer as características da função objetivo pois, só assim, é possível escolher o método de otimização adequado.

Considerando um PSS com função de transferência de um bloco de avanço/atraso dada por:

$$G_{PSS}(f_z, f_p) = \frac{1 + \frac{1}{2\pi f_z} s}{1 + \frac{1}{2\pi f_p} s} \quad (5.16)$$

onde  $f_z$  é a frequência do zero e  $f_p$  é a frequência do pólo do bloco de avanço/atraso.

Na Figura 5.1 é apresentado o gráfico da função:

$$f(f_z, f_p) = \left( -45 + \arctan\left(\frac{1,1}{f_z}\right) - \arctg\left(\frac{1,1}{f_p}\right) \right)^2 \quad (5.17)$$

para a frequência do zero:  $0,01 \leq f_z \leq 10$  Hz; e do pólo:  $0,01 \leq f_p \leq 10$  Hz. Isto corresponde à função  $F_2$  em (5.7) visando amortecer um modo hipotético em 1,1 Hz considerando um só ponto de operação, sendo que a fase combinada da GEP e dos filtros do PSS neste exemplo é considerada  $-45^\circ$  em 1,1 Hz.

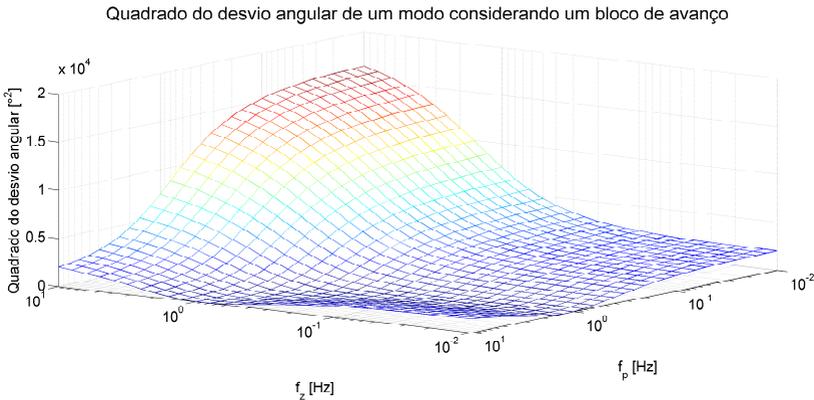


Figura 5.1 – Exemplo simplificado da função objetivo de otimização de fase com um modo e um ponto de operação.

Neste exemplo, a função é contínua para  $f_z > 0, f_p > 0$  e o mínimo é global, mas não é único, gerando um vale no gráfico. Sabe-se disso porque a contribuição de fase do pólo e do zero são independentes e, por ser um problema de mínimos quadrados, o valor da função



Desta maneira, é mais difícil de inferir informações sobre a função objetivo. Porém, sabe-se que a contribuição de fase dos pólos e zeros continua sendo independente e variando continuamente e monotonicamente nas mesmas faixas de 0 a 90°, para os zeros, e de 0 a -90°, para os pólos, para frequências maiores que 0 Hz, mesmo que se adicione mais blocos de avanço/atraso.

### 5.5.5 Definição do método de otimização

Após a inicialização das variáveis, deve ser realizada a otimização das fases com o método de otimização selecionado.

O método de pontos interiores foi escolhido pois garante-se que é encontrado um mínimo local para um determinado conjunto de condições iniciais e, comparado com outros algoritmos como o algoritmo-r de Shor, que também é utilizado neste trabalho, possui convergência rápida [62–64].

Além disso, o método de pontos interiores é adequado para funções contínuas e convexas, e foi adaptado ao problema de otimização das fases de PSS, que sabe-se que é contínuo. Portanto, para achar um ponto de mínimo adequado, basta selecionar um ponto inicial nas redondezas deste ponto.

Devido à possibilidade de existência de vários pontos de mínimo, são testados vários valores iniciais para os parâmetros dos blocos de avanço/atraso, como é mencionado no Apêndice A. Essa estratégia foi utilizada porque foram observados exemplos em que diferentes pontos iniciais para o processo de otimização levavam a diferentes resultados, mesmo com aumento significativo no parâmetro barreira do método de pontos interiores.

A descrição geral do algoritmo do método de pontos interiores é apresentada na Seção B.1.

## 5.6 Projeto dos ganhos

Após a determinação dos parâmetros dos blocos de avanço/atraso, o ganho de cada PSS deve ser ajustado. Para obter um resultado com bom desempenho, optou-se por utilizar também um método de otimização.

Como mencionado na Seção 5.3, o cálculo dos ganhos pode passar por duas etapas:

1. Cálculo por otimização dos ganhos de maneira coordenada, maximizando o amortecimento do autovalor menos amortecido do sistema levando em consideração as diversas condições de operação;
2. recálculo por otimização, se possível e necessário, dos ganhos, minimizando a norma  $H_2$  para obter valores mais adequados do ponto de vista do esforço de controle.

A priori, foi escolhida como função objetivo a ser maximizada o menor amortecimento dentre todos os modos em todos os pontos de operação, denominado  $\xi_{min}$ . Em geral, isso levou a ganhos baixos nos testes realizados, não demonstrando ser um empecilho para aplicações práticas.

Contudo, em um desenvolvimento adicional foi criada a opção de se minimizar a norma  $H_2$  entre as entradas dos PSSs e suas saídas. Desta maneira, obtém-se ganho menores, diminuindo os esforços de controle dos PSSs, mas mantendo uma restrição de um amortecimento mínimo. Deve-se observar que:

- Só é dada a opção de minimização da norma  $H_2$ , se  $\xi_{min} > 0$ , pois a norma  $H_2$  só faz sentido para sistemas estáveis;
- uma abordagem melhor seria minimizar a norma  $H_2$  entre os sinais de integral das potências acelerantes e as saídas dos PSSs  $\left(\frac{\Delta V_{ref}}{\int \Delta P_a}\right)$ . Porém, como os blocos de avanço/atraso possuem a ordem do numerador igual a do denominador, a matriz D do controlador, em sua representação no espaço de estados, é diferente de 0 e, portanto, não é possível calcular a norma  $H_2$  neste caso.

### 5.6.1 Cálculo dos ganhos maximizando $\xi_{min}$

Para cálculo do ganho, o problema de otimização inicialmente é definido como:  $max \xi_{min}$ , onde  $\xi_{min}$  é o menor amortecimento do autovalor menos amortecido (denominado autovalor dominante) considerando todos os pontos de operação. Matematicamente, o amortecimento dos modos  $\xi_{k,l}$  pode ser descrito como:

$$\xi_{k,l} = \frac{-Re(\lambda_{k,l})}{|\lambda_{k,l}|} \quad (5.18)$$

onde  $k = 1, \dots, n_o$ ,  $l = 1, \dots, n_{mo}$ ,  $n_{mo}$  é o número total de modos, considerando não apenas os modos eletromecânicos escolhidos para a otimização da fase do PSS,  $\xi_{k,l}$  é o amortecimento associado do autovalor  $\lambda_{k,l}$ , o  $l$ -ésimo modo do  $k$ -ésimo ponto de operação. Desta forma, define-se:  $\xi_{min} = \min \xi$ , onde  $\xi$  é a matriz formada por todos  $\xi_{k,l}$ .

### 5.6.1.1 Características da função $\xi_{min}$

Existem alguns problemas relacionados à função objetivo escolhida: ela é possivelmente não-convexa, e possivelmente não-contínua ou pode ter gradiente não-contínuo.

Nesta seção são criados exemplos simplificados de lugares geométrico das raízes hipotéticos que são utilizados para ilustrar algumas observações.

#### 5.6.1.1.1 Problemas de descontinuidade

A função objetivo  $\xi_{min}$  pode ter problemas de descontinuidade por um fator: devido ao termo  $|\lambda|_{k,l}$  ser nulo na origem do plano complexo, levando a divisões de 0 por 0 na função objetivo. A função  $\xi_{min}$  não é definida neste caso.

Analisando valor do amortecimento  $\xi$  de um autovalor dominante em torno da descontinuidade, pode-se afirmar que:

- Caso se aproxime da descontinuidade pela parte positiva ou negativa do eixo real e se passe para o outro lado, atravessando a origem, observa-se que a descontinuidade se comporta como uma descontinuidade do tipo salto [65] com valor indefinido de  $\xi_{min}$  na origem;
- caso seja percorrido o eixo imaginário, observa-se que a descontinuidade tem comportamento do tipo removível [65], com valor indefinido na origem.

O gradiente de  $\xi_{min}$  também pode apresentar descontinuidade devido a outros fatores:

- Fator 1: porque o pólo usado no cálculo de  $\xi_{min}$  muda de acordo com o autovalor dominante (de menor amortecimento) do sistema, produzindo “saltos” ou descontinuidades no gradiente;
- Fator 2: quando dois pólos complexos conjugados se tornam reais

ou o contrário, assim como no item anterior, a função é contínua, mas o gradiente não.

Os Fatores 1 e 2 ficam mais claros observando o lugar geométrico das raízes da Figura 5.3. Esse é um exemplo fictício para mostrar possíveis descontinuidades no gradiente de  $\xi_{min}$ .

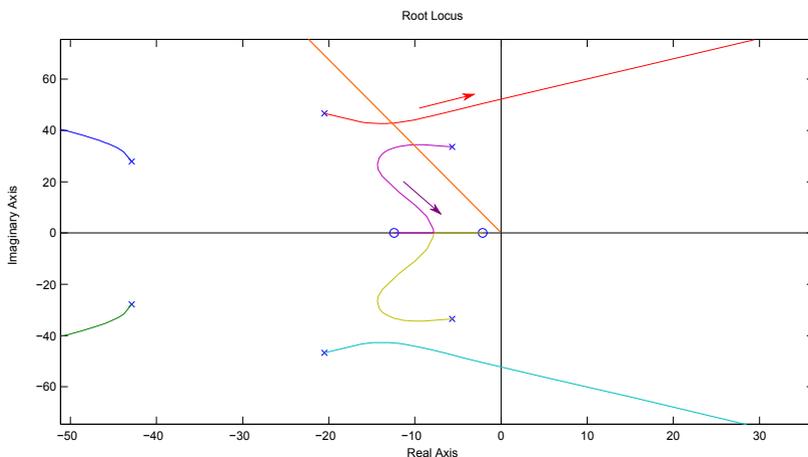


Figura 5.3 – Lugar geométrico das raízes mostrando não-continuidades no gradiente de  $\xi_{min}$ .

#### 5.6.1.1.1.1 Fator 1

Partindo do conhecimento de que os pólos de malha fechada partem dos pólos de malha aberta e terminam nos zeros quando se utiliza realimentação com ganho estático crescente a partir de 0, indicou-se o sentido de movimento dos pólos de malha fechada associados aos ramos vermelho e roxo pelas setas de mesma cor.

A linha laranja de amortecimento constante indica aproximadamente o ponto no qual os amortecimentos dos pólos do ramo vermelho e do ramo roxo se igualam para o mesmo ganho.

A partir do ganho 0, ao aumentá-lo, o pólo do ramo roxo se desloca para a esquerda e o pólo do ramo vermelho se desloca para a direita.

Inicialmente, o menor amortecimento do sistema,  $\xi_{min}$ , corresponde ao amortecimento do pólo do ramo roxo. Quando os pólos cruzam a linha laranja, o menor amortecimento passa a ser do pólo do ramo vermelho. Em outras palavras, há uma descontinuidade no valor

do gradiente de  $\xi_{min}$  com relação ao ganho  $K$ ,  $\frac{d\xi_{min}}{dK}$ , passando de um valor positivo para um valor negativo. O Fator 1 se refere a este caso.

O ganho calculado, neste exemplo específico, é de, aproximadamente, 0,00288, resultando em um amortecimento de 0,309, mas os valores de ganho e amortecimento em que pólos se cruzam para esta topologia dependem das características de cada sistema.

Quando se consideram vários pontos de operação na função objetivo, também há a possibilidade de um autovalor de um ponto de operação distinto passar a ser o dominante, aumentando as descontinuidades possíveis no gradiente de  $\xi_{min}$ .

#### 5.6.1.1.1.2 Fator 2

Outro tipo de descontinuidade no gradiente de  $\xi_{min}$ , ao qual o Fator 2 se refere, pode ser observado quando os pólos do ramo roxo e do ramo amarelo na Figura 5.3, com o aumento do ganho, se encontram no eixo real. Caso os modos dominantes estejam associados a esses ramos, seus amortecimentos passariam a ser 1 e permaneceriam neste valor, mesmo com o aumento do ganho, até que outros autovalores passem a ser dominantes.

Na prática, analisando do ponto de vista de  $\xi_{min}$ , este tipo de descontinuidade é bastante raro, visto que quase sempre há autovalores complexos que se tornam dominantes. Em outras palavras, só haveria este tipo de descontinuidade caso o sistema apresentasse apenas autovalores reais e negativos.

#### 5.6.1.1.2 Problemas de não-convexidade

A função objetivo  $\xi_{min}$  ainda é possivelmente não-convexa. Em geral, nos sistemas-teste estudados, foi observado que o ponto inicial da otimização está em uma parte convexa de  $\xi_{min}$  que converge para o mínimo global, considerando uma partida *flat*, com todos os ganhos  $K_{S1}$  iguais a 1. Contudo, pode haver casos em que isto não ocorre.

A Figura 5.4 ilustra a possível não-convexidade de  $\xi_{min}$ , na qual se pode observar pelas linhas radiais a variação dos amortecimentos dos autovalores. Considera-se aqui uma situação hipotética, na qual se deseja maximizar o amortecimento apenas do pólo do ramo azul.

O pólo do ramo azul, com o aumento do ganho, a partir de 0, se desloca para a esquerda, chegando ao ponto A, onde o amortecimento é cerca de 0,142. Se o ganho continua a ser aumentado, o autovalor

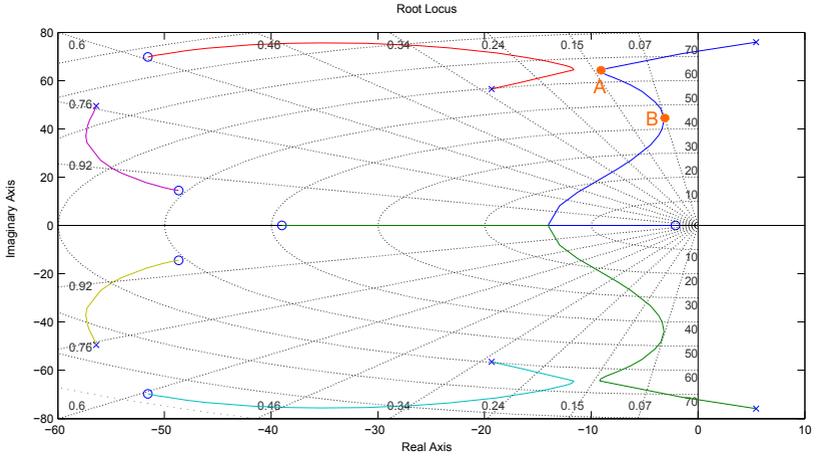


Figura 5.4 – Lugar geométrico das raízes mostrando possível não-convexidade em  $\xi_{min}$ .

passa a se deslocar para a direita, chegando próximo de 0,07 no ponto B.

Isso significa que, ao utilizar um método de busca linear, se o ponto inicial estiver nas proximidades do ponto A, onde o amortecimento é 0,142, o processo fará com que o sistema convirja para este ponto, pois o gradiente indica um aumento do amortecimento do autovalor nesta direção. Esta não-convexidade no lugar geométrico das raízes é causada pela complexa interação entre zeros e pólos.

Toda esta análise realizada sobre a função  $\xi_{min}$  parte de exemplos hipotéticos e simplificados, porém, deve-se observar o que ocorre na prática. Em geral, para os sistemas de potência, quando se aumentam os ganhos dos PSSs, os autovalores associados a modos eletromecânicos se deslocam para a esquerda, se tornando mais amortecidos, enquanto os autovalores associados a modos das excitatrizes se deslocam para a direita, diminuindo seus amortecimentos, como é visto em estudos na Parte II de [19].

Na prática, descontinuidades no gradiente de  $\xi_{min}$  devido à mudança do autovalor dominante são importantes para a escolha do algoritmo de otimização, visto que o valor ótimo da função objetivo geralmente se encontra em um ponto no qual os amortecimentos de dois ou mais modos se tornam iguais, em consequência de processo análogo ao descrito no parágrafo anterior. Todavia, as não-convexidades analisadas nesta seção geralmente não têm influência no processo de

otimização porque, para faixas do ganho em que elas afetariam os resultados obtidos, os modos dominantes passam a ser outros.

### 5.6.1.2 Autovalores próximos da origem

Existe um problema na modelagem de sistemas de potência para o estudo de pequenas perturbações que interfere, principalmente, na definição e comportamento do modo dominante do sistema. Esta questão é mencionada em [6] e suas implicações para o processo de otimização são exploradas nesta seção.

Como velocidades e ângulos das máquinas são expressos em valores absolutos, quando o sistema é linearizado, ocorrem redundâncias e a matriz de estados é singular. Se não há barra infinita no sistema, que forneça uma referência angular e de velocidade, existirão dois autovalores na origem do plano complexo.

Uma das redundâncias pode ser removida ao escolher uma máquina como referência angular e expressando todos os outros ângulos com respeito ao da máquina escolhida.

O segundo autovalor 0 resulta da desconsideração do amortecimento mecânico da máquina e quando o regulador de velocidade não está representado. Nesta situação, o torque do gerador é independente dos desvios de velocidade da máquina. Isto também acontece quando a razão entre a constante de inércia e o amortecimento de todos geradores é uniforme.

O segundo autovalor 0 pode ser evitado ao escolher uma das velocidades das máquinas como referência. Porém, isto normalmente não é realizado porque introduz dificuldades de indexação e manipulação das várias matrizes e vetores. Além disso, como a velocidade de todas as máquinas estariam referenciadas à velocidade da máquina de referência e esta também oscila em relação à velocidade síncrona, se torna mais difícil recuperar a informação das velocidades absolutas nesta situação.

Na prática, os autovalores não são exatamente 0 porque as condições iniciais dos estados não são exatas, devido aos resíduos depois da convergência do fluxo de potência. Contudo, eles são próximos o bastante da origem para causar problemas numéricos. Em alguns casos, os autovalores podem inclusive deslocar-se levemente para a direita, tornando o sistema instável, ou podem se tornar conjugados complexos próximos da origem:

- No primeiro caso, em que um autovalor próximo da origem se torna instável e dominante, mesmo que todos os outros autovalo-

res sejam estáveis, problemas no processo de otimização surgem, dado que não é possível controlar esse autovalor. Por ser considerado o autovalor dominante,  $\xi_{min}$  é tomado como  $-1$  ou algum outro valor negativo no caso de complexos conjugados e o amortecimento dos outros modos não é otimizado;

- no segundo caso, os autovalores complexos conjugados podem apresentar baixo amortecimento e prejudicar o processo de otimização de maneira similar ao caso anterior, se tornando os autovalores dominantes. Devido a problemas numéricos, os autovalores podem, contrariamente, apresentar amortecimentos muito grandes, tendendo a infinito devido à divisão por números próximos de 0. Porém, nesta última hipótese, desde que eles não sejam instáveis, não causam problemas ao processo de otimização.

A solução encontrada para tratar os autovalores próximos a origem durante a maximização de  $\xi_{min}$  foi desconsiderá-los caso seus módulos estejam abaixo de uma certa tolerância, definida como 0,001 no programa.

Esta questão ainda retorna quando a norma  $H_2$  é definida como função objetivo, porém, deve ser contornada de outra forma.

### 5.6.2 Formulação completa do problema de maximização de $\xi_{min}$

O problema de otimização de ganho maximizando  $\xi_{min}$  é apresentado em (5.19).

$$\begin{aligned} \max \quad & \xi_{min} = \frac{-Re(\lambda_{min})}{|\lambda_{min}|} \\ \text{s.a.} \quad & K_{S11}, \dots, K_{S1n_g} \geq 0 \end{aligned} \quad (5.19)$$

onde  $K_{S1i_g}$  é o ganho  $K_{S1}$  associado ao PSS do gerador  $i_g$ .  $\xi_{min}$  não é definido de maneira explícita em função dos ganhos  $K_{S1i_g}$ .

Outras considerações sobre a função objetivo são apresentadas no Apêndice A.

#### 5.6.2.1 Definição do método de otimização

O método de otimização deve considerar as características analisadas nos lugares geométricos das raízes, tanto de possíveis descontin-

nidades como não-convexidades.

O SOLVOPT, uma rotina de MATLAB que se baseia no Algoritmo-r de Shor, foi escolhido como método de otimização pelos motivos que seguem:

- Primeiro, ele é um método adequado para funções não-contínuas e possivelmente não-convexas, que normalmente é o caso para a maximização de  $\xi_{min}$ , dependendo dos autovalores do sistema;
- segundo, ele permite o cálculo dos subgradientes numericamente, sem a necessidade de uma fórmula analítica. Isso é importante porque  $\xi_{min}$  é uma função dos autovalores do sistema que, por sua vez, são funções dos ganhos dos PSSs e dependem de várias funções de transferência com realimentação que são difíceis de se obter analiticamente. Além disso, os autovalores são números complexos e o gradiente de  $\xi_{min}$  possui descontinuidade na origem;
- por fim, o método permite que se inclua restrições no sistema de maneira fácil.

A descrição geral do algoritmo-r de Shor é apresentada no Apêndice B.

### 5.6.3 Cálculo dos ganhos minimizando a norma $H_2$

Para o caso onde o menor amortecimento obtido de todos os pontos de operação seja maior que 0, pode-se opcionalmente minimizar a norma  $H_2$ .

A norma  $H_2$  mede a covariância entre entrada e saída em regime permanente ou potência da saída  $y = Hw$  a um sinal de ruído representado pela entrada  $w$  [6, 66].

Na prática, a norma  $H_2$  pode ser usada para limitar o esforço de controle do sistema, otimizando os ganhos dos PSSs sob esse aspecto, posto que a maximização de  $\xi_{min}$  nem sempre pode ser feita de maneira única e, em certas ocasiões, resulta em ganhos elevados para alguns controladores e pequenos para outros.

A norma  $H_2$  é definida para sistemas SISO como [6, 66]:

$$\|G_h\|_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |G_h(j\omega)|^2 d\omega} \quad (5.20)$$

onde  $G_h$  é a função de transferência do sistema. A extensão para um

sistema MIMO é:

$$\|\mathbf{G}_H\|_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Traço}(\mathbf{G}_H(j\omega)^H \mathbf{G}_H(j\omega)) d\omega} \quad (5.21)$$

onde  $\mathbf{G}_H$  passa a ser a matriz de transferência do sistema. Como  $n_o$  pontos de operações estão sendo considerados, existem  $n_o$  sistemas MIMO e a abordagem adotada foi minimizar a norma Euclidiana das normas  $H_2$  dos  $n_o$  sistemas MIMO.

A escolha das funções de transferência  $\|\mathbf{G}_H\|_2$  é tratada na Seção 5.6.3.3.

Desta maneira, a função objetivo é definida como:

$$\min \sqrt{\sum_{k=1}^{n_o} (\|\mathbf{G}_H\|_{2_k})^2} \quad (5.22)$$

onde  $\|\mathbf{G}_H\|_{2_k}$  é a norma  $H_2$  do  $k$ -ésimo ponto de operação.

### 5.6.3.1 Maximização de $\xi_{min}$ antes da norma $H_2$

Pondera-se aqui o motivo de maximizar  $\xi_{min}$  ao invés de simplesmente minimizar diretamente a norma  $H_2$ . Isto é realizado por dois motivos:

- Primeiro, a norma  $H_2$  é infinita para sistemas instáveis e o processo de otimização falha. Portanto, o processo de otimização necessita de um ponto de partida no qual os autovalores do sistema são estáveis e, ao maximizar  $\xi_{min}$ , este ponto é fornecido. Outra alternativa que é usada por alguns autores é minimizar a abscissa espectral [67];
- em segundo lugar, ao minimizar a norma  $H_2$ , necessita-se utilizar um índice de desempenho auxiliar, porque apenas a minimização do esforço de controle leva a ganhos baixos, mas que não cumprem nenhuma exigência de desempenho do sistema. Logo, minimiza-se o esforço de controle, mas mantendo um amortecimento adequado dos modos do ponto de vista de desempenho do sistema. Isto pode ser feito, a princípio, de duas maneiras:
  - A primeira consiste em usar uma função multi-objetivo, na qual a minimização da norma  $H_2$  e a maximização de  $\xi_{min}$

entram como termos com diferentes pesos. A dificuldade com esta abordagem é ajustar os pesos de forma adequada para que se consiga um resultado compatível com os requisitos de projeto;

- A outra forma de tratar o problema consiste em incluir o amortecimento como uma restrição, fixando um amortecimento mínimo. O problema dessa segunda abordagem, a priori, seria saber qual a faixa dos amortecimentos possíveis que se pode escolher, dado que, se for escolhido um amortecimento maior do que se pode alcançar, a otimização não tem uma solução factível.

Ao maximizar  $\xi_{min}$  anteriormente, é fornecido um ponto de partida válido para a minimização da norma  $H_2$ , além de prover informação sobre o máximo amortecimento que é possível alcançar, útil para definir uma restrição adequada no processo de otimização, como pode ser visto na Seção 5.6.4.

Portanto, a faixa do amortecimento mínimo adequado que entra como restrição no problema de otimização deve maior que 0 e menor que o  $\xi_{min}$  obtido por otimização na etapa anterior da metodologia.

### 5.6.3.2 Trade-off entre desempenho e esforço de controle

Como consequência da metodologia escolhida, é possível abrir mão de um pouco do amortecimento do sistema para conseguir ganhos menores ao fixar o amortecimento mínimo do sistema em valores menores.

Se for escolhido um valor próximo do amortecimento obtido ao maximizar  $\xi_{min}$ , os ganhos são apenas reorganizados durante o processo de otimização, visando diminuir os esforços de controle, mas mantendo o amortecimento alcançado previamente.

### 5.6.3.3 Escolha de $G_H$

Foi mencionado que a norma  $H_2$  é infinita quando o sistema é instável, mas ela também é infinita quando o sistema não é estritamente próprio [66].

O sistema não é estritamente próprio se a matriz de transferência direta do sistema no espaço de estados,  $D$ , é tal que  $D \neq 0$ , ou seja, se a ordem do numerador for igual ao do denominador em alguma

função de transferência direta entre as entradas e as saídas da matriz de transferência  $\mathbf{G}_H$  e, portanto, a norma  $H_2$  é infinita e o processo de otimização falha.

Como consequência, não é possível utilizar a função de transferência  $\frac{\Delta V_{ref}}{\int \Delta P_a}$  para minimizar a norma  $H_2$ , pois resulta em um sistema que não é estritamente próprio.

Desta forma, para realizar a otimização dos ganhos  $\mathbf{K}_{S1}$ , é necessário recorrer às funções de transferência entre as entradas  $\Delta\omega$  e  $\Delta P_e$  e as saídas  $\Delta V_{ref}$  dos PSS2Bs, conforme definidas no diagrama de blocos da Figura 3.1.

#### 5.6.3.4 Autovalores próximos da origem

Como indicado na Seção 5.6.1.2, o problema de pólos instáveis próximos à origem deve ser tratado de forma diferente para conseguir minimizar a norma  $H_2$ .

Quando o pólo devido à redundância na velocidade é instável, o processo de otimização não funciona, dado que a norma  $H_2$  se torna infinita.

Ao maximizar  $\xi_{min}$ , eram calculados os autovalores e eliminados aqueles que tivessem a magnitude menor que uma determinada tolerância.

No caso da norma  $H_2$ , como é utilizada a rotina do MATLAB que fornece diretamente o valor da mesma, não é possível eliminar autovalores individualmente durante o processo porque o sistema é tratado como um todo.

Alterar a representação no espaço de estados do sistema também não é uma alternativa viável por ser bastante complicado e trabalhoso.

Para contornar esta dificuldade, foi introduzido um pequeno amortecimento mecânico  $D_\omega$  no modelo das máquinas, o suficiente para que o autovalor se tornasse estável sem interferir significativamente nos demais.

#### 5.6.4 Formulação completa do problema de minimização da norma $H_2$

O problema de otimização de ganho minimizando a norma  $H_2$  é apresentado em (5.23).

$$\min \sum_{k=1}^{n_o} \left( \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \text{Trace}(\mathbf{G}_{H_k}(j\omega)^H \mathbf{G}_{H_k}(j\omega)) d\omega} \right)^2 \quad (5.23)$$

s.a.  $K_{S11}, \dots, K_{S1n_g} \geq 0$   
 $\xi_{k,l} \geq \xi_{def}, \forall k \in \{1, \dots, n_o\}, \forall l \in \{1, \dots, n_m\}$

onde  $\xi_{def}$  é um valor de amortecimento escolhido pelo projetista, que deve ser maior que 0 e menor que o  $\xi_{min}$  obtido anteriormente por meio da otimização do problema (5.19).  $G_{H_k}$  é a matriz de transferência entre as entradas  $\Delta\omega$  e  $\Delta P_e$  e a saída  $\Delta V_{ref}$ , conforme discutido na Seção 5.6.3.3.

#### 5.6.4.1 Definição do método de otimização

Novamente foi escolhido o SOLVOPT como método de otimização essencialmente pelos mesmos motivos descritos na Seção 5.6.2.1, mas principalmente porque, com o SOLVOPT:

- Não é necessário calcular a norma  $H_2$  utilizando a forma analítica, bastando passar o valor da função calculado com a função já existente no MATLAB;
- o cálculo dos subgradientes é realizado numericamente, sem a necessidade de uma fórmula analítica. A norma  $H_2$ , assim como  $\xi_{min}$ , também é uma função complexa dos ganhos dos PSSs e dependem de várias funções de transferência com realimentação;
- por fim, o método permite que se inclua restrições no problema de maneira fácil.

A descrição geral do algoritmo-r de Shor, usado no *software* SOLVOPT, é apresentada na Seção B.2.

### 5.7 Algoritmo dos processos de otimização

O método geral de projeto, após a obtenção das GEPs de cada gerador, é descrito pelo Algoritmo 1.

---

**Algoritmo 1** Procedimento de otimização dos PSSs

---

**Entrada:** GEPs para cada gerador.

**Saída:** Parâmetros do PSS.

- 1: Resolver o problema de otimização para cada máquina

$$\begin{cases} \min & F_2(\mathbf{p}) \\ \text{s.a.} & \mathbf{p} \in \Omega_{\mathbf{p}} \end{cases} \quad (5.24)$$

onde  $\Omega_{\mathbf{t}}$  é um conjunto que garante limites sobre os parâmetros. Esta etapa fornece os parâmetros dos blocos de avanço/atraso.

- 2: Incluir os blocos de avanço/atraso no sistema de cada cenário, de acordo com a Figura 5.5.
- 3: Resolver o problema de otimização

$$\begin{cases} \max & \xi_{\min} \\ \text{s.a.} & \mathbf{K}_{s1} \in \Omega_{\mathbf{K}} \end{cases} \quad (5.25)$$

onde  $\xi_{\min}$  é o amortecimento do modo dominante de malha fechada de todo o sistema, considerando os vários cenários, e  $\Omega_{\mathbf{K}}$  é um conjunto que garante os limites sobre os ganhos dos PSSs.

- 4: **se**  $\xi_{\min} > 0$  **então**
- 5:     **se** minimizar o esforço de controle **então**
- 6:         Resolver o problema de otimização

$$\begin{cases} \min & \|\mathbf{G}_{\mathbf{H}}\|_2(\text{istemas}) \\ \text{s.a.} & \mathbf{K}_{s1} \in \Omega_{\mathbf{K}} \text{ e } 0 < \xi < \xi_{def} \end{cases} \quad (5.26)$$

onde  $\|\mathbf{G}_{\mathbf{H}}\|_2(\text{istemas})$  é a norma  $H_2$  computada para a matriz de transferência cujas entradas são as velocidades angulares e as potências elétricas dos geradores e as saídas são os sinais de entrada dos reguladores de tensão,  $\xi$  é o menor amortecimento dos sistemas e  $\xi_{def}$  é um valor definido pelo usuário maior que 0 e menor que o maior  $\xi_{\min}$  alcançado na etapa 3 deste algoritmo.

- 7:     **fim se**
- 8: **senão**
- 9:     Término do processo de otimização.
- 10: **fim se**

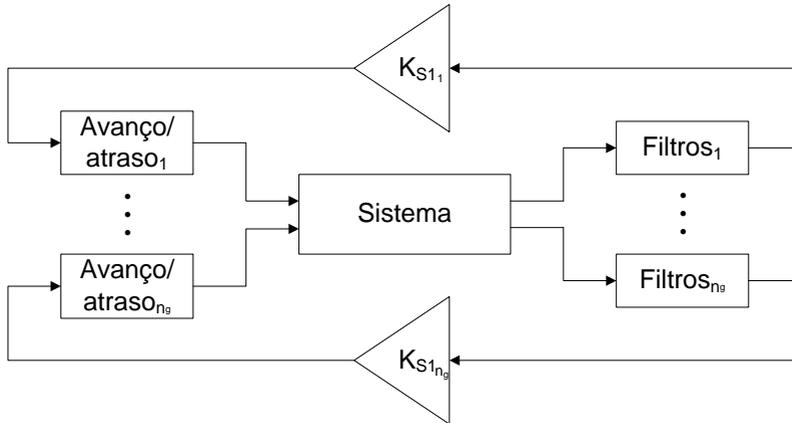


Figura 5.5 – Sistema de malha fechada para encontrar o ganho estático considerando apenas um cenário.

## 5.8 Conclusão

Neste capítulo, a metodologia de projeto de PSSs desenvolvida foi introduzida e explicada, juntamente com uma aprofundada análise teórica do problema.

Basicamente, o método pode ser dividido em quatro etapas:

- Obtenção da GEP composta;
- otimização da fase;
- otimização do ganho maximizando o menor amortecimento;
- se o ganho não for satisfatório, pode-se otimizar o ganho minimizando a norma  $H_2$ .

Ao final do capítulo, foram descritos os métodos de otimização utilizados para obtenção dos parâmetros necessários.

Resultados obtidos com o método proposto são apresentados no próximo capítulo.

## 6 RESULTADOS OBTIDOS E ANÁLISE

### 6.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentados alguns dos resultados obtidos com dois objetivos principais:

- Mostrar a eficácia do método de projeto de PSSs desenvolvido;
- destacar características do PSS2B.

Para tanto, são utilizados dois sistemas-teste: o SMIB apresentado em [31] e o sistema *New England-New York* (NYNE) apresentado em [6].

### 6.2 Sistema teste 1 – SMIB

O diagrama do sistema é exibido na Figura 6.1.

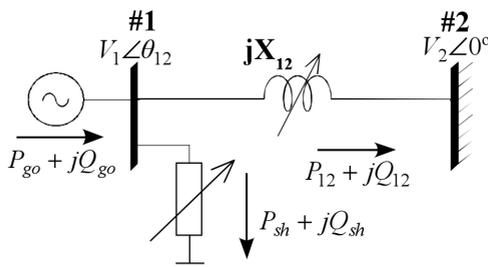


Figura 6.1 – Diagrama do SMIB.

Este sistema foi escolhido para mostrar uma aplicação simples do método. No entanto, por conter apenas uma máquina, não é possível verificar o efeito da coordenação dos ganhos, mas é possível observar a otimização da fase e a maximização do menor autovalor do sistema.

Os dados do sistema e da máquina são apresentados no Apêndice D.

Variando  $P_{sh}$ ,  $Q_{sh}$  e  $X_{12}$  foram gerados cinco condições de operação [31]. Os parâmetros de cada ponto de operação e as características do modo eletromecânico de oscilação entre a máquina da barra #1 e a barra infinita são exibidos na Tabela 2.

Os parâmetros dos filtros do PSS foram definidos como:

- $N = 1$ ;
- $M = 4$ ;
- $T_8 = 0, 4$ ;
- $T_9 = 0, 1$ .

Tabela 2 – Parâmetros de cada ponto de operação do sistema SMIB.

Ponto de operação (PO)	$X_{12}$ [pu]	$P_{sh}$ [pu]	$Q_{sh}$ [pu]	Modo eletromecânico		
				$f$ [Hz]	$\xi$ [%]	$R_{\Delta\omega/\Delta V_{ref}}$ [deg]
PO1	0,10	0,00	0,40	1,42	7,08	69,5
PO2	0,75	0,63	0,41	0,97	0,23	140,5
PO3	7,50	0,83	0,42	0,34	-0,10	169,9
PO4	15,00	0,86	0,42	0,23	-0,07	173,0
PO5	25,00	0,87	0,42	0,16	-0,05	174,7

Na Tabela 2, observa-se que o modo eletromecânico se torna mais crítico (com amortecimento menor), à medida que  $X_{12}$  aumenta, ou seja, o sistema se torna mais fraco. A frequência do modo é 1,42 Hz em PO1 e diminui até chegar em 0,16 Hz em PO5.

Para este sistema são consideradas duas alternativas de projeto, variando  $T_w$ :

- Alternativa 1 (PSS2B-1):  $T_w = 3$  e  $K_{S2} = \frac{T_w}{M} = 0, 33$ ;
- alternativa 2 (PSS2B-2):  $T_w = 10$  e  $K_{S2} = \frac{T_w}{M} = 1, 11$ ;

A primeira alternativa foi adotada para comparação de resultados com [31], em que é adotado  $T_w = 3$ .

A segunda alternativa foi escolhida para mostrar que, conforme discutido na Seção 3.5.2, a escolha de um valor maior de  $T_w$  aumenta a banda de passagem do PSS, facilitando o amortecimento de modos eletromecânicos de frequência menor, que são os mais críticos neste caso.

Após a obtenção das GEPs da máquina para cada ponto de operação, foi realizada a otimização da fase do PSS, conforme a metodologia apresentada no Capítulo 5.

Os ganhos foram otimizados após a fase, primeiro maximizando  $\xi_{min}$  e, depois, considerando uma alternativa para minimização da norma  $H_2$ .

### 6.2.1 Otimização da fase

Para a otimização da fase, o mesmo peso foi aplicado ao modo de oscilação eletromecânico para todos os pontos de operação.

A característica de fase da resposta em frequência do PSS2B-1 projetado e as fases  $-\angle GEP$  para os vários pontos de operação são mostradas na Figura 6.2 de 0,1 a 3 Hz. Os mesmos gráficos foram traçados para o PSS2B-2 e são exibidos na Figura 6.3.

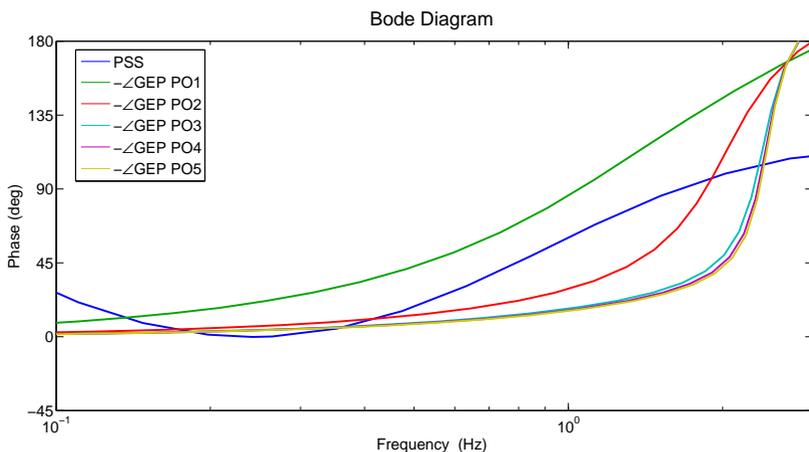


Figura 6.2 – Característica de fase da função  $1/GEP$  para os vários pontos de operação e da alternativa 1 do PSS.

Observa-se que, nos gráficos das Figuras 6.2 e 6.3, dado que a mudança na reatância da linha entre a máquina e a barra infinita é grande e o sistema é pequeno, as características das GEPs variam bastante com a mudança no ponto de operação. Este comportamento não é observado no sistema multimáquinas da Seção 6.3.

Considerando o ajuste da fase do PSS para compensar  $-\angle GEP$ , observa-se que ambas as alternativas 1 e 2 apresentaram um bom ajuste de fase, em especial para os modos nas baixas frequências, que são os mais críticos.

Ressalta-se que as características de fase da resposta em frequência dos PSSs traçadas nas Figuras 6.2 e 6.3 levam em conta o efeito dos filtros incluídos na estrutura do PSS2B e que ainda assim devem compensar as características da GEP. Por esse motivo foi feita a comparação com  $-\angle GEP$ .

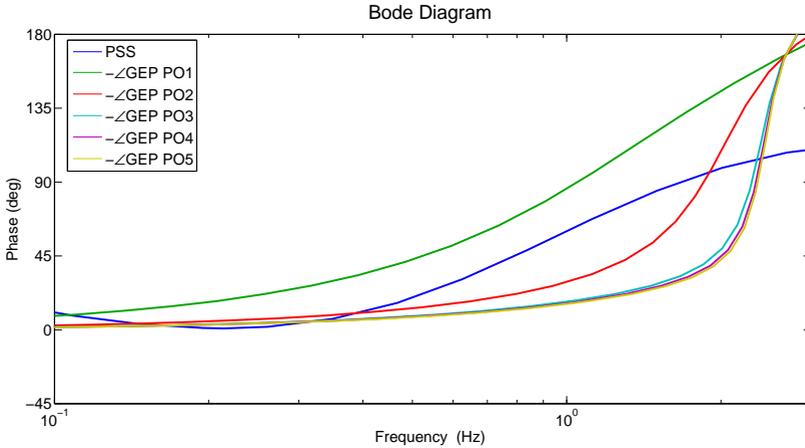


Figura 6.3 – Característica de fase da função  $1/\text{GEP}$  para os vários pontos de operação e da alternativa 2 do PSS.

### 6.2.2 Otimização do ganho maximizando $\xi_{min}$

Ao otimizar o ganho  $K_{S1}$ , primeiramente foi feita a maximização do menor amortecimento de todos os pontos de operação. Para este caso, obteve-se:

- Alternativa 1 (PSS2B-1):  $K_{S1} = 76,36$ , com  $\xi_{min} = 7,36\%$ . Este amortecimento foi obtido simultaneamente para o modo de oscilação eletromecânica de PO3, em 0,34 Hz, para o modo de oscilação eletromecânica de PO4, em 0,23 Hz, e para o modo da excitatriz de PO5, em 2,47 Hz;
- alternativa 2 (PSS2B-2):  $K_{S1} = 39,85$ , com  $\xi_{min} = 7,32\%$ . Este amortecimento foi obtido simultaneamente para o modo eletromecânico de PO5, em 0,17 Hz, e para o modo da excitatriz de PO5, em 2,47 Hz.

Os ganhos 76,36, do PSS2B-1, e 39,85, do PSS2B-2, são os que equilibram os amortecimentos dos diversos modos, maximizando  $\xi_{min}$  e, por isto, são os ganhos ótimos.

### 6.2.3 Otimização do ganho minimizando a norma $H_2$

Apenas para efeitos de teste, foi minimizada a norma  $H_2$  utilizando os parâmetros dos blocos de avanço/atraso do PSS2B-2.

Como não há nenhuma coordenação dos ganhos, a minimização da norma  $H_2$  com um só PSS faz com que o ganho seja reduzido até que o limite do amortecimento mínimo seja atingido.

Definindo um amortecimento mínimo de 5%, obteve-se um ganho  $K_{S1}$  de 27,12.

### 6.2.4 Comparação de resultados

Em [31] é apresentada uma proposta de PSS2B para o sistema. A Figura 6.4 exibe a característica de fase deste PSS. O ganho  $K_{S1}$  foi, originalmente, ajustado em 15, resultando em  $\xi_{min} = 1,65\%$ .

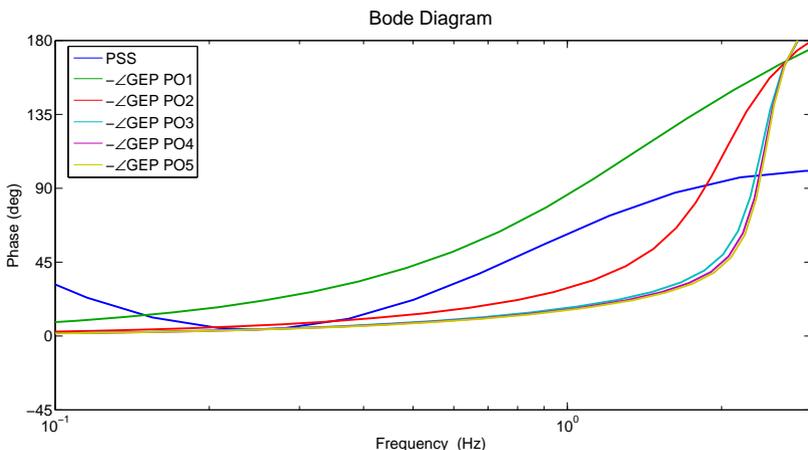


Figura 6.4 – Característica de fase da função  $1/\text{GEP}$  para os vários pontos de operação e do PSS definido em [31].

Para comparar a metodologia de ajuste de fase desenvolvida neste trabalho com o método adotado em [31], com base no ajuste dos blocos de avanço/atraso proposto em [31] foi calculado um novo ganho, maximizando  $\xi_{min}$ , que resultou em um amortecimento de 7,18%. Esta configuração foi chamada de PSS2B-3.

Os parâmetros das configurações PSS2B-1, PSS2B-2 e PSS2B-3 podem ser vistos na Tabela 3, juntamente com o  $\xi_{min}$  obtido, na última

Tabela 3 – Parâmetros dos PSS2B-1, PSS2B-2 e PSS2B3, juntamente com o  $\xi_{min}$  obtido.

PSS2B-1	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$	$T_{10}$	$T_{11}$	$T_w$
	0,2357	1,8709	0,1646	0,0118	0,1646	0,0118	3
	$K_{S1}$	$K_{S2}$	$N$	$M$	$T_8$	$T_9$	$\xi_{min}$
	76,36	0,33	1	4	0,4	0,1	7,36
PSS2B-2	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$	$T_{10}$	$T_{11}$	$T_w$
	0,2211	0,7999	0,1622	0,0116	0,1622	0,0116	10
	$K_{S1}$	$K_{S2}$	$N$	$M$	$T_8$	$T_9$	$\xi_{min}$
	39,85	1,11	1	4	0,4	0,1	7,32
PSS2B-3	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$	$T_{10}$	$T_{11}$	$T_w$
	0,1869	0,0186	0,1869	0,0186	0,2204	1,5766	3
	$K_{S1}$	$K_{S2}$	$N$	$M$	$T_8$	$T_9$	$\xi_{min}$
	62,92	0,33	1	4	0,4	0,1	7,18

coluna de cada conjunto de dados.

Na Tabela 4, são exibidos os modos dominantes do SMIB sem PSS, com o PSS2B-1, com o PSS2B-2 e com o PSS2B-3. Na coluna do PSS2B-2, no PO5, há duas frequências associadas ao amortecimento de 7,32%, pois ambos os modos apresentaram o mesmo amortecimento.

Tabela 4 – Modos dominantes do SMIB para cada PSS em cada ponto de operação.

	Sem PSS		PSS2B-1		PSS2B-2		PSS2B-3	
	f [Hz]	$\xi$	f [Hz]	$\xi$	f [Hz]	$\xi$	f [Hz]	$\xi$
PO1	1,42	7,08%	2,26	30,34%	2,38	28,88%	2,47	22,36%
PO2	0,97	0,23%	0,85	15,82%	2,42	17,17%	2,43	14,73%
PO3	0,34	-0,01%	0,34	7,36%	0,34	8,08%	0,34	7,28%
PO4	0,23	-0,07%	0,23	7,37%	0,23	7,54%	0,23	7,18%
PO5	0,16	-0,05%	2,46	7,36%	0,16/2,46	7,32%	2,46	7,18%

O maior  $\xi_{min}$ , 7,36%, foi obtido com o PSS2B-1. Porém, o menor ganho com o qual se atinge o  $\xi_{min}$  é 39,39 e foi obtido com o PSS2B-2, que foi ajustado com  $T_w = 10$ .

Destaca-se que em todas as três alternativas há um bloco de atraso, que é utilizado para compensar o avanço de fase dos filtros do PSS2B em baixas frequências, para obter um melhor ajuste à fase da GEP.

Os resultados obtidos com o PSS2B-3 estão próximos e são comparáveis aos do PSS2B-1. Na Figura 6.5 são mostrados os diagramas de Bode apenas dos blocos de avanço/atraso dos PSS2B-1 e PSS2B-3, sem os ganhos  $K_{S1}$  e filtros *washouts*.

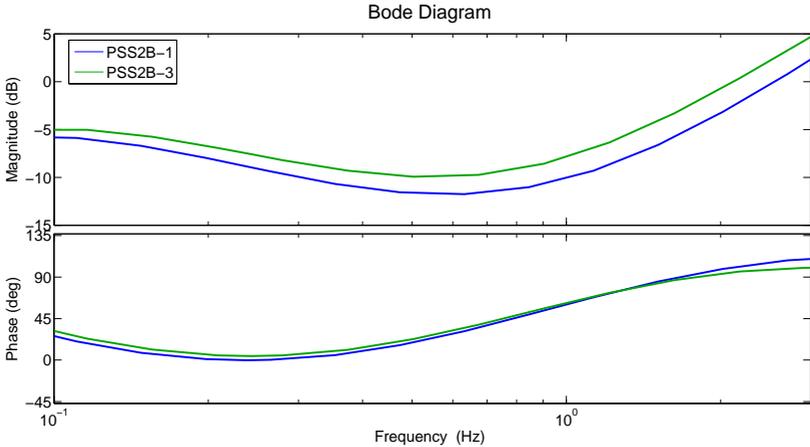


Figura 6.5 – Diagrama de Bode dos blocos de avanço/atraso dos PSS2B-1 e PSS2B-3.

Devido a um atraso de fase maior em baixas frequências, há uma maior atenuação de ganho dos blocos de avanço/atraso do PSS2B-1 quando comparado ao PSS2B-3 nas frequências do modo eletromecânico. Ou seja, apesar do ganho  $K_{s1}$  do PSS2B-1 ser ligeiramente maior que do PSS2B-3, isto não necessariamente resulta em um esforço de controle maior por parte do PSS2B-1, porque o ganho dos blocos de avanço/atraso também deve ser levado em consideração para esta análise.

O PSS2B-2 conseguiu desempenho similar, com  $\xi_{min}$  de 7,32%, com um ganho  $K_{S1}$  menor justamente devido ao  $T_w$  maior, que aumenta a banda de passagem do PSS. Como afirmado na Seção 3.5.2,  $T_w$  maiores são melhores por este motivo, contudo, deve-se tomar cuidado com a resposta em regime permanente do sistema em situações de ilhamento [20].

### 6.3 Sistema teste 2 – NYNE

O diagrama do sistema NYNE é mostrado na Figura 6.6. O sistema é composto por 5 áreas, 16 máquinas e 68 barras, baseado nos

dados de [6].

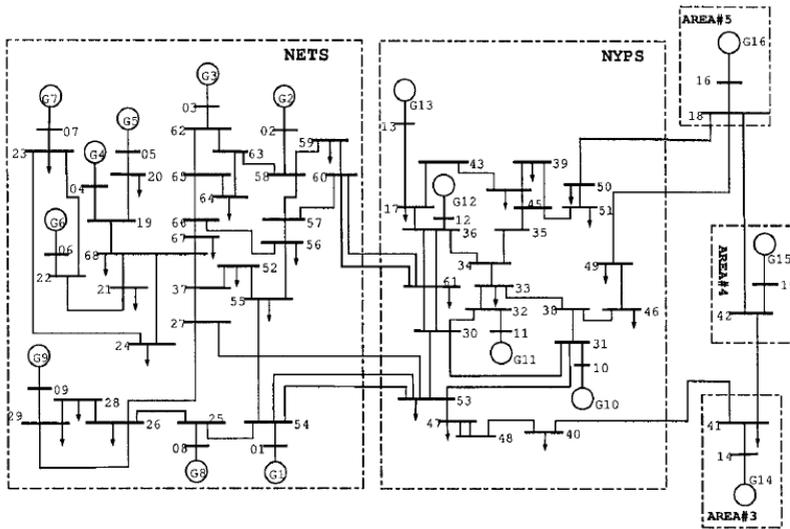


Figura 6.6 – Diagrama do sistema NYNE.

A primeira área é chamada de *New England test system* (NETS) e se dá destaque à interconexão, feita pelas linhas 27-53, 53-54 e 60-61, com a área denominada *New York power system* (NYPS). As áreas 3, 4 e 5 são representadas por geradores equivalentes.

Os geradores G1 a G9 estão na área NETS, G10 a G13 na área NYPS, G14 na área 3, G15 na área 4 e G16 na área 5.

Os dados do fluxo de potência, das linhas e das máquinas nos formatos dos *softwares* ANAREDE e PacDyn são relacionados no Apêndice E.

### 6.3.1 Pontos de operação

Para projetar os PSSs de forma robusta, perturbações foram aplicadas no sistema nominal e os PSSs são projetados para estabilizar o sistema sob todas as condições de operação. A Tabela 5 mostra os pontos de operação (PO) e as perturbações aplicadas.

Tabela 5 – Pontos de operação escolhidos.

<b>PO1</b>	sistema nominal
<b>PO2</b>	desligamento das linhas 53-54
<b>PO3</b>	desligamento das linhas 60-61
<b>PO4</b>	desligamento da linha 27-53
<b>PO5</b>	desligamento da linha 30-61
<b>PO6</b>	aumento de 30% na geração de G1

### 6.3.2 Autovalores dominantes e escolha dos geradores para projeto dos PSSs

Os modos menos amortecidos do PO1 ao PO6 são exibidos nas Tabelas 21 a 26, no Apêndice F. Dos 11 modos de oscilação eletromecânica menos amortecidos, 2 são instáveis e 9 são mal amortecidos ( $\xi < 5\%$ ), exceto no PO3, em que um dos modos instáveis apresenta amortecimento 0.

Na Tabela 6 são apresentados apenas os modos eletromecânicos menos amortecidos para os diferentes pontos de operação, sua frequência e amortecimento. Estes foram os modos escolhidos para realizar o processo de otimização de fase.

Os principais índices utilizados para rastrear os modos correspondentes nos diferentes pontos de operação foram os fatores de participação e as frequências dos modos.

Na Tabela 7 são apresentados os estados cujas respostas são mais influenciadas pelos modos MO1 a MO11, segundo o critério dos fatores de participação.

É importante notar que, para alguns modos e pontos de operação, e estado com o maior fator de participação associado muda. Por exemplo, o MO8 influencia mais na resposta de  $\Delta\omega_{G6}$  em PO2 e PO6, de  $\Delta\delta_{G10}$  em PO1 e PO4, e de  $\Delta\omega_{G1}$  em PO3 e PO5.

Alguns modos variam bastante de frequência. Por exemplo, o modo denominado MO6, em 1,074 Hz no PO1, passa a ter uma frequência de 1,059 Hz em PO2. Contudo, em geral, esse não é o comportamento típico.

Foram projetados 14 PSSs para as máquinas 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14 e 15, escolhidas a partir dos fatores de participação, dando preferência para máquinas maiores.

Os pesos  $\gamma_l$  do processo de otimização de fase foram escolhidos com base nos fatores de participação e áreas dos geradores. A matriz de pesos utilizada é apresentada na Tabela 8.

Tabela 6 – Modos eletromecânicos escolhidos para o processo de otimização de fase do sistema NYNE.

Modo	PO1		PO2		PO3	
	$f$ [Hz]	$\xi$	$f$ [Hz]	$\xi$	$f$ [Hz]	$\xi$
MO1	1,160	-2,21%	1,168	-2,07%	1,158	-1,66%
MO2	1,111	-1,13%	1,095	-0,99%	1,063	0,00%
MO3	1,006	0,09%	1,002	0,14%	1,002	0,10%
MO4	1,167	0,69%	1,163	0,87%	1,163	0,93%
MO5	0,657	1,19%	0,559	1,41%	0,543	1,69%
MO6	1,074	1,60%	1,059	1,70%	1,093	0,64%
MO7	0,506	2,75%	0,500	2,51%	0,493	2,20%
MO8	1,144	2,99%	1,140	2,49%	1,150	3,01%
MO9	0,401	3,17%	0,384	2,62%	0,394	2,78%
MO10	1,143	3,55%	1,119	3,59%	1,135	3,10%
MO11	0,646	4,66%	0,646	4,73%	0,646	4,73%
Modo	PO4		PO5		PO6	
	$f$ [Hz]	$\xi$	$f$ [Hz]	$\xi$	$f$ [Hz]	$\xi$
MO1	1,156	-1,70%	1,163	-2,52%	1,160	-2,34%
MO2	1,111	-1,26%	1,090	-0,88%	1,111	-1,13%
MO3	1,005	0,10%	1,006	0,28%	1,006	0,10%
MO4	1,166	0,73%	1,163	0,92%	1,167	0,68%
MO5	0,646	1,22%	0,634	1,33%	0,658	1,27%
MO6	1,073	1,55%	1,058	2,40%	1,073	1,73%
MO7	0,506	2,74%	0,505	2,72%	0,506	2,70%
MO8	1,147	3,07%	1,146	3,02%	1,142	2,91%
MO9	0,399	3,15%	0,391	3,25%	0,400	3,18%
MO10	1,139	3,35%	1,126	3,17%	1,143	3,73%
MO11	0,646	4,67%	0,646	4,25%	0,646	4,64%

É possível observar que o método de seleção dos pesos  $\gamma_i$  é heurístico, apesar de ser baseado nos fatores de participação. É visto também que a seleção não necessita ser rigorosa para obter bons resultados. Apenas deve-se garantir que a fase seja adequada nas frequências dos modos menos amortecidos e mais associados a cada máquina.

Nas próximas seções são apresentados, para o projeto dos PSS2Bs,

Tabela 7 – Estados mais influenciados pelos modos no sistema NYNE.

	PO1	PO2	PO3	PO4	PO5	PO6
MO1	$\Delta\delta_{G9}$	$\Delta\delta_{G9}$	$\Delta\omega_{G9}$	$\Delta\delta_{G9}$	$\Delta\omega_{G9}$	$\Delta\delta_{G9}$
MO2	$\Delta\omega_{G2}$	$\Delta\delta_{G2}$	$\Delta\delta_{G2}$	$\Delta\omega_{G2}$	$\Delta\omega_{G2}$	$\Delta\omega_{G2}$
MO3	$\Delta\delta_{G12}$	$\Delta\delta_{G12}$	$\Delta\delta_{G12}$	$\Delta\delta_{G12}$	$\Delta\delta_{G12}$	$\Delta\delta_{G12}$
MO4	$\Delta\omega_{G3}$	$\Delta\omega_{G3}$	$\Delta\omega_{G3}$	$\Delta\omega_{G3}$	$\Delta\omega_{G3}$	$\Delta\omega_{G3}$
MO5	$\Delta\omega_{G13}$	$\Delta\tilde{\delta}_{G13}$	$\Delta\tilde{\delta}_{G13}$	$\Delta\tilde{\delta}_{G13}$	$\Delta\tilde{\delta}_{G13}$	$\Delta\omega_{G3}$
MO6	$\Delta\omega_{G5}$	$\Delta\omega_{G5}$	$\Delta\delta_{G1}$	$\Delta\omega_{G5}$	$\Delta\delta_{G10}$	$\Delta\omega_{G5}$
MO7	$\Delta\tilde{\delta}_{G14}$	$\Delta\tilde{\delta}_{G14}$	$\Delta\tilde{\delta}_{G14}$	$\Delta\tilde{\delta}_{G14}$	$\Delta\tilde{\delta}_{G14}$	$\Delta\tilde{\delta}_{G14}$
MO8	$\Delta\delta_{G10}$	$\Delta\omega_{G6}$	$\Delta\omega_{G1}$	$\Delta\delta_{G10}$	$\Delta\omega_{G1}$	$\Delta\omega_{G6}$
MO9	$\Delta\tilde{\delta}_{G13}$	$\Delta\tilde{\delta}_{G13}$	$\Delta\tilde{\delta}_{G13}$	$\Delta\tilde{\delta}_{G13}$	$\Delta\tilde{\delta}_{G13}$	$\Delta\tilde{\delta}_{G13}$
MO10	$\Delta\delta_{G10}$	$\Delta\delta_{G10}$	$\Delta\delta_{G10}$	$\Delta\delta_{G10}$	$\Delta\delta_{G10}$	$\Delta\delta_{G10}$
MO11	$\Delta\delta_{G15}$	$\Delta\delta_{G15}$	$\Delta\delta_{G15}$	$\Delta\delta_{G15}$	$\Delta\delta_{G15}$	$\Delta\delta_{G15}$

os resultados para:

- Otimização da fase;
- otimização do ganho por maximização de  $\xi_{min}$ ;
- otimização do ganho pela minimização da norma  $H_2$ .

### 6.3.3 Otimização da fase

Conforme a metodologia apresentada no Capítulo 5, após a obtenção das GEPs, foi realizada a otimização da fase do PSS para cada máquina escolhida.

Os parâmetros obtidos com o processo de otimização de fase são mostrados na Tabela 9.

Nas Figuras 6.7 e 6.8 são mostradas as respostas em frequência da fase dos blocos de avanço e atraso dos PSSs de velocidade (em azul) e  $-\angle GEP$  (demais cores) para todos os pontos de operação, no intervalo de frequência entre 0,1 e 3 Hz, das máquinas 9 e 12, resultantes do processo de otimização.

É possível observar que as curvas de fase dos PSSs ficaram bem ajustadas aos avanços necessários para compensar os atrasos das GEPs nas frequências em que os modos eletromecânicos se concentram, de cerca de 0,4 a 1,2 Hz.

Foram escolhidas as máquinas 9 e 12 pois elas são um bom con-

Tabela 8 – Pesos  $\gamma$  de cada modo associado a cada máquina no processo de otimização de fase dos PSSs.

Máquina	MO1	MO2	MO3	MO4	MO5	MO6
1	0,75	0,75	0,5	0,75	0,5	0,75
2	0,75	1	0,5	0,75	0,5	0,75
3	0,75	0,75	0,5	1	0,5	0,75
5	0,75	0,75	0,5	0,75	0,5	1
6	0,75	0,75	0,5	0,75	0,5	0,75
7	0,75	0,75	0,5	0,75	0,5	0,75
8	0,75	0,75	0,5	0,75	0,5	0,75
9	1	0,75	0,5	0,75	0,5	0,75
10	0,5	0,5	0,75	0,5	0,75	0,75
11	0,5	0,5	0,75	0,5	0,75	0,75
12	0,5	0,5	1	0,5	0,75	0,75
13	0,5	0,5	0,75	0,5	0,75	0,75
14	0,25	0,25	0,5	0,25	0,5	0,5
15	0,25	0,25	0,5	0,25	0,5	0,5
Máquina	MO7	MO8	MO9	MO10	MO11	-
1	0,25	0,75	0,5	0,5	0,25	-
2	0,25	0,75	0,5	0,5	0,25	-
3	0,25	0,75	0,5	0,5	0,25	-
5	0,25	0,75	0,5	0,5	0,25	-
6	0,25	1	0,5	0,5	0,25	-
7	0,25	0,75	0,5	0,5	0,25	-
8	0,25	0,75	0,5	0,5	0,25	-
9	0,25	0,75	0,5	0,5	0,25	-
10	0,5	0,75	0,75	1	0,5	-
11	0,5	0,75	0,75	0,75	0,5	-
12	0,5	0,75	0,75	0,75	0,5	-
13	0,5	0,75	1	0,75	0,5	-
14	1	0,5	0,5	0,5	0,5	-
15	0,5	0,5	0,5	0,5	1	-

Tabela 9 – Parâmetros dos blocos de avanço/atraso dos PSS2Bs para o sistema NYNE.

Máquina	$T_1$	$T_2$	$T_3$	$T_4$	$T_{10}$	$T_{11}$
1	0,1566	0,2273	0,0891	0,0064	0,0891	0,0064
2	0,2267	0,2833	0,0887	0,0064	0,0887	0,0064
3	0,2407	0,2898	0,0708	0,0051	0,0708	0,0051
5	0,3091	0,3572	0,0636	0,0046	0,0636	0,0046
6	0,1802	0,2476	0,0952	0,0068	0,0952	0,0068
7	0,3445	0,3920	0,0605	0,0043	0,0605	0,0043
8	0,1859	0,2504	0,0888	0,0064	0,0888	0,0064
9	0,3183	0,3632	0,0411	0,0030	0,0412	0,0030
10	0,0947	0,0068	0,0947	0,0068	0,1257	0,2135
11	11,6644	155,1213	0,1100	0,1484	0,0936	0,0067
12	0,1610	0,2487	0,1217	0,0087	0,1217	0,0087
13	2,7343	25,4862	1,8578	1,2682	0,0707	0,0136
14	6,9220	22,2006	0,0381	0,0028	0,0424	0,0584
15	9,1318	97,1764	0,0411	0,0035	0,0436	0,0612

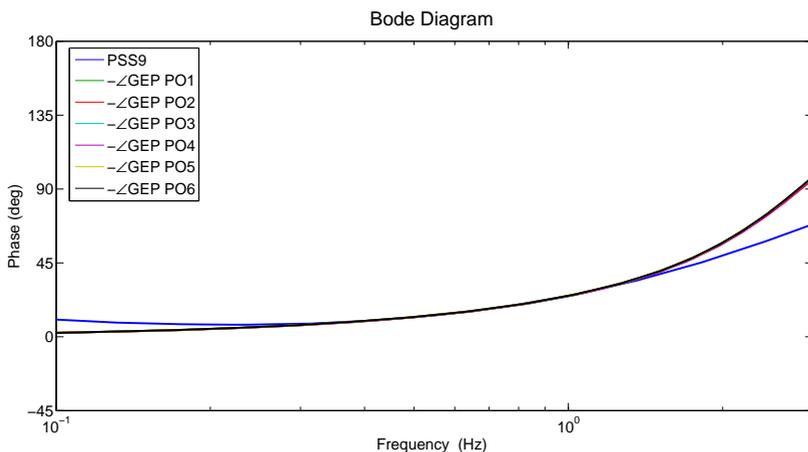


Figura 6.7 – Resultado da otimização da fase do PSS da máquina 9.

junto representativo das respostas obtidas para as demais máquinas.

No caso dos PSSs de algumas máquinas, como da 11, por exemplo, os parâmetros  $T_1$  e  $T_2$  assumiram valores que representam atrasos

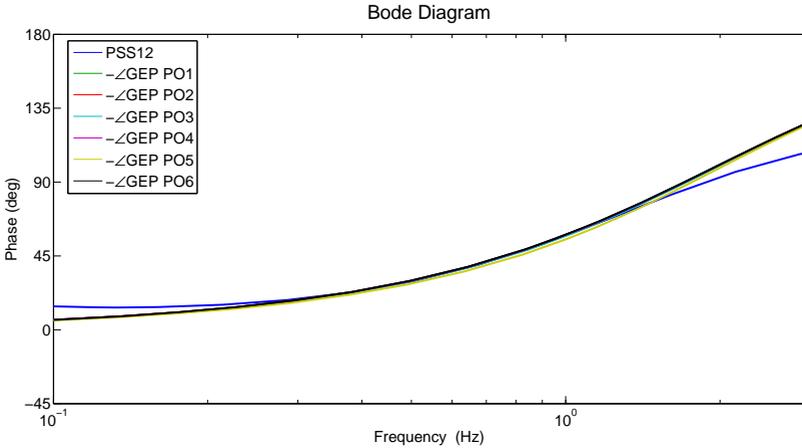


Figura 6.8 – Resultado da otimização da fase do PSS da máquina 12.

fora da faixa de frequência de interesse porque não foram colocadas restrições sobre os parâmetros dos blocos de avanço/atraso exceto sobre os máximos avanços e atrasos. Os blocos de avanço/atraso com valores fora da faixa de interesse podem ser desconsiderados e os ganhos recalculados.

Também se nota que a GEP, neste caso, é pouco sensível às perturbações selecionadas. Em testes realizados com outros sistemas observou-se que sistemas maiores tendem a possuir GEPs menos sensíveis a perturbações do tipo variação de reatância, retirada de linhas e variação percentual na potência de geração das máquinas.

### 6.3.4 Otimização do ganho maximizando $\xi_{min}$

Após a otimização da fase, é realizada a otimização do ganho maximizando  $\xi_{min}$ .

Os blocos de avanço/atraso dos PSSs foram ajustados conforme os valores calculados por otimização e apresentados na Seção 6.3.3.

Na Tabela 10 são apresentados os ganhos  $K_{S1}$  obtidos por meio do processo de otimização, maximizando  $\xi_{min}$ .

O amortecimento  $\xi_{min}$  alcançado para todos os pontos de operação é 14,59%. O projeto é robusto porque, ao ocorrer qualquer uma das perturbações selecionadas, o sistema continua com um bom amortecimento.

Os 5 modos menos amortecidos do sistema com máquinas equi-

Tabela 10 – Ganhos dos PSS2Bs maximizando  $\xi_{min}$ .

Máquina	$K_{S1}$
1	288,1546
2	117,4105
3	49,8863
5	29,9637
6	6,6826
7	27,5128
8	11,6439
9	46,0017
10	148,6100
11	33,5536
12	46,6638
13	162,5906
14	101,1697
15	111,4612

Tabela 11 – Modos dominantes do sistema NYNE com PSSs com ganhos calculados maximizando  $\xi_{min}$ .

PO1		PO2		PO3	
$f$ [Hz]	$\xi$	$f$ [Hz]	$\xi$	$f$ [Hz]	$\xi$
4,6267	14,64%	0,4997	14,59%	4,6244	14,64%
0,4984	14,67%	4,6243	14,59%	0,6189	14,66%
0,6189	14,68%	0,6189	14,61%	0,4994	14,75%
10,0450	14,88%	9,9391	15,59%	9,7811	16,30%
4,5289	16,88%	4,5297	16,88%	4,5293	16,87%
PO4		PO5		PO6	
$f$ [Hz]	$\xi$	$f$ [Hz]	$\xi$	$f$ [Hz]	$\xi$
4,6263	14,64%	4,6299	14,59%	0,6193	14,60%
0,6189	14,66%	0,6174	14,67%	4,6288	14,72%
0,4984	14,68%	0,4978	14,86%	0,4979	14,73%
10,0320	14,96%	9,9178	15,69%	10,0510	14,80%
4,5290	16,88%	4,5288	16,89%	4,7499	16,80%

padas com PSS2Bs com ganho calculados pela maximização de  $\xi_{min}$  são exibidos na Tabela 11. Uma tabela mais completa, contendo os 22 autovalores dominantes do sistema, é apresentada no Apêndice G.

### 6.3.5 Resultados da otimização do ganho minimizando a norma $H_2$

Apesar de alcançar  $\xi_{min}$  elevado, de 14,59%, por meio da otimização na Seção 6.3.4, os ganhos obtidos também foram elevados.

Foram calculados novos ganhos minimizando a norma  $H_2$ , segundo o algoritmo descrito no Capítulo 5, para obter ganhos mais adequados do ponto de vista do esforço de controle. O menor amortecimento  $\xi_{min}$  ficou limitado em 5%.

O novos ganhos obtidos são exibidos na Tabela 12.

Tabela 12 – Ganhos obtidos ao minimizar a norma  $H_2$  limitando o menor amortecimento em 5%.

Máquina	$K_{S1}$
1	0,4032
2	2,4364
3	1,9834
5	2,5268
6	1,6457
7	0,6124
8	0,4606
9	4,0421
10	1,1145
11	5,7309
12	1,2335
13	27,1121
14	22,1406
15	15,1338

O amortecimento ao final do processo de otimização ficou em 5%. A norma  $H_2$ , com o ganho que maximiza  $\xi_{min}$  é 2953. Ao minimizá-la, passou a ser 73,87. Ou seja, fixando  $\xi_{min}$  em um valor menor, obtiveram-se ganhos menores e um valor menor para a norma  $H_2$ .

Os 5 modos menos amortecidos do sistema com máquinas equipadas com PSS2Bs com ganho calculados pela minimização da norma  $H_2$  são exibidos na Tabela 13.

Tabela 13 – Modos dominantes do sistema NYNE com PSSs com ganhos calculados minimizando a norma  $H_2$ .

PO1		PO2		PO3	
$f$ [Hz]	$\xi$	$f$ [Hz]	$\xi$	$f$ [Hz]	$\xi$
1,0076	5,03%	1,0033	5,05%	1,0455	5,00%
0,5046	5,03%	0,4971	5,16%	1,0049	5,02%
1,0949	5,09%	1,0756	5,34%	0,4895	5,25%
0,6510	5,20%	0,5536	5,50%	1,0762	5,50%
1,0603	5,97%	1,0503	5,55%	0,5387	5,69%
PO4		PO5		PO6	
$f$ [Hz]	$\xi$	$f$ [Hz]	$\xi$	$f$ [Hz]	$\xi$
1,007	5,02%	0,6256	5,00%	0,5043	5,00%
0,504	5,04%	1,0073	5,00%	1,0076	5,03%
1,093	5,18%	0,5032	5,04%	1,0944	5,09%
0,639	5,27%	1,0734	5,12%	0,6514	5,27%
1,059	5,98%	1,0497	5,84%	1,0595	5,98%

### 6.3.6 Resposta no tempo

Apesar da análise do efeito dos PSSs normalmente ser feita para a estabilidade a pequenas perturbações, com as equações do sistema linearizadas, muitas vezes é interessante observar seu efeito na estabilidade transitória e, principalmente, na tomada e decréscimo de carga pelos geradores, considerando o efeito de não-linearidades.

Nesta seção são apresentados alguns resultados de simulação no tempo com modelos não-lineares das máquinas, limitadores na saída dos reguladores de tensão e na saída dos PSSs.

As saídas dos RTs foram limitadas ao intervalo de -5 a 5 pu, e a dos PSSs de -0.1 a 0.1 pu [6].

A perturbação escolhida é uma falta na barra 61, removida após 50 ms com a abertura da linha 60-61, que é religada após mais 50 ms. O sistema opera inicialmente na condição nominal (PO1).

São exibidas nas respectivas figuras a resposta no tempo do ân-

gulo do rotor do Gerador 9,  $\delta_{G9}$ , considerando os diversos modelos de PSSs projetados:

- Sem PSSs: Figura 6.9;
- PSS2Bs com  $K_{S1}$  obtido por maximização de  $\xi_{min}$ : Figura 6.10;
- PSS2Bs com  $K_{S1}$  obtido por minimização da norma  $H_2$ : Figura 6.11.

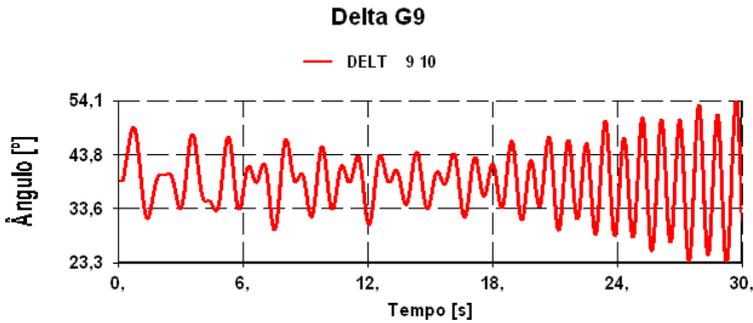


Figura 6.9 – Resposta no tempo de  $\delta_{G9}$  à perturbação selecionada sem PSSs no sistema.

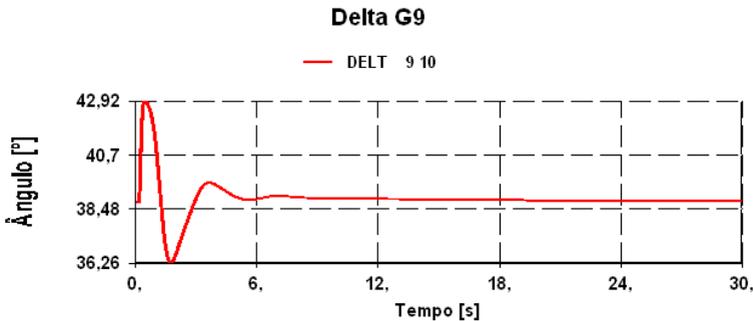


Figura 6.10 – Resposta no tempo de  $\delta_{G9}$  à perturbação selecionada com PSS2Bs com  $K_{S1}$  obtido por maximização de  $\xi_{min}$ .

Os resultados estão dentro do esperado e, ao analisar as saídas dos PSSs, algumas ficam saturadas, mas por um período de tempo curto, logo ao ocorrer a perturbação.

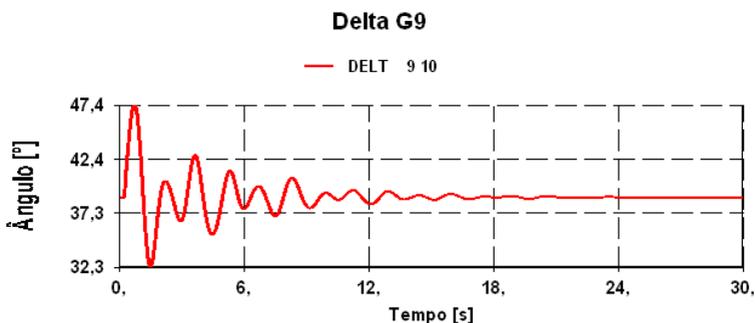


Figura 6.11 – Resposta no tempo de  $\delta_{G9}$  à perturbação selecionada com PSS2Bs com  $K_{S1}$  obtido por minimização da norma  $H_2$ .

Na Figura 6.12 são exibidas as saídas dos PSSs da máquina 2 para os ganhos calculados pela maximização de  $\xi_{min}$ , em azul, e pela minimização da norma  $H_2$ . Com os ganhos calculados pela norma  $H_2$ , a saída do PSS nem chega a saturar, mesmo durante a perturbação.

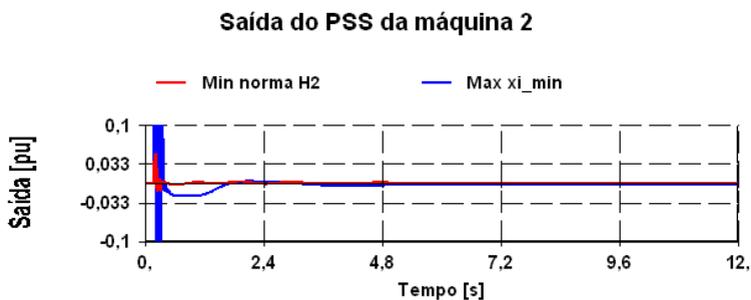


Figura 6.12 – Esforço de controle do PSS da máquina 2.

### 6.3.7 Desempenho computacional

Os tempos de execução do programa de otimização considerando a otimização de fase em conjunto com o cálculo de  $K_{S1}$  maximizando  $\xi_{min}$  variaram bastante. Esta variabilidade dos tempos de projeto está mais relacionada à otimização do ganho com o SOLVOPT, que pode se tornar mais difícil dependendo das características do sistema e das restrições utilizadas.

O tempo de projeto dos 14 PSSs no sistema NYNE foi de 3 horas e 23 minutos, em um Intel Core i5 de 2,5 GHz, com 6 GB de memória RAM. Para o SMIB, o tempo de projeto foi 76 segundos.

#### 6.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados resultados para dois sistemas-teste, um sistema máquina-barras infinita (SMIB) e o sistema NYNE.

No SMIB há apenas um modo eletromecânico, que varia conforme o ponto de operação. Para o SMIB, foram projetados três alternativas de PSSs. Uma baseada no ajuste de [31], e duas obtidas aplicando a metodologia desenvolvida neste trabalho, variando o valor de  $T_w$ . Todas as alternativas apresentaram desempenho semelhante, com  $\xi_{min}$  acima de 7%, porém, o PSS2B-2 apresentou ganhos menores.

No sistema NYNE, dos 11 modos de oscilação eletromecânicos menos amortecidos, 2 são instáveis e 9 são mal amortecidos, exceto no PO3, em que um dos modos instáveis apresenta amortecimento 0. Foram projetados 14 PSSs, ao maximizar  $\xi_{min}$ , e se obteve  $\xi_{min}$  de 14,59%, porém, os ganhos  $K_{S1}$  foram elevados. Utilizou-se a minimização da norma  $H_2$  para diminuir o esforço de controle, mantendo  $\xi_{min}$  em 5%. Por fim, verificou-se a resposta no tempo dos PSSs, considerando os efeitos de não-linearidades.

De maneira geral, os resultados obtidos foram satisfatórios, porém, seria interessante, se possível, fazer uma comparação com outros métodos. O tempo computacional de otimização também se mostrou incerto.

## 7 CONCLUSÃO

Neste trabalho foi desenvolvida uma nova metodologia de projeto de PSSs, buscando um bom desempenho, com amortecimento adequado dos modos de oscilação, e robustez, respeitando limites operacionais.

Para tal, foi escolhida a abordagem utilizando uma adaptação do método clássico de projeto pela GEP para sistemas multi-máquinas, multi-cenários e otimização para definir as características de fase e de ganho dos PSSs. Os PSSs são coordenados por meio da otimização do ganho.

Para aplicação do método foi dado foco ao PSS2B, que visa lidar com várias questões de ordem prática. Ele possui algumas características que devem ser levadas em conta no projeto, em especial, o avanço de fase em baixas frequências devido aos filtros utilizados.

Após o estudo dos modos do sistema, da determinação de quantos PSSs serão projetados e da seleção de perturbações para tornar o projeto robusto, o método de projeto consiste em três etapas principais:

- Obtenção das GEPs de cada máquina para cada ponto de operação;
- otimização das fases dos PSSs por meio da determinação dos parâmetros dos blocos de avanço/atraso;
- otimização dos ganhos maximizando  $\xi_{min}$ , o menor amortecimento de todos os pontos de operação selecionados.

Há também uma quarta etapa opcional, de recálculo dos ganhos pela minimização da norma  $H_2$ , mantendo um amortecimento mínimo, caso os ganhos sejam considerados elevados.

A metodologia se mostrou eficaz, obtendo resultados satisfatórios. Foi visto que ela funcionou bem para os sistemas testados e realmente conseguiu melhorar o amortecimento dos modos de oscilação significativamente, provendo robustez às perturbações selecionadas.

As características de fase obtidas por meio de otimização ficaram bem ajustadas aos valores  $-\angle GEP$  de cada máquina nas frequências dos modos eletromecânicos. A convergência do processo não se mostrou dificultosa.

Por dividir o problema de otimização de fase em várias partes, sendo resolvido para cada PSS, o problema de otimização fica mais simples, e é resolvido em menos tempo.

O método de otimização de ganho, apesar de ser demorado, garante bons resultados e não apresentou problemas de convergência. No

futuro, pode-se considerar outros métodos alternativos, como LMIs, algoritmos genéticos ou método de pontos interiores com derivação simbólica durante a execução do programa para obtenção de expressões analíticas dos gradientes da função objetivo.

Também foi possível diminuir os ganhos ao minimizar a norma  $H_2$ , mantendo um amortecimento mínimo. Os resultados foram satisfatórios e o método de otimização, de fato, conseguiu reduzir os ganhos caso fosse estabelecido um requisito de amortecimento mais baixo para o sistema.

A definição de pontos de operação para obter robustez a perturbações gera vantagens e desvantagens:

- A definição de pontos de operação permite que se projete PSSs que são robustos a perturbações realísticas, diferentemente de métodos que consideram modelos de perturbações matemáticas, mesmo que estruturadas, e que não necessariamente corresponderiam a alguma perturbação que realmente pudesse vir a ocorrer na realidade;
- por outro lado, caso pontos de operação chave ou críticos não sejam considerados durante o procedimento do projeto, os PSSs projetados podem se mostrar ineficazes se o sistema for levado a operar nessas condições.

Como sugestões para trabalhos futuros aponta-se que:

- O SOLVOPT é um *solver* de otimização confiável no sentido de que ele encontra as soluções desejadas. Contudo, o tempo computacional varia bastante dependendo do sistema. Portanto, é interessante considerar um método alternativo para a otimização dos ganhos;
- a matriz de pesos  $\gamma$  utilizada na otimização de fase é atribuída a cada modo, independente do ponto de operação. Logo, para tornar a metodologia mais eficiente, os pesos dos modos devem ser individualizados em relação aos pontos de operação, permitindo a utilização de diretrizes mais objetivas na escolha dos mesmos, como fatores de participação, em detrimento a valores heurísticos;
- para aplicação da metodologia, é necessário definir o conjunto de máquinas para as quais serão projetados os PSSs a priori. É interessante integrar ao método de otimização uma metodologia de escolha de locais e quantidades de PSSs;
- o cálculo das GEPs nos sistemas multi-máquinas é baseado em [58]. No entanto, é importante averiguar melhor como um PSS pode

influenciar na potência elétrica de uma barra remota, pois pode haver um torque elétrico gerado por um PSS em outras barras que não a própria e o cálculo da GEP desconsiderando a variação  $\Delta\omega$  pode estar negligenciando dinâmicas que podem fazer diferença no projeto.

Por fim, enfatiza-se que a metodologia desenvolvida necessita de algumas melhoras, mas que pode ser adaptada e aplicada em casos reais no futuro.



## REFERÊNCIAS

- [1] KUNDUR, P. *Power System Stability and Control*. [S.l.]: McGraw-Hill, 1994. 1196 p.
- [2] ANDERSON, P. M.; FOUAD, A. A. *Power Systems Control and Stability*. Hoboken, NJ, Estados Unidos: John Wiley and Sons, Inc., 2003.
- [3] KUNDUR, P. et al. Definition and classification of power system stability ieeecigre joint task force on stability terms and definitions. *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 3, p. 1387–1401, Aug 2004. ISSN 0885-8950.
- [4] MELLO, F. P. de; CONCORDIA, C. Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control. *IEEE Transactions on Power Applications and Systems*, v. 88, n. 4, p. 316–329, April 1969. ISSN 0018-9510.
- [5] ROGERS, G. *Power System Oscillations*. [S.l.]: Kluwer Academic Publishers, 2000. 328 p.
- [6] PAL, B.; CHAUDHURI, B. *Robust Control in Power Systems*. [S.l.]: Springer Science + Business Media, Inc., 2005. 190 p.
- [7] KIMBARK, E. W. How to improve system stability without risking subsynchronous resonance. *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions*, v. 96, p. 1608–1619, 1977.
- [8] MARTINS, N.; LIMA, L. T. G. Eigenvalue and frequency domain analysis of small-signal electromechanical stability problems. *IEEE/PES Symposium on Applications of Eigenanalysis and Frequency Domain Methods*, p. 17–33, 1989.
- [9] ARRILLAGA, J.; ARNOLD, C. P.; HARKER, B. J. *Computer modelling of electrical power systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 1983.
- [10] Power System Dynamic Performance Committee. Damping representation for power system stability studies. *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 14, n. 1, p. 151–157, Feb 1999. ISSN 0885-8950.

- [11] CONCORDIA, C. *Synchronous machines: theory and performance*. [S.l.]: Wiley, 1951.
- [12] KIMBARK, E. W. *Power system stability*. [S.l.]: IEEE Press (New York), 1995.
- [13] RANJAN, R. K.; PAI, M.; SAUER, P. Analytical formulation of small signal stability analysis of power systems with nonlinear load models. *Sadhana*, Springer India, v. 18, n. 5, p. 869–889, 1993. ISSN 0256-2499.
- [14] IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies. *IEEE Std 421.5-2005 (Revision of IEEE Std 421.5-1992)*, 2006.
- [15] PAI, M.; GUPTA, D. S.; PADIYAR, K. *Small signal analysis of power systems*. [S.l.]: Alpha Science Int'l Ltd., 2004.
- [16] TAYLOR, C. W. Improving the grid behavior. *IEEE Spectrum*, v. 36, n. 6, Jun. 1999.
- [17] MARTINS, N. et al. Retuning stabilizers for the north-south brazilian interconnection. In: *Proc. IEEE PES Summer Meeting*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 58–67.
- [18] TAYLOR, C. et al. WACS-wide-area stability and voltage control system: R&D and online demonstration. *Proceedings of the IEEE*, v. 93, n. 5, p. 892–906, 2005.
- [19] LARSEN, E. V.; SWANN, D. A. Applying power system stabilizers, parts I, II and III. *IEEE Transactions on Power Applications and Systems*, PAS-100, n. 6, p. 3017–3046, June 1981.
- [20] BÉRUBÉ, G.; HAJAGOS, L. Accelerating-power based power system stabilizers. Disponível em: <<http://www.kestrelpower.com/Articles.php>>.
- [21] SALIM, R.; RAMOS, R. A model-based approach for small-signal stability assessment of unbalanced power systems. *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 27, n. 4, p. 2006–2014, 2012. ISSN 0885-8950.
- [22] KUNDUR, P.; LEE, D.; EL-DIN, H. Z. Power system stabilizers for thermal units: Analytical techniques and on-site validation. *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, PAS-100, n. 1, p. 81–95, Jan 1981. ISSN 0018-9510.

- [23] MURDOCH, A. et al. Integral of accelerating power type PSS. I. Theory, design, and tuning methodology. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 14, p. 1658–1663, 1999.
- [24] MOTA, D. d. S. *Técnicas de ajuste de estabilizadores de sistemas de potência*. Dissertação (Mestrado em Sistemas de Potência) — Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2010. Disponível em: <<http://www.teses.usp.br/teses/disponiveis/3/3143/tde-24012010-103221/>>. Acesso em: 2013-06-13.
- [25] HAMMER, A. *Analysis of IEEE Power System Stabilizer Models*. Dissertação (Mestrado) — Norwegian University of Science and Technology, Junho 2011.
- [26] MELLO, F. P. de; HANNETT, L.; UNDRILL, J. Practical approaches to supplementary stabilizing from accelerating power. *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, PAS-97, n. 5, p. 1515–1522, Sept 1978. ISSN 0018-9510.
- [27] LEE, D.; BEAULIEU, R.; SERVICE, J. R. R. A power system stabilizer using speed and electrical power inputs—design and field experience. *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, PAS-100, n. 9, p. 4151–4157, Sept 1981. ISSN 0018-9510.
- [28] HAJAGOS, L. An update on power system stabilization via excitation control. In: *Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 3, p. –1757 Vol. 3.
- [29] KUNDUR, P. et al. Practical utility experience with and effective use of power system stabilizers. In: *Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 3, p. 1777–1785 Vol. 3.
- [30] KAMWA, I.; GRONDIN, R.; TRUDEL, G. IEEE PSS2B versus PSS4B: the limits of performance of modern power system stabilizers. *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 20, n. 2, p. 903–915, 2005. ISSN 0885-8950.
- [31] MARCO, F. de et al. Comparando os desempenhos de dois estabilizadores modernos: Integral de potência acelerante (PSS2B) versus multi-banda (PSS4B). In: *XII Simpósio de Especialistas em Planejamento da Operação e Expansão Elétrica*. [S.l.: s.n.], 2012.

- [32] MURDOCH, A.; VENKATARAMAN, S.; LAWSON, R. Integral of accelerating power type PSS. II. Field testing and performance verification. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 14, n. 4, p. 1664–1672, 1999. ISSN 0885-8969.
- [33] GRONDIN, R. et al. Modeling and closed-loop validation of a new PSS concept, the multi-band PSS. In: *Power Engineering Society General Meeting, 2003, IEEE*. [S.l.: s.n.], 2003. v. 3, p. –1809 Vol. 3.
- [34] MARTINS, N.; LIMA, L. T. G. Determination of suitable locations for power system stabilizers and static var compensators for damping electromechanical oscillations in large scale power systems. In: *Power Industry Computer Application Conference, 1989. PICA '89, Conference Papers*. [S.l.: s.n.], 1989. p. 74–82.
- [35] BA-MUQABEL, A.; ABIDO, M. Review of conventional power system stabilizer design methods. In: *GCC Conference (GCC), 2006 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–7.
- [36] OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. [S.l.]: Prentice Hall, 2003.
- [37] BOROUJENI, H. F. Review of power system stabilizer designing methods. *International Journal of Academic Research in Applied Science*, v. 1 (3), p. 77–83, 2012.
- [38] SASTRY, S.; BODSON, M. *Adaptive Control: Stability, Convergence, and Robustness*. [S.l.]: Prentice-Hall, 1989.
- [39] KHALIL, H. K. *Nonlinear Systems*. [S.l.]: Prentice Hall, 2002.
- [40] RAMOS, R.; MARTINS, A. C. P.; BRETAS, N. An improved methodology for the design of power system damping controllers. *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 20, n. 4, p. 1938–1945, 2005. ISSN 0885-8950.
- [41] SIMÕES-COSTA, A. J. A.; FREITAS, F. D.; SILVA, A. S. Design of decentralized controllers for large power systems considering sparsity. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 12, n. 1, p. 144–152, February 1997.
- [42] DOTTA, D.; SILVA, A. e; DECKER, I. Design of power system controllers by nonsmooth, nonconvex optimization. In: *Power Energy Society General Meeting, 2009. PES '09. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–7. ISSN 1944-9925.

- [43] PARK, Y.-M.; CHOI, M.-S.; LEE, K. A neural network-based power system stabilizer using power flow characteristics. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 11, n. 2, p. 435–441, 1996. ISSN 0885-8969.
- [44] DOBRESCU, M.; KAMWA, I. A new fuzzy logic power system stabilizer performances. In: *Power Systems Conference and Exposition, 2004. IEEE PES*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 1056–1061 vol.2.
- [45] DILL, G.; SILVA, A. e. Robust design of power system controllers based on optimization of pseudospectral functions. *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 2, p. 1756–1765, 2013. ISSN 0885-8950.
- [46] ABIDO, M. Robust design of multimachine power system stabilizers using simulated annealing. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 15, n. 3, p. 297–304, 2000. ISSN 0885-8969.
- [47] ABIDO, M. A novel approach to conventional power system stabilizer design using tabu search. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 21, n. 6, p. 443 – 454, 1999. ISSN 0142-0615.
- [48] MENEZES, J.; DILL, G.; SILVA, A. Silveira e. Power system stabilizer design using multi-scenarios. In: *PowerTech (POWERTECH), 2013 IEEE Grenoble*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–6.
- [49] HARDIANSYAH; FURUYA, S.; IRISAWA, J. A robust  $H_\infty$  power system stabilizer design using reduced-order models. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 28, n. 1, p. 21 – 28, 2006. ISSN 0142-0615.
- [50] RAO, P. S.; SEN, I. Robust tuning of power system stabilizers using qft. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, v. 7, n. 4, p. 478–486, 1999. ISSN 1063-6536.
- [51] BEVRANI, H.; HIYAMA, T.; BEVRANI, H. Robust {PID} based power system stabiliser: Design and real-time implementation. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 33, n. 2, p. 179 – 188, 2011. ISSN 0142-0615.
- [52] NECHADI, E. et al. A new robust adaptive fuzzy sliding mode power system stabilizer. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 42, n. 1, p. 1 – 7, 2012. ISSN 0142-0615.

- [53] HOSSEIN-ZADEH, N.; KALAM, A. An indirect adaptive fuzzy-logic power system stabiliser. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 24, n. 10, p. 837 – 842, 2002. ISSN 0142-0615.
- [54] ANDREOIU, A.; BHATTACHARYA, K. Lyapunov's method based genetic algorithm for multi-machine pss tuning. In: *Power Engineering Society Winter Meeting, 2002. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 1495–1500 vol.2.
- [55] JIANG, Z. Design of power system stabilizers using synergetic control theory. In: *Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–8. ISSN 1932-5517.
- [56] JIANG, Z. Design of a nonlinear power system stabilizer using synergetic control theory. *Electric Power Systems Research*, v. 79, n. 6, p. 855 – 862, 2009. ISSN 0378-7796.
- [57] MARCO, F. J. de; MARTINS, N.; FERRAZ, J. C. R. An automatic method for power system stabilizers phase compensation design. *IEEE Transactions on Power Systems*. Accepted for publication.
- [58] GIBBARD, M. Co-ordinated design of multimachine power system stabilisers based on damping torque concepts. *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings C*, v. 135, n. 4, p. 276 –284, jul 1988. ISSN 0143-7046.
- [59] RAMOS, R.; ALBERTO, L.; BRETAS, N. A new methodology for the coordinated design of robust decentralized power system damping controllers. *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 19, n. 1, p. 444 – 454, feb. 2004. ISSN 0885-8950.
- [60] FERRAZ, J. C. R.; MARTINS, N.; TARANTO, G. N. A synthetic system for the robustness assessment of power system stabilizers. In: *Power Systems Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 2, p. 1164 – 1170.
- [61] JABR, R. A.; PAL, B. C.; MARTINS, N. A sequential conic programming approach for the coordinated and robust design of power system stabilizers. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 25, n. 3, p. 1627–1637, August 2010. ISSN 0885-8950.

- [62] EL-BAKRY, A. S. et al. On the formulation and theory of the newton interior-point method for nonlinear programming. *Journal of Optimization Theory and Applications*, v. 89, n. 3, p. 507–541, 1996.
- [63] NOCEDAL, J.; WRIGHT, S. J. *Numerical optimization*. [S.l.]: Springer Science+ Business Media, 2006.
- [64] GRANVILLE, S. Optimal reactive dispatch through interior point methods. *Power Systems, IEEE Transactions on*, v. 9, n. 1, p. 136–146, 1994. ISSN 0885-8950.
- [65] THOMAS, G. B. et al. *Cálculo, vol. 1*. [S.l.]: Pearson Education do Brasil, 2009.
- [66] SKOGESTAD, S.; POSTLETHWAITE, I. *Multivariable feedback control: analysis and design*. [S.l.]: Wiley New York, 2001.
- [67] GUMUSSOY, S.; OVERTON, M. Fixed-order  $H_\infty$ ; controller design via HIFOO, a specialized nonsmooth optimization package. In: *American Control Conference, 2008*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 2750–2754. ISSN 0743-1619.
- [68] CEPEL. *PacDyn User's Manual*. [S.l.]: <http://www.pacdyn.cepel.br/>, 2002.
- [69] MATHWORKS, T. *MATLAB Help*. [S.l.], 2010.
- [70] SHOR, N. Z.; KIWIEL, K. C.; RUSZCZYNSKI, A. *Minimization methods for non-differentiable functions*. [S.l.]: Springer-Verlag Berlin, 1985.
- [71] KAPPEL, F.; KUNTSEVICH, A. V. *Computational Applications and Optimization*. [S.l.]: Springer Science and Business Media, 2000. 205 p.



**APÊNDICE A – DETALHES DA IMPLEMENTAÇÃO  
COMPUTACIONAL DA METODOLOGIA**



Neste apêndice será discutido sobre os programas utilizados e os detalhes da implementação computacional.

## A.1 PROGRAMAS UTILIZADOS

Os programas utilizados para fazer a implementação computacional do método são o PacDyn 6.3 e o MATLAB R2010a.

### A.1.1 PacDyn

O PacDyn é um programa do CEPEL, desenvolvido para análise da estabilidade eletromecânica a pequenas perturbações e ressonância sub-síncrona de sistemas de potência. O programa possui ferramentas para o cálculo de auto-valores, zeros de funções de transferência, resíduos de funções de transferência, torques de sincronização e amortecimento e para a geração de gráficos de resposta no tempo e resposta em frequência [68]. Dentre suas principais funcionalidades, pode-se citar:

- Estudo da estabilidade a pequenas perturbações;
- análise de ressonância sub-síncrona;
- determinação dos melhores sítios para alocação de PSSs;
- projeto de controladores;
- resposta linear no tempo;
- traçado do lugar das raízes, variando diversos parâmetros.

Ele consegue calcular até 1.000 auto-valores por meio do método QR. Tem capacidade para computar 10.000 barras, 15.000 ramos, 10.000 cargas estáticas não-lineares. 1.200 geradores e controladores, 500 motores de indução, 20 dispositivos FACTS, 10 conexões DC de alta tensão e 4.000 controladores definidos pelo usuário.

O PacDyn possui vários modelos de geradores e controladores pré-definidos embutidos, além de flexibilidade na definição de novos controles. Também permite o cálculo de formas e sensibilidades modais e pode exportar modelos em formato compatível com o MATLAB, o que foi essencial.

Os problemas do programa encontram-se na falta de intuitividade ao utilizar certas ferramentas, como o método do quociente de

Rayleigh, e necessidade de refazer continuamente as mesmas tarefas no caso de pequenas alterações em parâmetros. Apesar disso, é um programa bem funcional e suas ferramentas funcionam adequadamente.

### **A.1.2 MATLAB**

O MATLAB é uma linguagem de computação de alto nível e um ambiente interativo para desenvolvimento de algoritmos, visualização de dados, análise de dados e computação numérica [69].

Ele possui uma interface de usuário rica, uma vasta biblioteca de algoritmos e funções matemáticas, uma linguagem de programação própria, facilidades de exibição de vetores, matrizes e outros dados em gráficos e interfaces externas que permitem comunicação com o programa.

O MATLAB é uma ferramenta poderosa e generalista que, devido às suas bibliotecas de funções já construídas e linguagem própria, permite um alto grau de flexibilidade para trabalhar em diversas áreas do conhecimento.

A desvantagem, por não ser um *software* que trabalha com nenhuma área específica, é a possível falta de ferramentas mais complexas prontas. Esse problema pode ser contornado pela utilização em conjunto com o PacDyn.

## **A.2 DETALHES DA IMPLEMENTAÇÃO**

Nesta seção, são descritos os procedimentos e pormenores para cálculo dos parâmetros do PSS utilizando o PacDyn, o MATLAB e o programa escrito, baseados na metodologia apresentada no Capítulo 5.

### **A.2.1 Criando os modelos no PacDyn e exportando para o MATLAB**

O primeiro passo do processo é entrar com os dados do sistema no PacDyn, segundo as instruções indicadas no manual. Estes incluem os dados da rede e os dados dos geradores com os controladores, em especial, os reguladores de tensão. É importante gerar os arquivos para a operação nominal do sistema e também para os demais pontos de operação que se deseja utilizar como cenários. Lembrando que isso é feito por meio de perturbações nas condições nominais, retirando linhas,

geradores, controladores, e alterando níveis de carga e geração.

Com o conjunto de pontos de operação definidos e os arquivos gerados, é necessário exportar a representação no espaço de estados para o MATLAB. Ao exportar os dados, é necessário indicar as entradas e saídas que serão representadas e a ordem em que elas aparecerão. Para que haja compatibilidade com o programa escrito para fazer a otimização no MATLAB, deve haver correspondência entre a ordem das variáveis. A ordem das entradas é:

- Tensão de referência do regulador de tensão (VREF);
- potência de referência do regulador de velocidade (PREF).

Não é necessário ter reguladores de velocidade no sistema. A inclusão da potência de referência do mesmo como entrada é utilizada apenas caso seja necessário fazer alguns testes, mas não será utilizada na otimização, portanto, sua inclusão não causa prejuízos. Essas entradas são repetidas para cada máquina para a qual que se deseja projetar um PSS, como no exemplo abaixo:

```
VREF    9
PREF    9
VREF   15
PREF   15
VREF    2
PREF    2
END
```

Neste caso, serão projetados PSSs para as máquinas nas barras 9, 15 e 2. O caso de mais de uma máquina em uma barra não foi considerado.

A ordem definida para as saídas foi:

- Ângulo do rotor da máquina em radianos (DELT);
- velocidade angular da máquina (WW);
- potência elétrica ativa no terminal da máquina em pu da base do sistema (PT).

Essas entradas são repetidas para cada máquina, como no exemplo que segue:

```
DELT    9
WW      9
```

```
PT      9
DELT    15
WW      15
PT      15
DELT    2
WW      2
PT      2
END
```

Novamente, os PSSs serão projetados para as máquinas nas barras 9, 15 e 2. A ordem das máquinas nas saídas deve corresponder às das entradas.

Esse processo deve ser repetido para cada ponto de operação no sistema, de forma que são exportados  $n_o$  modelos no espaço de estados para o MATLAB.

## A.2.2 Detalhes do programa de otimização no MATLAB

Nesta seção são aprofundadas algumas abordagens escolhidas na implementação da metodologia, seguindo o que foi escrito no código do programa no MATLAB.

### A.2.2.1 Definição das variáveis

O programa de otimização foi escrito em linguagem de MATLAB. Ele inicia definindo algumas variáveis básicas, que serão utilizadas no restante do programa, sendo elas:

- *Hmaqs*: um vetor contendo a constante de inércia  $H$  das máquinas para as quais serão projetados PSSs, na mesma ordem em que foram exportadas no PacDyn, em *pu* de potência.*s*, na base de potência do sistema, não da máquina. Possui dimensão  $n_g$ ;
- *bloc*: número de blocos de avanço/atraso do PSS. Deve ser utilizado 3, caso esteja considerando o PSS2B;
- *atr*: faz parte do processo de otimização de fase. É um número inteiro, assim como *bloc*, e serve apenas para reduzir o tempo computacional, cortando algumas condições iniciais a serem testadas nessa etapa, como será explicado adiante. Varia de 0 a *bloc*. Um valor mais próximo de *bloc* permite mais flexibilidade, mas

aumenta o tempo computacional e, nem sempre, leva a resultados melhores;

- $T_w$ : constante de tempo dos filtros *washout* que será utilizada para todos os PSSs;
- *ramp*: modelo do filtro seguidor de rampa a ser utilizado em todos os PSSs. Deve ser definido como uma função de transferência.
- $f(\mathbf{f})$ : matriz que reúne a frequência dos modos eletromecânicos dominantes em cada ponto de operação em Hz. Possui dimensão  $n_m \times n_o$ , ou seja, as linhas representam os modos e as colunas os pontos de operação.  $\mathbf{f}$  é inserida no programa manualmente, dependendo da seleção de modos eletromecânicos feita pelo projetista.
- pesos ( $\gamma$ ): matriz que contém os pesos atribuídos a cada modo para cada máquina. Seu tamanho é  $n_g \times n_m$ . As linhas estão associadas às máquinas e as colunas aos modos.

### A.2.2.2 Importando a representação no espaço de estados

Em sequência, o programa passa para a importação dos modelos no espaço de estados. Para importar os modelos no MATLAB, é necessário rodar a rotina `pacstat.m`, que é fornecida juntamente com o PacDyn. A sintaxe a ser utilizada é:

```
[A,B,C,D] = pacstat('nome-do-arquivo');
```

As matrizes A, B, C e D correspondem à representação do sistema no espaço de estados. Uma peculiaridade é que, por exemplo, no caso de duas entradas e três saídas definidas no PacDyn, a matriz D é gerada com dimensões 2x3 ao invés de 3x2. Aparentemente, a matriz D é gerada transposta pelo PacDyn. Assim sendo, foi aplicada a operação de transposição sobre a mesma para criar a representação no espaço de estados no MATLAB. Isso não costuma ser problemático, pois o sistema geralmente é próprio e todos os elementos da matriz D são zeros.

### A.2.2.3 Otimização das fases dos PSSs

A medida em que os arquivos de cada ponto de operação são importados no MATLAB, eles são armazenados em um vetor de sistemas

lineares invariantes no tempo (LTI). Uma observação a ser feita é que embora seja um vetor com  $n_o$  LTIs, o referenciamento é realizado com três índices, sendo os dois primeiros reservados para indicar, respectivamente, as saídas e as entradas do sistema, e o último indica o LTI do vetor.

Os filtros responsáveis pela sintetização do sinal de potência acelerante são montados com as constantes fornecidas no início do arquivo, de acordo com [20].

Posteriormente, são removidos os estados correspondentes às variações do ângulo e velocidade das máquinas para gerar as GEPs. As GEPs são armazenadas em uma matriz de LTIs com dimensões  $n_g \times n_o$ .

Então são calculadas as fases das GEPs e dos filtros separadamente, armazenando os dados em arranjos de dimensão  $n_o \times n_m \times n_g$ . O MATLAB possui funções para obter diretamente o valor de funções de transferência pela substituição de  $s$  e obter fase dessa quantidade.

Após esses cálculos preliminares, pode-se iniciar o processo de otimização para obter os valores dos parâmetros dos blocos de avanço/atraso. O método escolhido para a otimização foi o método de pontos interiores.

### A.2.2.3.1 Formulação da função objetivo

A otimização da fase é feita para cada máquina separadamente. Para obter o valor da função objetivo indicada em (5.7), a fase ideal a ser alcançada pelo PSS para cada modo e ponto de operação é obtida pela soma dos arranjos das fases das GEPs e das fases dos filtros do PSS calculados em um estágio anterior, fixando o índice da máquina. O somatório detalhado se torna:

$$F_2(\mathbf{p}) = \sum_{k=1}^{n_o} \sum_{l=1}^{n_m} \gamma_l \left( -\angle PSS_{ideal_k}(\omega_{k,l}) + \sum_{i_b=1}^{n_b} \left( \arctan(\omega_{k,l} \cdot T_{z,i_b}) - \arctan(\omega_{k,l} \cdot T_{p,i_b}) \right) \right)^2 \quad (\text{A.1})$$

onde:

- $-\angle PSS_{ideal_k}(\omega_{k,l})$  é a soma da fase da GEP da máquina na condição de operação  $k$  com a fase dos filtros do PSS calculados para a frequência  $\omega_{k,l}$  e, normalmente, é um atraso para a faixa

de frequências dos modos eletromecânicos;

- $n_b$  é o número de blocos de avanço/atraso;
- $T_{z,i_b}$  é a constante de tempo do zero correspondente ao  $i_b$ -ésimo bloco de avanço/atraso;
- $T_{p,i_b}$  é a constante de tempo do pólo correspondente ao  $i_b$ -ésimo bloco de avanço/atraso.

Lembrando que a contribuição de fase de um bloco de avanço/atraso de fase na forma  $\frac{T_z s + 1}{T_p s + 1}$  em uma frequência  $\omega_m$  é:

$$\begin{aligned} \angle \left( \frac{T_z s + 1}{T_p s + 1} \right) &= \angle \left( \frac{T_z j\omega_m + 1}{T_p j\omega_m + 1} \right) = \angle (T_z j\omega_m + 1) \\ &- \angle (T_p j\omega_m + 1) = \arctan (T_z \omega_m) - \arctan (T_p \omega_m) \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

### A.2.2.3.2 Formulação das restrições

Nesta seção são reproduzidas as formulações matemáticas das restrições definidas na Seção 5.5.2.

Foi colocada restrição sobre o avanço máximo ou atraso máximo de fase que se pode ter para cada bloco de avanço/atraso. Isso foi feito porque há limitações de ordem prática.

O avanço máximo está relacionado ao ganho em altas frequências de cada bloco de avanço/atraso. Ao juntar o efeito do ganho dos três blocos em alta frequência, é possível que o mesmo prejudique a resposta do regulador de tensão, fazendo a tensão no terminal da máquina variar desproporcionalmente quando não deve, podendo causar instabilidades.

A outra questão é devido a limitações físicas nos controladores. Ao permitir um avanço ou atraso próximos de  $90^\circ$ , o processo de otimização pode fazer com que a frequência de corte do pólo ou do zero dos blocos tenda a 0 ou a valores muito grandes. Mesmo com a limite de  $60^\circ$  para avanços e  $-60^\circ$  para atrasos, que foram os valores definidos em programa, ainda há o risco de que as constantes de tempo caiam em

valores inadequados, porém, improvável. Matematicamente, tem-se:

$$\left\{ \begin{array}{l} \arctan(T_{z,1}\omega_{max}) - \arctan(T_{p,1}\omega_{max}) \leq 60^\circ \\ \vdots \\ \arctan(T_{z,n_b}\omega_{max}) - \arctan(T_{p,n_b}\omega_{max}) \leq 60^\circ \\ \arctan(T_{z,1}\omega_{max}) - \arctan(T_{p,1}\omega_{max}) \geq -60^\circ \\ \vdots \\ \arctan(T_{z,n_b}\omega_{max}) - \arctan(T_{p,n_b}\omega_{max}) \geq -60^\circ \end{array} \right. \quad (\text{A.3})$$

para cada bloco de avanço/atraso  $i_b = 1, \dots, n_b$ , com  $\omega_{max}$  sendo a frequência onde o máximo avanço ou máximo atraso ocorre. Essa frequência é a média geométrica entre as frequências de corte do pólo e do zero.

Para constantes do zero e do pólo genéricas e iguais a  $T_{z,i_b}$  e  $T_{p,i_b}$ :

$$\omega_{max} = \frac{1}{\sqrt{T_{z,i_b}T_{p,i_b}}} \quad (\text{A.4})$$

Substituindo (A.4) em (A.3), e definindo  $T_{pav} = \alpha T_{zav}$  para blocos de avanço e  $T_{pat} = \beta T_{zat}$  para blocos de atraso, onde  $\alpha$  e  $\beta$  são constantes que relacionam as constantes de tempo dos pólos ( $T_{pav}$  e  $T_{pat}$ ) às dos zeros ( $T_{zav}$  e  $T_{zat}$ ) nos limites respectivos de  $60^\circ$  e  $-60^\circ$  em  $\omega_{max}$ , obtêm-se equações da forma:

$$\left\{ \begin{array}{l} \arctan\left(\frac{1}{\sqrt{\alpha}}\right) - \arctan(\sqrt{\alpha}) = 60^\circ \\ \arctan\left(\frac{1}{\sqrt{\beta}}\right) - \arctan(\sqrt{\beta}) = -60^\circ \end{array} \right. \quad (\text{A.5})$$

Aplicando a função seno a ambos os lados das equações em (A.5) e resolvendo para  $\alpha$  e  $\beta$ , chega-se a:

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha = \frac{T_{pav}}{T_{zav}} = \frac{1 - \text{sen}(60^\circ)}{1 + \text{sen}(60^\circ)} \\ \beta = \frac{T_{pat}}{T_{zat}} = \frac{1 - \text{sen}(-60^\circ)}{1 + \text{sen}(-60^\circ)} \end{array} \right. \quad (\text{A.6})$$

De (A.3), (A.5) e (A.6), sabe-se que  $T_{z,i_b}$  e  $T_{p,i_b}$  devem obedecer às restrições:

$$\begin{cases} \frac{T_{p,i_b}}{T_{z,i_b}} \geq \alpha \\ \frac{T_{p,i_b}}{T_{z,i_b}} \leq \beta \end{cases} \quad (\text{A.7})$$

que podem ser transformadas nas restrições lineares:

$$\begin{cases} \alpha T_{z,i_b} - T_{p,i_b} \leq 0 \\ T_{p,i_b} - \beta T_{z,i_b} \leq 0 \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

A outra restrição sobre os parâmetros do vetor  $\mathbf{p}$ , composto pelos parâmetros do blocos de avanço/atraso é que as constantes de tempo dos zeros e dos pólos devem ser maiores que 0:

$$\begin{cases} T_{z,1} \geq 0 \\ \vdots \\ T_{z,n_b} \geq 0 \\ T_{p,1} \geq 0 \\ \vdots \\ T_{p,n_b} \geq 0 \end{cases} \quad (\text{A.9})$$

novamente, para cada bloco de avanço/atraso  $i_b = 1, \dots, n_b$ . Isso é feito para se obter um controlador de fase mínima.

### A.2.2.3.3 Cálculo dos gradientes da função objetivo

Os gradientes de  $F_2$  também foram calculados no programa, formando o vetor  $\nabla_{\mathbf{p}} F_2$ . Exceto pelas restrições de fase sobre os blocos de avanço e atraso que se aplicam a cada bloco como um conjunto (formado obrigatoriamente por um zero e um pólo), os zeros são intercambiáveis entre si, o mesmo valendo para os pólos. Portanto, a fórmula para o cálculo dos gradientes dos zeros são iguais entre si, com os gradientes dos pólos apresentando sinal contrário. Esse resultado é obtido diretamente pela diferenciação parcial em (A.1) com respeito às variáveis contidas em  $\mathbf{p}$ . Logo, para o zero genérico  $T_{z,i_d}$  e pólo genérico

$T_{p,i_d}$ , com  $i_d \in [1, \dots, n_b]$ , os gradientes são:

$$\begin{aligned} \nabla_{T_{z,i_d}} F_2 &= \sum_{k=1}^{n_o} \sum_{l=1}^{n_m} 2\gamma_l \left( -\angle PSS_{ideal_k}(\omega_{k,l}) + \sum_{i_b=1}^{n_b} \left( \arctan(\omega_{k,l} \cdot T_{z,i_b}) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \arctan(\omega_{k,l} \cdot T_{p,i_b}) \right) \right) \left( \frac{\omega_{k,l}}{1 + T_{z,i_d}^2 \omega_{k,l}^2} \right) \\ \nabla_{T_{p,i_d}} F_2 &= \sum_{k=1}^{n_o} \sum_{l=1}^{n_m} -2\gamma_l \left( -\angle PSS_{ideal_k}(\omega_{k,l}) + \sum_{i_b=1}^{n_b} \left( \arctan(\omega_{k,l} \cdot T_{z,i_b}) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \arctan(\omega_{k,l} \cdot T_{p,i_b}) \right) \right) \left( \frac{\omega_{k,l}}{1 + T_{p,i_d}^2 \omega_{k,l}^2} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

A Hessiana analítica é facilmente obtida por diferenciação, e pode ser calculada pelo programa Maple como indicado no Apêndice C.

Quando não é fornecida a Hessiana analítica, o MATLAB utiliza, por padrão, o método quasi-Newton Broyden?Fletcher?Goldfarb?Shanno (BFGS), dentre outras opções disponíveis [69].

O cálculo da Hessiana pode representar a maior tarefa na implementação do método de Newton. O método BFGS é considerado a variação do quasi-Newton mais eficiente e sua taxa de convergência é superlinear, rápido o bastante para aplicações como as deste trabalho [63].

De fato, o tempo computacional consumido pelo método de pontos interiores para encontrar os parâmetros  $\mathbf{p}$  é bem menor do que o tempo para calcular os ganhos quando muitos PSSs são projetados simultaneamente, por serem problemas de naturezas distintas. Logo, o uso do BFGS não é determinante para aumento significativo do tempo computacional, mas ainda assim foi utilizada a Hessiana analítica.

#### A.2.2.3.4 Ajuste de $\mathbf{p}$ inicial

Um detalhe sobre o método de pontos interiores é que ele só garante a convergência para um mínimo local [63]. Todavia, ele altera o espaço de busca por meio da função barreira para facilitar a convergência e tentar alcançar o mínimo global. Para isso, pode-se utilizar diferentes parâmetros barreira,  $\mu$ , que são escolhidos heurísticamente. Não obstante, isso ainda não garante a convergência para o mínimo

global.

Levando isso em consideração, foi utilizada uma rede de valores iniciais para os parâmetros de  $\mathbf{p}$  porque, quanto mais perto do mínimo global a solução inicial estiver, mais fácil ela converge para ele.

Ainda foi visto que apenas com um conjunto inicial genérico de valores para  $\mathbf{p}$  nem sempre se produziam os resultados desejados e esperados, pois, apesar do algoritmo convergir, a curva de compensação de fase do PSS ficava mal ajustada aos atrasos da GEP e a função objetivo acabava apresentando um valor maior do que se conseguiu com outro conjunto de valores iniciais de  $\mathbf{p}$ .

#### A.2.2.3.5 Utilização da variável *atr*

No início da Seção A.2.2.1 foi comentado sobre a existência da variável *atr* no programa.

Ao definir valores crescentes no *array gridx0* dentro do programa, que contém os valores iniciais passíveis de serem assumidos pelas constantes de tempo dos blocos de avanço/atraso, tanto dos zeros quanto dos pólos, e associá-los a índices, pode-se dizer que um bloco de avanço/atraso do tipo  $\frac{T_{zin} + 1}{T_{pin} + 1}$ , com *zin* e *pin* variando de 1 até o tamanho de *gridx0*, terá uma condição inicial de atraso se *zin* < *pin* e terá uma condição inicial de avanço se *zin* > *pin*.

Como é conhecido que geralmente é necessário avanço para compensar o atraso da GEP e dos filtros do PSS2B, é possível forçar uma condição inicial de avanço nos blocos de avanço/atraso. A constante *atr* = 0 indica que todos os blocos serão forçados inicialmente a serem de avanço, eliminando mais uma parcela das condições iniciais a serem testadas. Por outro lado, com *atr* = *n<sub>b</sub>*, todos os blocos possuem condições iniciais livres para serem de avanço ou atraso.

#### A.2.2.3.6 Eliminação de combinações repetidas de zeros e pólos do conjunto de condições iniciais

Um outro artifício utilizado para diminuir o esforço computacional adveio da observação que os blocos de avanço/atraso são intercambiáveis. Ou seja, para uma função de transferência com dois blocos de

avanço atraso:

$$\frac{T_{z1} + 1}{T_{p1} + 1} \frac{T_{z2} + 1}{T_{p2} + 1} = \frac{T_{z2} + 1}{T_{p2} + 1} \frac{T_{z1} + 1}{T_{p1} + 1} \quad (\text{A.11})$$

A segunda combinação, do lado direito da igualdade, equivale à primeira, do lado esquerdo. Logo, esse tipo de ocorrência repetida pode ser eliminada do espaço inicial de buscas.

Na prática, se cada bloco de avanço/atraso é formado por um par,  $(zin, pin)$ , de índices que variam de 1 até o tamanho de  $gridx0$ ,  $n_{grid}$ , pode-se juntar os pares formados pelos blocos de avanço/atraso formando um conjunto de pares.

No caso de dois blocos de avanço/atraso, por exemplo, tem-se o conjunto  $((zin1, pin1), (zin2, pin2))$ . Pode-se percorrer todas as combinações desses índices, formando um número de quatro dígitos em uma representação na base  $n_{grid}$  (binária caso  $gridx0$  seja formado por dois valores) e incrementando esse número somando um ao dígito menos significativo a cada iteração.

Seguindo o mesmo exemplo, pode-se ordenar os dígitos como  $zin1, pin1, zin2, pin2$ , sendo  $zin1$  o mais significativo e  $pin2$  o menos significativo.

Matematicamente, se o número formado pelos dígitos  $zin1$  e  $pin1$  for maior do que o número formado pelos dígitos  $zin2$  e  $pin2$ , essa é considerada uma combinação repetida, que já foi testada e pode ser pulada.

Genericamente, se um número formado pelos índices de um bloco de avanço/atraso for maior do que algum dos números posteriores (os menos significativos), a combinação é repetida. Isso vale para qualquer tamanho de  $gridx0$  e para qualquer quantidade de blocos de avanço/atraso.

Na Figura A.1 é apresentado o fluxograma do processo de descarte de combinações repetidas para o caso de três blocos de avanço/atraso, e na Figura A.2 o fluxograma do algoritmo de incremento de um número na base  $n_{grid}$  para o caso de dois blocos de avanço/atraso.

Essas modificações no programa permitiram que o tempo de execução do programa em um teste de projeto de dois PSSs para o sistema da referência [8] diminuísse de 193, 9799 s para 33, 2838 s, podendo a diminuição ser mais significativa caso o teste de mais condições iniciais se mostre necessário. No entanto, essa economia de tempo pode não ser significativa para a maioria dos casos, pois a otimização dos ganhos tende a ser mais demorada quanto mais forem os PSSs a serem projetados.

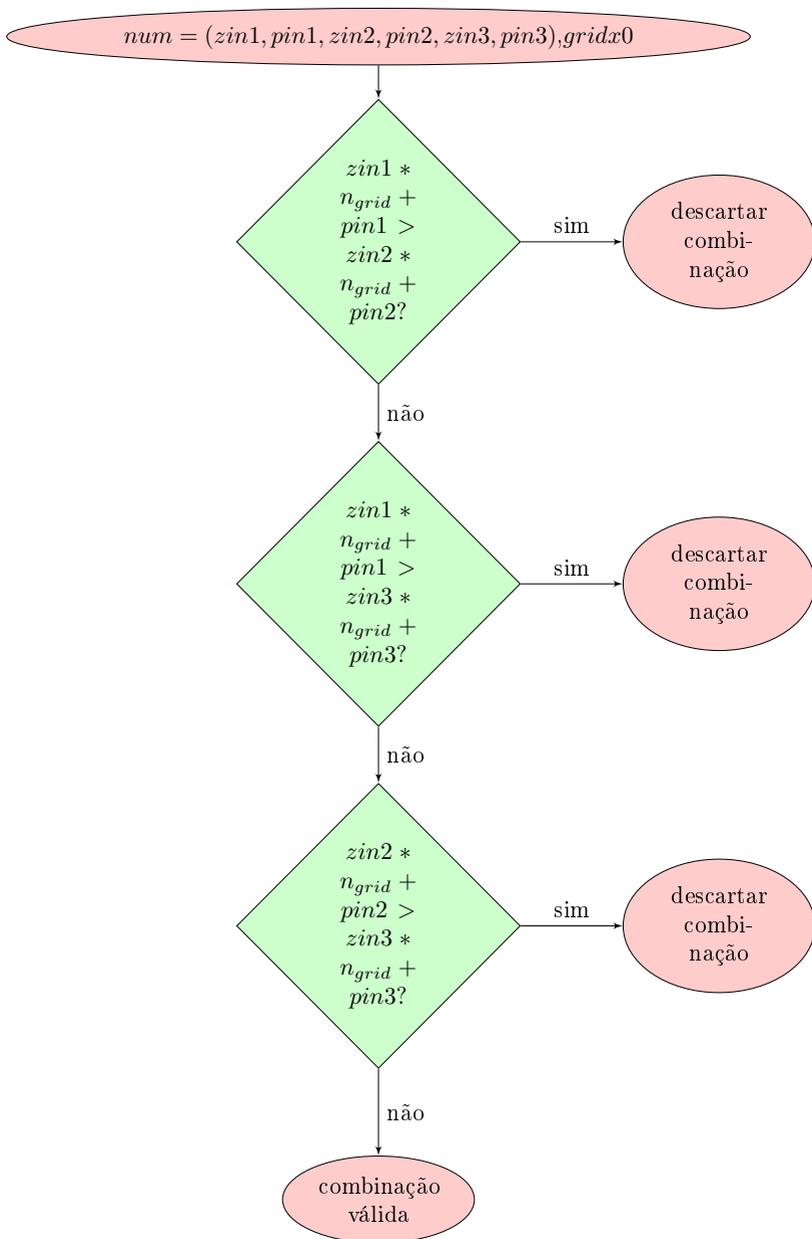


Figura A.1 – Fluxograma do processo de eliminação de combinações repetidas.

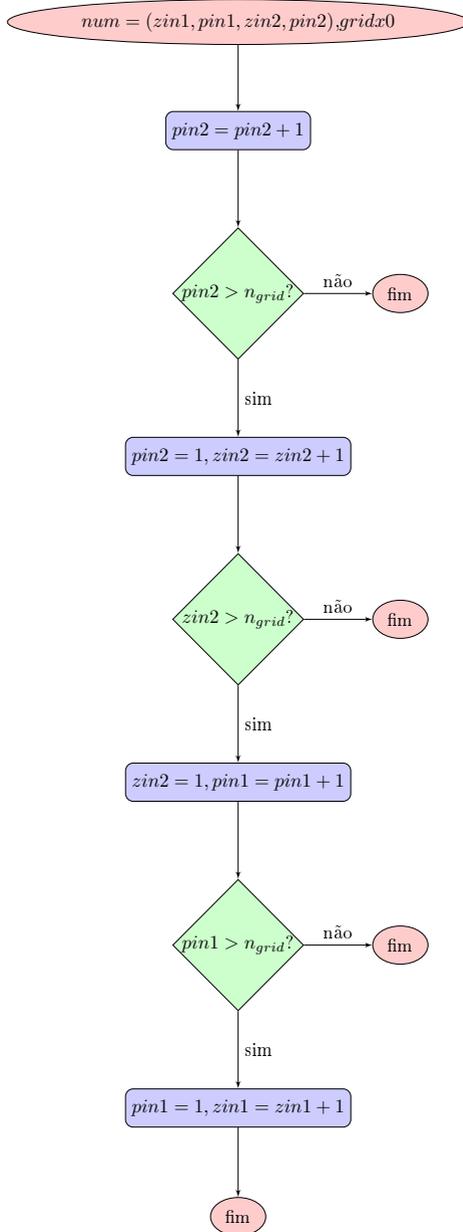


Figura A.2 – Fluxograma do algoritmo de incremento de um número na base  $n_{grid}$ .

### A.2.2.3.7 Formulação completa do problema de otimização da fase dos PSSs

Finalmente, para cada máquina, resolve-se problema de otimização em (A.12).

$$\begin{aligned}
 \min \quad & F_2(\mathbf{p}) = \sum_{k=1}^{n_o} \sum_{l=1}^{n_m} \gamma_l \left( -\angle PSS_{ideal_{k,l}} \right. \\
 & \left. + \sum_{i_b=1}^{n_b} \left( \arctan(\omega_{k,l} \cdot T_{z,i_b}) - \arctan(\omega_{k,l} \cdot T_{p,i_b}) \right) \right)^2 \\
 \text{s.a.} \quad & \alpha T_{z,1} - T_{p,1} \leq 0 \\
 & \vdots \\
 & \alpha T_{z,n_b} - T_{p,n_b} \leq 0 \\
 & T_{p,1} - \beta T_{z,1} \leq 0 \\
 & \vdots \\
 & T_{p,n_b} - \beta T_{z,n_b} \leq 0 \\
 & -T_{z,1}, \dots, -T_{z,n_b} \leq 0 \\
 & -T_{p,1}, \dots, -T_{p,n_b} \leq 0
 \end{aligned} \tag{A.12}$$

Foi importante definir as restrições como funções lineares porque o método de pontos interiores do MATLAB consegue calcular o gradiente desse tipo de restrição automaticamente e porque, por serem restrições de primeira ordem, não afetam a Hessiana da função [69].

O fluxograma geral simplificado do processo de otimização das fases das máquinas é apresentado na Figura A.3, onde:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{v}_0 = & [\text{grid}x0(\text{zin1}) \\
 & \text{grid}x0(\text{pin1}) \\
 & \text{grid}x0(\text{zin2}) \\
 & \text{grid}x0(\text{pin2}) \\
 & \text{grid}x0(\text{zin3}) \\
 & \text{grid}x0(\text{pin3})] \\
 \text{lim} = & (n_{grid}, n_{grid}, n_{grid}, n_{grid}, n_{grid})
 \end{aligned} \tag{A.13}$$

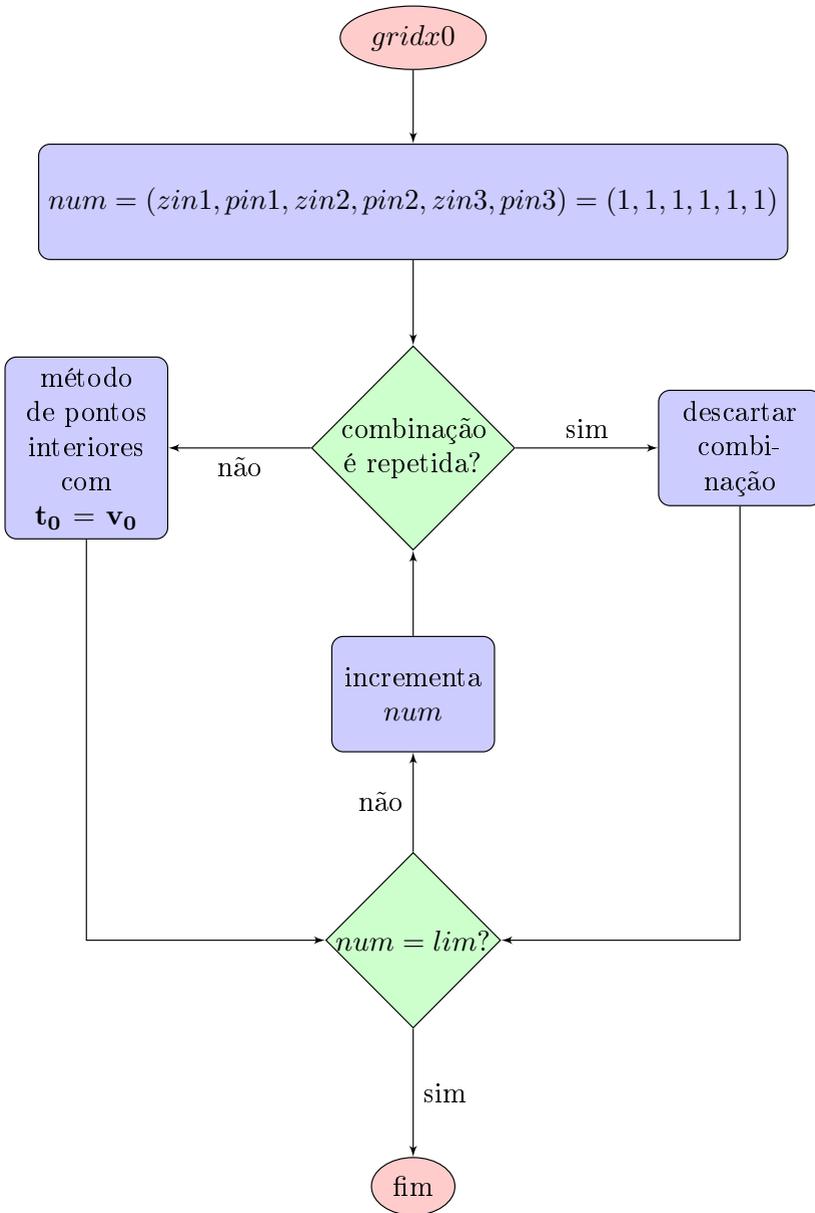


Figura A.3 – Fluxograma geral simplificado da otimização de fase.

### A.2.2.4 Otimização do ganho dos PSSs maximizando $\xi_{min}$

Ao escolher a melhor solução dentre o conjunto obtido para os parâmetros dos blocos de avanço/atraso, o programa armazena as informações dos parâmetros de  $\mathbf{p}$  em uma matriz e em um vetor de LTIs já no formato de blocos de avanço/atraso. O passo seguinte é incluir esses blocos no sistema, fazendo a ligação das entradas e saídas e obtendo os sinais de interesse para poder, finalmente, otimizar o ganho.

Antes de iniciar o processo de otimização dos ganhos, o valor inicial é escolhido como 1 para todos eles.

Quanto aos autovalores na origem, o PacDyn tem a opção de definir uma máquina no arquivo texto de entrada do programa como referência angular, porém, não é possível definir uma referência de velocidade e pelo menos um dos autovalores próximo a origem permanece no caso de sistemas sem barra infinita.

Para realizar a otimização dos ganhos, as malhas são fechadas com os ganhos iniciais ou com os ganhos calculados durante as iterações do processo e os autovalores dos sistemas são determinados para encontrar o  $\xi_{min}$ . Os subgradientes são calculados numericamente pelo programa. Esse procedimento é repetido em cada iteração até que a solução convirja.

Em suma, o problema de otimização a ser resolvido é:

$$\begin{aligned} \max \quad & \xi_{min} = \frac{-Re(\lambda_{min})}{|\lambda_{min}|} \\ \text{s.a.} \quad & K_{S11}, \dots, K_{S1n_g} \geq 0 \end{aligned} \tag{A.14}$$

Após o término desta etapa, os resultados são exibidos na tela.

### A.2.2.5 Otimização do ganho dos PSSs minimizando a norma $H_2$

Caso o usuário opte por otimizar a norma  $H_2$ , chega-se ao seguinte problema de otimização:

$$\begin{aligned} \min \quad & \|\mathbf{G}_H\|_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Trace(\mathbf{G}_H(j\omega)^H \mathbf{G}_H(j\omega)) d\omega} \\ \text{s.a.} \quad & K_{S11}, \dots, K_{S1n_g} \geq 0 \\ & \xi_{min} \geq \xi_{def} \end{aligned} \tag{A.15}$$

onde  $\xi_{def}$  é um valor de amortecimento escolhido pelo usuário, que deve ser menor que o  $\xi_{min}$  obtido anteriormente por meio da otimização do problema (A.14).

O problema é resolvido com o SOLVOPT e, após a convergência do processo de otimização, as variáveis são disponibilizadas pelo programa.

### **A.2.3 Validação dos resultados no PacDyn**

Para validar os resultados obtidos no MATLAB, os modelos dos controladores podem ser inseridos no arquivo de texto de entrada do PacDyn manualmente e são verificados os modos de oscilação e as respostas no tempo do sistema linearizado.

## APÊNDICE B – MÉTODOS DE OTIMIZAÇÃO



Neste apêndice são apresentados os métodos de otimização utilizados neste trabalho. A escolha destes métodos é determinada pela natureza dos problemas de otimização que se quer resolver.

Os métodos escolhidos são:

- Método de pontos interiores;
- algoritmo-r de Shor.

## B.1 MÉTODO PRIMAL-DUAL DE PONTOS INTERIORES

Muitos problemas de otimização podem ser resolvidos formulando-os como problemas não-lineares e resolvendo-os aplicando modificações de algoritmos não-lineares como o método de Newton. Nestes métodos, as restrições de desigualdade devem ser satisfeitas estritamente em todas as iterações, por isso ficaram conhecidos como métodos de pontos interiores.

Na década de 90, uma classe primal-dual desses métodos se destacou como a abordagem prática mais eficiente e um forte competidor frente ao método simplex [63].

Nesta seção, a formulação do método primal-dual de pontos interiores é apresentada.

Considerando o seguinte problema de otimização:

$$\begin{aligned}
 \min \quad & f(\mathbf{x}) \\
 \text{s.a.} \quad & \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \mathbf{0} \\
 & \mathbf{h}^m \leq \mathbf{h}(\mathbf{x}) \leq \mathbf{h}^M
 \end{aligned} \tag{B.1}$$

onde  $\mathbf{x}$  é um vetor em  $\mathfrak{R}^{n_x}$  a ser otimizado,  $f(\mathbf{x})$  é a função objetivo,  $\mathbf{g}(\mathbf{x})$  é um vetor de restrições de igualdade de tamanho  $n_g$ ,  $\mathbf{h}(\mathbf{x})$  é um vetor de restrições de desigualdade de tamanho  $n_h$ , cujos limites inferiores e superiores são dados pelos vetores  $\mathbf{h}^m$  e  $\mathbf{h}^M$ .

O primeiro passo para encontrar a solução ótima  $\mathbf{x}^*$  do problema é transformar as restrições de desigualdade em restrições de igualdade por meio de variáveis de folga, segundo (B.2).

$$\begin{aligned}
 \mathbf{h}(\mathbf{x}) - \mathbf{s}_l - \mathbf{h}^m &= \mathbf{0} \\
 \mathbf{h}(\mathbf{x}) + \mathbf{s}_u - \mathbf{h}^M &= \mathbf{0} \\
 \mathbf{s}_l &> \mathbf{0} \\
 \mathbf{s}_u &> \mathbf{0}
 \end{aligned} \tag{B.2}$$

onde  $\mathbf{s}_l$  e  $\mathbf{s}_u$  são vetores cujos componentes são as variáveis de

folga das restrições de desigualdade.

O segundo passo é a adição da função barreira logarítmica à função objetivo conforme (B.3).

$$\begin{aligned}
 \min \quad & f(\mathbf{x}) - \mu \left( \sum_{i=1}^{n_h} \ln(s_{l_i}) + \sum_{i=1}^{n_h} \ln(s_{u_i}) \right) \\
 \text{s.a.} \quad & \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \mathbf{0} \\
 & \mathbf{h}(\mathbf{x}) - \mathbf{s}_l - \mathbf{h}^m = \mathbf{0} \\
 & \mathbf{h}(\mathbf{x}) + \mathbf{s}_u - \mathbf{h}^M = \mathbf{0} \\
 & \mathbf{s}_l > \mathbf{0} \\
 & \mathbf{s}_u > \mathbf{0}
 \end{aligned} \tag{B.3}$$

onde  $n_h$  é o número de restrições de desigualdade e  $\mu$  é o parâmetro barreira.

A função Lagrangeana do problema em (B.3) é:

$$\begin{aligned}
 \mathcal{L}(\mathbf{x}, \mathbf{s}_l, \mathbf{s}_u, \boldsymbol{\lambda}, \boldsymbol{\pi}_l, \boldsymbol{\pi}_u) = & f(\mathbf{x}) - \mu \left( \sum_{i=1}^{n_h} \ln(s_{l_i}) + \sum_{i=1}^{n_h} \ln(s_{u_i}) \right) - \\
 & \boldsymbol{\lambda}^T \mathbf{g}(\mathbf{x}) - \boldsymbol{\pi}_l^T (\mathbf{h}(\mathbf{x}) - \mathbf{s}_l - \mathbf{h}^m) - \boldsymbol{\pi}_u^T (\mathbf{h}(\mathbf{x}) + \mathbf{s}_u - \mathbf{h}^M)
 \end{aligned} \tag{B.4}$$

onde  $\boldsymbol{\lambda}$  é o vetor de multiplicadores de Lagrange associados às restrições de igualdade,  $\boldsymbol{\pi}_l$  é o vetor de multiplicadores de Lagrange associados às restrições de desigualdade inferiores e  $\boldsymbol{\pi}_u$  é o vetor de multiplicadores de Lagrange associados às restrições de desigualdade superiores.

A solução do problema segue o seguinte processo:

1. Inicialização das variáveis primais ( $\mathbf{x}$ ,  $\mathbf{s}_l$  e  $\mathbf{s}_u$ ) e duais ( $\boldsymbol{\lambda}$ ,  $\boldsymbol{\pi}_l$  e  $\boldsymbol{\pi}_u$ );
2. cálculo do vetor gradiente da função Lagrangeana,  $\mathbf{J}$ , referente a  $k$ -ésima iteração:

$$\mathbf{J}_k = \nabla \mathcal{L} = \left[ \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{x}_k} \quad \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{s}_{l,k}} \quad \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{s}_{u,k}} \quad \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\lambda}_k} \quad \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\pi}_{l,k}} \quad \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\pi}_{u,k}} \right]^T \tag{B.5}$$

3. teste da condição de convergência: se  $\|\nabla \mathcal{L}\| < \mathcal{L}_{lim}$  e  $\mu < \mu_{lim}$ , a convergência é declarada alcançada, onde  $\mathcal{L}_{lim}$  e  $\mu_{lim}$  são constantes limites. Caso contrário, o processo de otimização continua no próximo passo;

4. cálculo da matriz Hessiana  $\mathbf{W} = \nabla^2 \mathcal{L}$ :

$$\mathbf{W}_k = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \mathbf{x}_k^2} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \mathbf{x}_k \partial \mathbf{s}_{l,k}} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \mathbf{x}_k \partial \mathbf{s}_{u,k}} \\ \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \mathbf{s}_{l,k} \partial \mathbf{x}_k} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \mathbf{s}_{l,k}^2} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \mathbf{s}_{l,k} \partial \mathbf{s}_{u,k}} \\ \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \mathbf{s}_{u,k} \partial \mathbf{x}_k} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \mathbf{s}_{u,k} \partial \mathbf{s}_{l,k}} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \mathbf{s}_{u,k}^2} \\ \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \lambda \partial \mathbf{x}_k} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \lambda \partial \mathbf{s}_{l,k}} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \lambda \partial \mathbf{s}_{u,k}} \\ \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\pi}_{l,k} \partial \mathbf{x}_k} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\pi}_{l,k} \partial \mathbf{s}_{l,k}} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\pi}_{l,k} \partial \mathbf{s}_{u,k}} \\ \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\pi}_{u,k} \partial \mathbf{x}_k} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\pi}_{u,k} \partial \mathbf{s}_{l,k}} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\pi}_{u,k} \partial \mathbf{s}_{u,k}} \\ \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \mathbf{x}_k \partial \lambda_k} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \mathbf{x}_k \partial \boldsymbol{\pi}_{l,k}} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \mathbf{x}_k \partial \boldsymbol{\pi}_{u,k}} \\ \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \mathbf{s}_{l,k} \partial \lambda_k} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \mathbf{s}_{l,k} \partial \boldsymbol{\pi}_{l,k}} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \mathbf{s}_{l,k} \partial \boldsymbol{\pi}_{u,k}} \\ \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \mathbf{s}_{u,k} \partial \lambda_k} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \mathbf{s}_{u,k} \partial \boldsymbol{\pi}_{l,k}} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \mathbf{s}_{u,k} \partial \boldsymbol{\pi}_{u,k}} \\ \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \lambda_k^2} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \lambda \partial \boldsymbol{\pi}_{l,k}} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \lambda \partial \boldsymbol{\pi}_{u,k}} \\ \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\pi}_{l,k} \partial \lambda_k} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\pi}_{l,k}^2} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\pi}_{l,k} \partial \boldsymbol{\pi}_{u,k}} \\ \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\pi}_{u,k} \partial \lambda_k} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\pi}_{u,k} \partial \boldsymbol{\pi}_{l,k}} & \frac{\partial^2 \mathcal{L}}{\partial \boldsymbol{\pi}_{u,k}^2} \end{bmatrix} \quad (\text{B.6})$$

Essa é uma matriz esparsa devido a poucos termos serem diferentes de zero e não é simétrica.

5. determinação do tamanho do passo nas variáveis primais e duais. Para isso é necessário resolver o sistema linear:

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x}_k \\ \Delta \mathbf{s}_{l,k} \\ \Delta \mathbf{s}_{u,k} \\ \Delta \boldsymbol{\lambda}_k \\ \Delta \boldsymbol{\pi}_{l,k} \\ \Delta \boldsymbol{\pi}_{u,k} \end{bmatrix} = \mathbf{W}_k^{-1} \mathbf{J}_k \quad (\text{B.7})$$

6. Atualização das variáveis de otimização, segundo (B.8) e (B.9).

$$\begin{aligned} \gamma_{p,k} &= \min \left[ \begin{array}{cc} \min_{\Delta s_{l,k_i} < 0} \frac{s_{l,k_i}}{|s_{l,k_i}|} & \min_{\Delta s_{u,k_i} < 0} \frac{s_{u,k_i}}{|s_{u,k_i}|} \\ \min_{\Delta \pi_{l,k_i} < 0} \frac{\pi_{l,k_i}}{|\pi_{l,k_i}|} & \min_{\Delta \pi_{u,k_i} > 0} \frac{-\pi_{u,k_i}}{|\pi_{u,k_i}|} \end{array} \quad 1 \right] \\ \gamma_{d,k} &= \min \left[ \begin{array}{cc} \min_{\Delta s_{l,k_i} < 0} \frac{s_{l,k_i}}{|s_{l,k_i}|} & \min_{\Delta s_{u,k_i} < 0} \frac{s_{u,k_i}}{|s_{u,k_i}|} \\ \min_{\Delta \pi_{l,k_i} < 0} \frac{\pi_{l,k_i}}{|\pi_{l,k_i}|} & \min_{\Delta \pi_{u,k_i} > 0} \frac{-\pi_{u,k_i}}{|\pi_{u,k_i}|} \end{array} \quad 1 \right] \end{aligned} \quad (\text{B.8})$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{x}_k + \sigma \gamma_{p,k} \Delta \mathbf{x}_k \\ s_{l,k+1} &= s_{l,k} + \sigma \gamma_{p,k} \Delta s_{l,k} \\ s_{u,k+1} &= s_{u,k} + \sigma \gamma_{p,k} \Delta s_{u,k} \\ \lambda_{k+1} &= \lambda_k + \sigma \gamma_{d,k} \Delta \lambda_k \\ \pi_{l,k+1} &= \pi_{l,k} + \sigma \gamma_{d,k} \Delta \pi_{l,k} \\ \pi_{u,k+1} &= \pi_{u,k} + \sigma \gamma_{d,k} \Delta \pi_{u,k} \end{aligned} \quad (\text{B.9})$$

onde  $i = 1, \dots, n_h$  e  $\sigma$  é uma constante para garantir que as variáveis não atinjam o limite e permaneçam no interior da região viável, sendo atribuído, geralmente, valores como 0,995;

7. cálculo do novo parâmetro barreira  $\mu$ :

$$\mu_{k+1} = \frac{\mathbf{s}_{l,k+1}^T \boldsymbol{\pi}_{l,k+1} - \mathbf{s}_{u,k+1}^T \boldsymbol{\pi}_{u,k+1}}{2n_h \beta} \quad (\text{B.10})$$

onde  $\beta$  é uma constante maior que 1, normalmente considerada como 10 [64].

8. retorno ao passo 2.

## B.2 ALGORITMO-R DE SHOR

Nesta seção, o Algoritmo-r de Shor é apresentado de maneira geral, baseado em [70, 71].

Seja  $f(\cdot)$  uma função quase diferenciável definida em  $\mathfrak{R}^n$  que é diferenciável em seu domínio exceto em um conjunto de medidas zero.

Denotando um quase gradiente de  $f(\cdot)$  no ponto  $\mathbf{x}$  por  $\mathbf{g}_f(\mathbf{x})$ , considera-se o seguinte processo iterativo para minimização da função  $f(\cdot)$ :

1. No passo inicial, calcule o subgradiente  $\mathbf{g}_f(\mathbf{x}_0)$  para um ponto inicial  $\mathbf{x}_0$ ;
2. escolha  $h_1 > 0$  e ache  $\mathbf{x}_1 = \mathbf{x}_0 - h_1 \mathbf{g}_f(\mathbf{x}_0)$ ;

3. estabeleça  $\tilde{\mathbf{g}}_1 = \mathbf{g}_f(\mathbf{x}_0)$  e  $\mathbf{B}_0 = \mathbf{I}$ ;
4. assuma que após  $k$  iterações é obtido o ponto  $\mathbf{x}_k$ , a matriz de transformação de espaço  $\mathbf{B}_k$  e o subgradiente  $\tilde{\mathbf{g}}_k$  da função  $\varphi_k(\mathbf{y}) = f(\mathbf{B}_k\mathbf{y})$  no ponto  $\tilde{\mathbf{y}}_k = \mathbf{B}_k^{-1}\mathbf{x}_{k-1}$ ;
5. Na iteração  $(k + 1)$ , os seguintes cálculos devem ser realizados:

- (a) Calcule  $\mathbf{g}_f(\mathbf{x}_k)$ , um subgradiente de  $f$  em  $\mathbf{x}_k$ ;
- (b) calcule  $\mathbf{g}_k^* = \mathbf{B}_k^T \mathbf{g}_f(\mathbf{x}_k)$ , um subgradiente de  $\varphi_k$  no ponto  $\mathbf{y}_k$  e  $\tilde{\mathbf{y}}_k$ ;
- (c) calcule  $\mathbf{r}_k = \mathbf{g}_k^* - \tilde{\mathbf{g}}_k$ , a diferença dos subgradientes de  $\varphi_k$  em  $\mathbf{y}_k$  e  $\tilde{\mathbf{y}}_k$ ;
- (d) defina  $\boldsymbol{\xi}_{k+1} = \mathbf{r}_k / \|\mathbf{r}_k\|$ . O vetor normalizado  $\boldsymbol{\xi}_{k+1}$  é a direção da próxima dilatação de espaço a ser realizada;
- (e) calcule  $\mathbf{B}_{k+1} = \mathbf{B}_k \mathbf{R}_\beta(\boldsymbol{\xi}_{k+1})$ , onde  $\beta = 1/\alpha$ ,  $\alpha > 1$  é uma constante fixada. A matriz  $\mathbf{R}_\beta(\boldsymbol{\xi}_{k+1})$  é a inversa de  $\mathbf{R}_\alpha(\boldsymbol{\xi}_{k+1})$ , a matriz de dilatação do espaço na direção  $\boldsymbol{\xi}_{k+1}$  com coeficiente  $\alpha$  dado por:

$$\mathbf{R}_\alpha(\boldsymbol{\xi}_{k+1})\mathbf{x} = \mathbf{x} + (\alpha - 1)(\mathbf{x}^T \boldsymbol{\xi}_{k+1})\boldsymbol{\xi}_{k+1}, \quad \mathbf{x} \in \mathbb{R}^n \quad (\text{B.11})$$

- (f) calcule  $\tilde{\mathbf{g}}_{k+1} = \mathbf{B}_{k+1}^T \mathbf{g}_f(\mathbf{x}_k)$ , um subgradiente da função  $\varphi_{k+1}(\mathbf{y}) = f(\mathbf{B}_{k+1}\mathbf{y})$  no ponto  $\tilde{\mathbf{y}}_{k+1} = \mathbf{B}_{k+1}^{-1}\mathbf{x}_k$ ;
- (g) escolha um tamanho de passo  $h_{k+1}$ ;
- (h) faça  $\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{x}_k - h_{k+1}\mathbf{B}_{k+1}\tilde{\mathbf{g}}_{k+1}$ ;
- (i) cheque o critério de parada e pare se ele for satisfeito. Se não, prossiga para a próxima iteração.

Em [71] são apresentadas as estratégias de:

- Inicialização e reinicialização da matriz de transformação de espaço  $\mathbf{B}_k$  e inicialização do tamanho de passo  $h_k$ ;
- escolha do tamanho de passo  $h_{k+1}$  para otimizar a eficiência da dilatação de espaço na direção da diferença entre dois subgradientes sucessivos da função transformada  $\varphi_k$ ;
- construção de um critério de parada que não necessita de informação dos gradientes.

utilizados no programa SolvOpt que implementa o Algoritmo-r de Shor em linguagem do MATLAB.

O Algoritmo-r de Shor é um método eficiente de minimização de funções não-suaves. Porém, um problema do algoritmo é a definição de um critério de parada eficiente, um problema comum em algoritmos de otimização de funções não-suaves que pode levar a tempos de execução elevados. Outra dificuldade é a escolha do tamanho do passo inicial.

Em [70] é apresentado o algoritmo detalhado e em [71] são apresentadas modificações e adições feitas ao algoritmo para torná-lo mais eficiente e robusto.

**APÊNDICE C – OBTENÇÃO DE GRADIENTES  
COM MAPLE**



Neste apêndice, é apresentado o processo de obtenção do gradiente e da Hessiana da função objetivo para otimização de fase de uma máquina para um modo de oscilação e um ponto de operação apenas. Os resultados foram obtidos com o *software* Maple e representações do vetor gradiente e da matriz hessiana foram gerados em MathML e são mostradas em (C.1) e (C.2).

Para obter as fórmulas para mais modos, pontos de operação e blocos de avanço/atraso, basta generalizar o resultado obtido, adicionando mais termos aos somatórios.

$$\left( \begin{array}{l} 2 \frac{\gamma_1 (\varphi_{111} + \arctan(\omega_{11} z_1) - \arctan(\omega_{11} p_1) + \arctan(\omega_{11} z_2) - \arctan(\omega_{11} p_2) + \arctan(\omega_{11} z_3) - \arctan(\omega_{11} p_3)) \omega_{11}}{1 + \omega_{11}^2 z_1^2} \\ - 2 \frac{\gamma_1 (\varphi_{111} + \arctan(\omega_{11} z_1) - \arctan(\omega_{11} p_1) + \arctan(\omega_{11} z_2) - \arctan(\omega_{11} p_2) + \arctan(\omega_{11} z_3) - \arctan(\omega_{11} p_3)) \omega_{11}}{1 + \omega_{11}^2 p_1^2} \\ 2 \frac{\gamma_1 (\varphi_{111} + \arctan(\omega_{11} z_1) - \arctan(\omega_{11} p_1) + \arctan(\omega_{11} z_2) - \arctan(\omega_{11} p_2) + \arctan(\omega_{11} z_3) - \arctan(\omega_{11} p_3)) \omega_{11}}{1 + \omega_{11}^2 z_2^2} \\ - 2 \frac{\gamma_1 (\varphi_{111} + \arctan(\omega_{11} z_1) - \arctan(\omega_{11} p_1) + \arctan(\omega_{11} z_2) - \arctan(\omega_{11} p_2) + \arctan(\omega_{11} z_3) - \arctan(\omega_{11} p_3)) \omega_{11}}{1 + \omega_{11}^2 p_2^2} \\ 2 \frac{\gamma_1 (\varphi_{111} + \arctan(\omega_{11} z_1) - \arctan(\omega_{11} p_1) + \arctan(\omega_{11} z_2) - \arctan(\omega_{11} p_2) + \arctan(\omega_{11} z_3) - \arctan(\omega_{11} p_3)) \omega_{11}}{1 + \omega_{11}^2 z_3^2} \\ - 2 \frac{\gamma_1 (\varphi_{111} + \arctan(\omega_{11} z_1) - \arctan(\omega_{11} p_1) + \arctan(\omega_{11} z_2) - \arctan(\omega_{11} p_2) + \arctan(\omega_{11} z_3) - \arctan(\omega_{11} p_3)) \omega_{11}}{1 + \omega_{11}^2 p_3^2} \end{array} \right) \quad (C.1)$$



A seguir é exibido o *worksheet* do Maple com os comandos para obtenção do gradiente e da hessiana da função objetivo.

*with(VectorCalculus):*

*f := gamma1 · (phi111 + arctan(omega11·z1) - arctan(omega11·p1) + arctan(omega11·z2)*  
*- arctan(omega11·p2) + arctan(omega11·z3) - arctan(omega11·p3))<sup>2</sup>*

$$\gamma l (\phi 111 + \arctan(\omega l z1) - \arctan(\omega l p1) + \arctan(\omega l z2) - \arctan(\omega l p2) + \arctan(\omega l z3) - \arctan(\omega l p3))^2 \quad (1)$$

*grad := Gradient(f, [z1, p1, z2, p2, z3, p3])*

$$\frac{1}{1 + \omega l^2 z1^2} (2 \gamma l (\phi 111 + \arctan(\omega l z1) - \arctan(\omega l p1) + \arctan(\omega l z2) - \arctan(\omega l p2) + \arctan(\omega l z3) - \arctan(\omega l p3)) \omega l) \bar{e}_{z1} \quad (2)$$

$$- \arctan(\omega l p2) + \arctan(\omega l z3) - \arctan(\omega l p3)) \omega l) \bar{e}_{z1}$$

$$- \frac{1}{1 + \omega l^2 p1^2} (2 \gamma l (\phi 111 + \arctan(\omega l z1) - \arctan(\omega l p1) + \arctan(\omega l z2) - \arctan(\omega l p2) + \arctan(\omega l z3) - \arctan(\omega l p3)) \omega l) \bar{e}_{p1}$$

$$- \arctan(\omega l p2) + \arctan(\omega l z3) - \arctan(\omega l p3)) \omega l) \bar{e}_{p1}$$

$$+ \frac{1}{1 + \omega l^2 z2^2} (2 \gamma l (\phi 111 + \arctan(\omega l z1) - \arctan(\omega l p1) + \arctan(\omega l z2) - \arctan(\omega l p2) + \arctan(\omega l z3) - \arctan(\omega l p3)) \omega l) \bar{e}_{z2}$$

$$- \arctan(\omega l p2) + \arctan(\omega l z3) - \arctan(\omega l p3)) \omega l) \bar{e}_{z2}$$

$$- \frac{1}{1 + \omega l^2 p2^2} (2 \gamma l (\phi 111 + \arctan(\omega l z1) - \arctan(\omega l p1) + \arctan(\omega l z2) - \arctan(\omega l p2) + \arctan(\omega l z3) - \arctan(\omega l p3)) \omega l) \bar{e}_{p2}$$

$$- \arctan(\omega l p2) + \arctan(\omega l z3) - \arctan(\omega l p3)) \omega l) \bar{e}_{p2}$$

$$+ \frac{1}{1 + \omega l^2 z3^2} (2 \gamma l (\phi 111 + \arctan(\omega l z1) - \arctan(\omega l p1) + \arctan(\omega l z2) - \arctan(\omega l p2) + \arctan(\omega l z3) - \arctan(\omega l p3)) \omega l) \bar{e}_{z3}$$

$$- \arctan(\omega l p2) + \arctan(\omega l z3) - \arctan(\omega l p3)) \omega l) \bar{e}_{z3}$$

$$- \frac{1}{1 + \omega l^2 p3^2} (2 \gamma l (\phi 111 + \arctan(\omega l z1) - \arctan(\omega l p1) + \arctan(\omega l z2) - \arctan(\omega l p2) + \arctan(\omega l z3) - \arctan(\omega l p3)) \omega l) \bar{e}_{p3}$$

$$- \arctan(\omega l p2) + \arctan(\omega l z3) - \arctan(\omega l p3)) \omega l) \bar{e}_{p3}$$

*hess := Hessian(f, [z1, p1, z2, p2, z3, p3])*

$$\left[ \left[ \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 z1^2)^2} - \frac{1}{(1 + \omega l^2 z1^2)^2} (4 \gamma l (\phi 111 + \arctan(\omega l z1) - \arctan(\omega l p1) + \arctan(\omega l z2) - \arctan(\omega l p2) + \arctan(\omega l z3) - \arctan(\omega l p3)) \omega l^3 z1), \right. \right. \quad (3)$$

$$+ \arctan(\omega l z2) - \arctan(\omega l p2) + \arctan(\omega l z3) - \arctan(\omega l p3)) \omega l^3 z1),$$

$$- \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p1^2) (1 + \omega l^2 z1^2)}, \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 z2^2) (1 + \omega l^2 z1^2)},$$

$$- \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p2^2) (1 + \omega l^2 z1^2)}, \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 z3^2) (1 + \omega l^2 z1^2)},$$

$$\begin{aligned}
& - \left. \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^2) (1 + \omega l^2 z^2)} \right] \\
& \left[ - \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^2) (1 + \omega l^2 z^2)}, \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^2)^2} \right. \\
& + \frac{1}{(1 + \omega l^2 p^2)^2} (4 \gamma l (\varphi_{111} + \arctan(\omega l z l) - \arctan(\omega l p l) + \arctan(\omega l z z) \\
& - \arctan(\omega l p z) + \arctan(\omega l z z) - \arctan(\omega l p z)) \omega l^3 p l), \\
& - \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 z^2) (1 + \omega l^2 p^2)}, \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^2) (1 + \omega l^2 p^2)}, \\
& - \left. \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 z^2) (1 + \omega l^2 p^2)}, \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^2) (1 + \omega l^2 p^2)} \right] \\
& \left[ \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 z^2) (1 + \omega l^2 z^2)}, - \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 z^2) (1 + \omega l^2 p^2)}, \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 z^2)^2} \right. \\
& - \frac{1}{(1 + \omega l^2 z^2)^2} (4 \gamma l (\varphi_{111} + \arctan(\omega l z l) - \arctan(\omega l p l) \\
& + \arctan(\omega l z z) - \arctan(\omega l p z) + \arctan(\omega l z z) - \arctan(\omega l p z)) \omega l^3 z z), \\
& - \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^2) (1 + \omega l^2 z^2)}, \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 z^2) (1 + \omega l^2 z^2)}, \\
& - \left. \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^2) (1 + \omega l^2 z^2)} \right] \\
& \left[ - \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^2) (1 + \omega l^2 z^2)}, \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^2) (1 + \omega l^2 p^2)}, \right. \\
& - \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^2) (1 + \omega l^2 z^2)}, \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^2)^2} \\
& + \frac{1}{(1 + \omega l^2 p^2)^2} (4 \gamma l (\varphi_{111} + \arctan(\omega l z l) - \arctan(\omega l p l) + \arctan(\omega l z z) \\
& - \arctan(\omega l p z) + \arctan(\omega l z z) - \arctan(\omega l p z)) \omega l^3 p z),
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& - \left. \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 z^2)(1 + \omega l^2 p^2)}, \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^3^2)(1 + \omega l^2 p^2)} \right] \\
& \left[ \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 z^3^2)(1 + \omega l^2 z l^2)}, - \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 z^3^2)(1 + \omega l^2 p l^2)}, \right. \\
& \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 z^3^2)(1 + \omega l^2 z^2^2)}, - \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 z^3^2)(1 + \omega l^2 p^2^2)}, \\
& \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 z^3^2)^2} - \frac{1}{(1 + \omega l^2 z^3^2)^2} (4 \gamma l (\varphi l l l + \arctan(\omega l l z l) - \arctan(\omega l l p l) \\
& + \arctan(\omega l l z 2) - \arctan(\omega l l p 2) + \arctan(\omega l l z 3) - \arctan(\omega l l p 3)) \omega l^3 z 3), \\
& \left. - \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^3^2)(1 + \omega l^2 z^3^2)} \right] \\
& \left[ - \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^3^2)(1 + \omega l^2 z l^2)}, \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^3^2)(1 + \omega l^2 p l^2)}, \right. \\
& - \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^3^2)(1 + \omega l^2 z^2^2)}, \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^3^2)(1 + \omega l^2 p^2^2)}, \\
& - \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^3^2)(1 + \omega l^2 z^3^2)}, \frac{2 \gamma l \omega l^2}{(1 + \omega l^2 p^3^2)^2} \\
& + \frac{1}{(1 + \omega l^2 p^3^2)^2} (4 \gamma l (\varphi l l l + \arctan(\omega l l z l) - \arctan(\omega l l p l) + \arctan(\omega l l z 2) \\
& - \arctan(\omega l l p 2) + \arctan(\omega l l z 3) - \arctan(\omega l l p 3)) \omega l^3 p 3) \left. \right] \Bigg]
\end{aligned}$$



## APÊNDICE D – DADOS DO SMIB



Neste apêndice são apresentados os dados utilizados no sistema máquina-barra infinita (SMIB), cujos dados foram retirados de [31].

Na Tabela 14 são exibidos os dados do gerador do sistema, conectado à barra #1. Foi utilizado modelo simplificado do sistema de excitação, de primeira ordem com ganho  $K_a = 100$  e constante de tempo  $T_a = 0,05$  s, representado na Figura D.1.

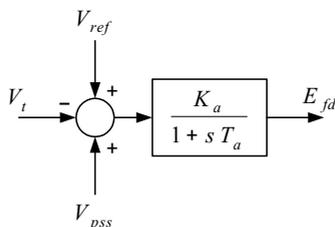


Figura D.1 – RT de primeira ordem.

Tabela 14 – Dados do gerador do sistema SMIB.

$S$	$f_n$	$X_d$	$X_q$	$X'_d$	$X'_q$	$X''_d$
3120 MVA	60 Hz	0,89 pu	0,66 pu	0,36 pu	0,36 pu	0,29 pu
$X''_q$	$X_l$	$R_a$	$H$	$T'_{do}$	$T''_{do}$	$T''_{qo}$
0,29 pu	0,28 pu	0,0019 pu	4,5 s	5,1 s	0,060 s	0,094 s



## APÊNDICE E – DADOS DO SISTEMA NYNE



Neste apêndice são apresentados os dados do fluxo de potência, das linhas e das máquinas do sistema NYNE, utilizados para gerar os resultados do Capítulo 6, em formatos dos *softwares* ANAREDE e PacDyn com algumas modificações na formatação.

Nas Tabelas 15 e 16 é apresentado o resultado do fluxo de potência no ANAREDE, que é bem próximo do resultado em [6].

Nas Tabelas 17 e 18, são relacionados os dados das linhas, conforme a entrada no ANAREDE.

Por fim, nas Tabelas 19 e 20 estão os dados das máquinas e reguladores de tensão, conforme no arquivo de entrada do PacDyn.

As máquinas, diferentemente de [6], foram representadas pelo modelo 4 da Seção 2.4.2.2, e foram utilizados RTs de primeira ordem em todos os geradores, modelo indicado pela Figura D.1, nos quais  $K_a$  foi ajustado em 200 e  $T_a$  foi ajustado em 0,01 s.

Tabela 15 – Arquivo de saída do fluxo de potência no ANAREDE.

X		X		X		X		X	
NUM.	TP	TENSAO		GERACAO		CARGA		MW	Mvar
		MOD	ANG	MW	Mvar\	MW	Mvar		
X		X		X		X		X	
					CE	Mvar			
1	1	1.045	-9.9	250.0		82.4		0.0	0.0
2	1	0.980	-3.4	545.0		116.8		0.0	0.0
3	1	0.983	-1.4	650.0		134.6		0.0	0.0
4	1	0.997	-1.4	632.0		90.3		0.0	0.0
5	1	1.011	-2.9	505.0		154.5		0.0	0.0
6	1	1.050	1.4	700.0		200.8		0.0	0.0
7	1	1.063	3.6	560.0		87.8		0.0	0.0
8	1	1.030	-4.1	540.0		-24.1		0.0	0.0
9	1	1.025	0.7	800.0		-8.0		0.0	0.0
10	1	1.010	-10.2	500.0		-37.4		0.0	0.0
11	1	1.000	-8.2	1000.0		-61.7		0.0	0.0
12	1	1.016	-21.3	1350.0		187.1		0.0	0.0
13	1	1.011	-26.3	3591.0		784.8		0.0	0.0
14	1	1.000	10.3	1785.0		-27.8		0.0	0.0
15	1	1.000	-0.3	1000.0		68.5		0.0	0.0
16	2	1.000	0.0	3360.3		11.3		0.0	0.0
17	0	1.032	-33.1	0.0		0.0		6000.0	300.0
18	0	1.005	-5.8	0.0		0.0		2470.0	123.0
19	0	1.053	-6.6	0.0		0.0		0.0	0.0
20	0	0.992	-8.1	0.0		0.0		680.0	103.0
21	0	1.037	-8.6	0.0		0.0		274.0	115.0
22	0	1.053	-3.9	0.0		0.0		0.0	0.0
23	0	1.048	-4.2	0.0		0.0		248.0	85.0
24	0	1.045	-11.0	0.0		0.0		309.0	-92.0
25	0	1.065	-10.8	0.0		0.0		224.0	47.0
26	0	1.062	-11.8	0.0		0.0		139.0	17.0
27	0	1.050	-13.5	0.0		0.0		281.0	76.0
28	0	1.055	-8.7	0.0		0.0		206.0	28.0
29	0	1.053	-6.1	0.0		0.0		284.0	27.0
30	0	1.065	-19.3	0.0		0.0		0.0	0.0
31	0	1.069	-17.4	0.0		0.0		0.0	0.0
32	0	1.057	-15.6	0.0		0.0		0.0	0.0
33	0	1.064	-19.4	0.0		0.0		112.0	0.0
34	0	1.076	-24.8	0.0		0.0		0.0	0.0
35	0	1.031	-25.7	0.0		0.0		0.0	0.0
36	0	1.047	-27.0	0.0		0.0		102.0	-19.5
37	0	1.045	-12.6	0.0		0.0		0.0	0.0
38	0	1.072	-18.5	0.0		0.0		0.0	0.0
39	0	1.032	-36.8	0.0		0.0		267.0	12.6
40	0	1.108	-13.6	0.0		0.0		65.6	23.5

Tabela 16 – Arquivo de saída do fluxo de potência no ANAREDE (cont.).

X		TENSAO		GERACAO			CARGA		X
NUM.	TP	MOD	ANG	MW	Mvar\		MW	Mvar	
X		X	X	X	CE	Mvar	X	X	X
41	0	1.001	8.7	0.0	0.0		1000.0	250.0	
42	0	0.999	-1.1	0.0	0.0		1150.0	250.0	
43	0	1.033	-35.2	0.0	0.0		0.0	0.0	
44	0	1.032	-35.3	0.0	0.0		267.6	4.8	
45	0	1.055	-28.0	0.0	0.0		208.0	21.0	
46	0	1.063	-19.9	0.0	0.0		150.7	28.5	
47	0	1.099	-19.0	0.0	0.0		203.1	32.6	
48	0	1.109	-17.9	0.0	0.0		241.2	2.2	
49	0	1.054	-19.3	0.0	0.0		164.0	29.0	
50	0	1.068	-18.3	0.0	0.0		100.0	-147.0	
51	0	1.072	-26.1	0.0	0.0		337.0	-122.0	
52	0	1.044	-13.5	0.0	0.0		158.0	30.0	
53	0	1.072	-18.6	0.0	0.0		252.7	118.6	
54	0	1.057	-12.3	0.0	0.0		0.0	0.0	
55	0	1.045	-13.8	0.0	0.0		322.0	2.0	
56	0	1.030	-12.9	0.0	0.0		200.0	73.6	
57	0	1.027	-12.4	0.0	0.0		0.0	0.0	
58	0	1.028	-11.8	0.0	0.0		0.0	0.0	
59	0	1.021	-14.1	0.0	0.0		234.0	84.0	
60	0	1.022	-14.6	0.0	0.0		208.8	70.8	
61	0	1.048	-22.3	0.0	0.0		104.0	125.0	
62	0	1.032	-9.3	0.0	0.0		0.0	0.0	
63	0	1.029	-10.2	0.0	0.0		0.0	0.0	
64	0	1.072	-10.1	0.0	0.0		9.0	88.0	
65	0	1.031	-10.0	0.0	0.0		0.0	0.0	
66	0	1.031	-11.5	0.0	0.0		0.0	0.0	
67	0	1.027	-12.4	0.0	0.0		320.0	153.0	
68	0	1.040	-11.2	0.0	0.0		329.0	32.0	

Tabela 17 – Dados de linha do sistema NYNE.

DLIN	O	(Pa)	NcEP	(R%)	(X%)	(Mvar)	(Tap)
54	1	1			1.81		1.025
58	2	1			2.50		1.070
62	3	1			2.00		1.070
19	4	1		.07	1.42		1.070
20	5	1		.09	1.80		1.009
22	6	1			1.43		1.025
23	7	1		.05	2.72		
25	8	1		.06	2.32		1.025
29	9	1		.08	1.56		1.025
31	10	1			2.60		1.040
32	11	1			1.30		1.040
36	12	1			0.75		1.040
17	13	1			0.33		1.040
41	14	1			0.15		1.000
42	15	1			0.15		1.000
18	16	1			0.30		1.000
36	17	1		.05	0.45	32.	
49	18	1		.76	11.41	116.	
68	19	1		.16	1.95	30.4	
19	20	1		.07	1.38		1.060
68	21	1		.08	1.35	25.48	
21	22	1		.08	1.40	25.65	
22	23	1		.06	0.96	18.46	
23	24	1		.22	3.50	36.10	
68	24	1		.03	.59	6.80	
54	25	1		.70	0.86	14.60	
25	26	1		.32	3.23	53.10	
37	27	1		.13	1.73	32.16	
26	27	1		.14	1.47	23.96	
26	28	1		.43	4.74	78.02	
26	29	1		.57	6.25	102.9	
28	29	1		.14	1.51	24.90	
53	30	1		.08	.74	48.00	
61	30	1		.19	1.83	29.00	
61	30	2		.19	1.83	29.00	
30	31	1		.13	1.87	33.30	
53	31	1		.16	1.63	25.00	
30	32	1		.24	2.88	48.80	
32	33	1		.08	.99	16.80	
33	34	1		.11	1.57	20.20	
35	34	1		.01	.74		.946

Tabela 18 – Dados de linha do sistema NYNE (cont.).

DLIN (De)	O	(Pa)	NcEP	(R%)	(X%)	(Mvar)	(Tap)
34		36	1	.33	1.11	145.0	
61		36	1	.22	1.96	34.00	
61		36	2	.22	1.96	34.00	
68		37	1	.07	.89	13.42	
31		38	1	.11	1.47	24.70	
33		38	1	.36	4.44	69.30	
41		40	1	.60	8.40	315.0	
48		40	1	.20	2.20	128.0	
42		41	1	.40	6.00	225.0	
18		42	1	.40	6.00	225.0	
17		43	1	.05	2.76		
39		44	1		4.11		
43		44	1	.01	0.11		
35		45	1	.07	1.75	139.0	
39		45	1		8.39		
44		45	1	.25	7.30		
38		46	1	.22	2.84	43.00	
53		47	1	.13	1.88	131.0	
47		48	1	.25	2.68	40.00	
47		48	2	.25	2.68	40.00	
46		49	1	.18	2.74	27.00	
45		51	1	.04	1.05	72.00	
50		51	1	.09	2.21	162.0	
37		52	1	.07	.82	13.19	
55		52	1	.11	1.33	21.38	
53		54	1	.35	4.11	69.87	
54		55	1	.13	1.51	25.72	
55		56	1	.13	2.13	22.14	
56		57	1	.08	1.28	13.42	
57		58	1	.02	.26	4.34	
58		59	1	.06	.92	11.30	
57		60	1	.08	1.12	14.76	
59		60	1	.04	.46	7.80	
60		61	1	.23	3.63	38.04	
58		63	1	.07	.82	13.89	
62		63	1	.04	.43	7.29	
64		63	1	.16	4.35		1.060
62		65	1	.04	.43	7.29	
64		65	1	.16	4.35		1.060
56		66	1	.08	1.29	13.82	
65		66	1	.09	1.01	17.23	
66		67	1	.18	2.17	36.60	
67		68	1	.09	.94	17.10	
53		27	1	3.2	32.0	41.00	

Tabela 19 – Dados das máquinas do sistema NYNE.

```

TITU
    /// TEST SYSTEM #3 (NEW ENGLAND SYSTEM)
    ///
    /// Paper "COMPUTING DOMINANT POLES OF VERY HIGH ORDER
    TRANSFER
    ///
    /// FUNCTIONS" (Reference #17)
    ///

DSYS
# N = Network File: A = ANAREDE Formatted File
#                       H = ANAREDE History File
#                       P = PACDYN Formatted File (DEFAULT)
# P = Network printout | T = Initial conditions test | V =
    Voltstab analysis
#(freq) (base) (no) N P T V
60.000 100.00 0001 H Y Y N
DGEN
#)RM(Base)(-HH-)(-X'd)(-X'q)(-Xd-)(-Xq-)(-Ra-)(T'd0)(T'q0)(-D-)
#) (-X"d)(-X"q)(T"d0)(T"q0)(-Xl-)(-A--)(-B--)(-C--)(-Xt-)
01 4 100.0 42. 0.031 0.028 0.1 0.069 0.0 10.2 1.5 4.0
01 0.025 0.05 0.035 0.012
02 4 100.0 30.2 0.069 0.060 0.295 0.282 0.0 6.56 1.5 9.75
02 0.050 0.05 0.035 0.035
03 4 100.0 35.8 0.053 0.050 0.249 0.237 0.0 5.7 1.5 10.0
03 0.045 0.05 0.035 0.030
04 4 100.0 28.6 0.043 0.040 0.262 0.258 0.0 5.69 1.5 10.0
04 0.035 0.05 0.035 0.029
05 4 100.0 26. 0.066 0.060 0.33 0.31 0.0 5.4 0.44 3.0
05 0.050 0.05 0.035 0.027
06 4 100.0 34.8 0.050 0.045 0.254 0.241 0.0 7.3 0.4 10.0
06 0.040 0.05 0.035 0.022
07 4 100.0 26.4 0.049 0.045 0.295 0.292 0.0 5.66 1.5 8.0
07 0.040 0.05 0.035 0.032
08 4 100.0 24.3 0.057 0.050 0.290 0.280 0.0 6.7 0.41 9.0
08 0.045 0.05 0.035 0.028
09 4 100.0 34.5 0.057 0.050 0.210 0.205 0.0 4.79 1.96 14.0
09 0.045 0.05 0.035 0.029
10 4 100.0 31. 0.045 0.045 0.169 0.115 0.0 9.37 1.5 5.56
10 0.040 0.05 0.035 0.019
11 4 100.0 28.2 0.018 0.015 0.128 0.123 0.0 4.1 1.5 13.6
11 0.012 0.05 0.035 0.010
12 4 100.0 92.3 0.031 0.028 0.101 0.095 0.0 7.4 1.5 13.5
12 0.025 0.05 0.035 0.022
13 4 200.0 248. 0.005 0.005 0.029 0.028 0.0 5.9 1.5 33.0
13 0.004 0.05 0.035 0.003
14 4 100.0 300. 0.002 0.002 0.018 0.017 0.0 4.1 1.5 100.
14 0.0023 0.05 0.035 0.001
15 4 100.0 300. 0.002 0.002 0.018 0.017 0.0 4.1 1.5 100.
15 0.0023 0.05 0.035 0.001
16R4 200.0 225. 0.007 0.006 0.035 0.033 0.0 7.8 1.5 50.0
16 0.0055 0.05 0.035 0.004
#
-999

```

Tabela 20 – Dados dos reguladores de tensão do sistema NYNE.

```
DAVR
#bus no(-Ka-)(-Ta-)(Vc)M
01 200.0 0.010 013
02 200.0 0.010 023
03 200.0 0.010 033
04 200.0 0.010 043
05 200.0 0.010 053
06 200.0 0.010 063
07 200.0 0.010 073
08 200.0 0.010 083
09 200.0 0.010 093
10 200.0 0.010 103
11 200.0 0.010 113
12 200.0 0.010 123
13 200.0 0.010 133
14 200.0 0.010 143
15 200.0 0.010 153
16 200.0 0.010 163
#
-999
END
```



**APÊNDICE F – AUTOVALORES DO SISTEMA  
NYNE SEM PSS**



Neste apêndice são exibidas nas Tabelas 21 a 26 os 22 autovalores menos amortecidos do sistema NYNE sem PSSs para os Pontos de Operação (PO) 1 a 6, como foram definidos na Seção 6.3, na Tabela 5.

Os autovalores são apresentados na forma  $s = \sigma + j\omega$ , as frequências  $f$  são dadas em Hz e  $\xi$  são os amortecimentos.

Também são exibidos os estados de maior fator de participação (FP) de cada modo, onde WW indica  $\Delta\omega$  e DELT indica  $\Delta\delta$ . Os autovalores relacionados a  $\Delta\omega$  e  $\Delta\delta$  são modos eletromecânicos.

O sistema apresenta dois modos instáveis e nove modos mal amortecidos na condição de operação nominal.

Tabela 21 – Autovalores menos amortecidos do sistema nominal (PO1) sem PSSs.

$\sigma$	$\omega$	Módulo	$f$	$\xi$	FP
0,16079	7,2898	7,2916	1,1602	-2,21%	DELT Gerador # 9
0,16079	-7,2898	7,2916	-1,1602	-2,21%	
0,07878	6,9828	6,9832	1,1113	-1,13%	WW Gerador # 2
0,07878	-6,9828	6,9832	-1,1113	-1,13%	
-0,00576	6,3191	6,3191	1,0057	0,09%	DELT Gerador # 12
-0,00576	-6,3191	6,3191	-1,0057	0,09%	
-0,05038	7,3311	7,3313	1,1668	0,69%	WW Gerador # 3
-0,05038	-7,3311	7,3313	-1,1668	0,69%	
-0,04919	4,1306	4,1309	0,65741	1,19%	WW Gerador # 13
-0,04919	-4,1306	4,1309	-0,65741	1,19%	
-0,10765	6,747	6,7478	1,0738	1,60%	WW Gerador # 5
-0,10765	-6,747	6,7478	-1,0738	1,60%	
-0,08736	3,1813	3,1825	0,50632	2,75%	DELT Gerador # 14
-0,08736	-3,1813	3,1825	-0,50632	2,75%	
-0,21504	7,1858	7,189	1,1436	2,99%	DELT Gerador # 10
-0,21504	-7,1858	7,189	-1,1436	2,99%	
-0,07978	2,5172	2,5184	0,40062	3,17%	DELT Gerador # 13
-0,07978	-2,5172	2,5184	-0,40062	3,17%	
-0,25536	7,182	7,1865	1,143	3,55%	DELT Gerador # 10
-0,25536	-7,182	7,1865	-1,143	3,55%	
-0,18916	4,0579	4,0623	0,64584	4,66%	DELT Gerador # 15
-0,18916	-4,0579	4,0623	-0,64584	4,66%	

Tabela 22 – Autovalores menos amortecidos do PO2 sem PSSs.

$\sigma$	$\omega$	Módulo	$f$	$\xi$	FP
0,15193	7,3378	7,3394	1,1679	-2,07%	DELT Gerador # 9
0,15193	-7,3378	7,3394	-1,1679	-2,07%	
0,06807	6,8787	6,879	1,0948	-0,99%	DELT Gerador # 2
0,06807	-6,8787	6,879	-1,0948	-0,99%	
-0,00911	6,2934	6,2934	1,0016	0,14%	DELT Gerador # 12
-0,00911	-6,2934	6,2934	-1,0016	0,14%	
-0,06382	7,3102	7,3104	1,1634	0,87%	WW Gerador # 3
-0,06382	-7,3102	7,3104	-1,1634	0,87%	
-0,04951	3,5094	3,5097	0,55853	1,41%	DELT Gerador # 13
-0,04951	-3,5094	3,5097	-0,55853	1,41%	
-0,11284	6,6509	6,6518	1,0585	1,70%	WW Gerador # 5
-0,11284	-6,6509	6,6518	-1,0585	1,70%	
-0,17819	7,1645	7,1668	1,1403	2,49%	WW Gerador # 6
-0,17819	-7,1645	7,1668	-1,1403	2,49%	
-0,07889	3,1387	3,1397	0,49954	2,51%	DELT Gerador # 14
-0,07889	-3,1387	3,1397	-0,49954	2,51%	
-0,06329	2,4129	2,4137	0,38402	2,62%	DELT Gerador # 13
-0,06329	-2,4129	2,4137	-0,38402	2,62%	
-0,25225	7,0316	7,0361	1,1191	3,59%	DELT Gerador # 10
-0,25225	-7,0316	7,0361	-1,1191	3,59%	
-0,19207	4,0572	4,0617	0,64572	4,73%	DELT Gerador # 15
-0,19207	-4,0572	4,0617	-0,64572	4,73%	

Tabela 23 – Autovalores menos amortecidos do PO3 sem PSSs.

$\sigma$	$\omega$	Módulo	$f$	$\xi$	FP
0,12052	7,2774	7,2784	1,1582	-1,66%	WW Gerador # 9
0,12052	-7,2774	7,2784	-1,1582	-1,66%	
-0,0001	6,6788	6,6788	1,063	0,00%	DELT Gerador # 2
-0,0001	-6,6788	6,6788	-1,063	0,00%	
-0,00659	6,2953	6,2953	1,0019	0,10%	DELT Gerador # 12
-0,00659	-6,2953	6,2953	-1,0019	0,10%	
-0,04375	6,8644	6,8645	1,0925	0,64%	DELT Gerador # 1
-0,04375	-6,8644	6,8645	-1,0925	0,64%	
-0,06764	7,304	7,3043	1,1625	0,93%	WW Gerador # 3
-0,06764	-7,304	7,3043	-1,1625	0,93%	
-0,05783	3,4142	3,4147	0,54338	1,69%	DELT Gerador # 13
-0,05783	-3,4142	3,4147	-0,54338	1,69%	
-0,06804	3,0971	3,0979	0,49292	2,20%	DELT Gerador # 14
-0,06804	-3,0971	3,0979	-0,49292	2,20%	
-0,06873	2,4725	2,4734	0,39351	2,78%	DELT Gerador # 13
-0,06873	-2,4725	2,4734	-0,39351	2,78%	
-0,21731	7,2241	7,2273	1,1497	3,01%	WW Gerador # 1
-0,21731	-7,2241	7,2273	-1,1497	3,01%	
-0,22117	7,1328	7,1363	1,1352	3,10%	DELT Gerador # 10
-0,22117	-7,1328	7,1363	-1,1352	3,10%	
-0,19201	4,0585	4,063	0,64592	4,73%	DELT Gerador # 15
-0,19201	-4,0585	4,063	-0,64592	4,73%	

Tabela 24 – Autovalores menos amortecidos do PO4 sem PSSs.

$\sigma$	$\omega$	Módulo	$f$	$\xi$	FP
0,12333	7,2645	7,2656	1,1562	-1,70%	DELT Gerador # 9
0,12333	-7,2645	7,2656	-1,1562	-1,70%	
0,08765	6,979	6,9795	1,1107	-1,26%	WW Gerador # 2
0,08765	-6,979	6,9795	-1,1107	-1,26%	
-0,00622	6,3143	6,3143	1,005	0,10%	DELT Gerador # 12
-0,00622	-6,3143	6,3143	-1,005	0,10%	
-0,05332	7,3284	7,3286	1,1664	0,73%	WW Gerador # 3
-0,05332	-7,3284	7,3286	-1,1664	0,73%	
-0,04954	4,0601	4,0604	0,64619	1,22%	DELT Gerador # 13
-0,04954	-4,0601	4,0604	-0,64619	1,22%	
-0,10446	6,7408	6,7416	1,0728	1,55%	WW Gerador # 5
-0,10446	-6,7408	6,7416	-1,0728	1,55%	
-0,08712	3,1791	3,1803	0,50597	2,74%	DELT Gerador # 14
-0,08712	-3,1791	3,1803	-0,50597	2,74%	
-0,22141	7,2065	7,2099	1,147	3,07%	DELT Gerador # 10
-0,22141	-7,2065	7,2099	-1,147	3,07%	
-0,07903	2,5101	2,5113	0,39949	3,15%	DELT Gerador # 13
-0,07903	-2,5101	2,5113	-0,39949	3,15%	
-0,24014	7,1538	7,1578	1,1386	3,35%	DELT Gerador # 10
-0,24014	-7,1538	7,1578	-1,1386	3,35%	
-0,18976	4,0591	4,0635	0,64602	4,67%	DELT Gerador # 15
-0,18976	-4,0591	4,0635	-0,64602	4,67%	

Tabela 25 – Autovalores menos amortecidos do PO5 sem PSSs.

$\sigma$	$\omega$	Módulo	$f$	$\xi$	FP
0,18389	7,3052	7,3075	1,1627	-2,52%	WW Gerador # 9
0,18389	-7,3052	7,3075	-1,1627	-2,52%	
0,06048	6,8467	6,8469	1,0897	-0,88%	WW Gerador # 2
0,06048	-6,8467	6,8469	-1,0897	-0,88%	
-0,01793	6,3228	6,3228	1,0063	0,28%	DELT Gerador # 12
-0,01793	-6,3228	6,3228	-1,0063	0,28%	
-0,06698	7,307	7,3073	1,1629	0,92%	WW Gerador # 3
-0,06698	-7,307	7,3073	-1,1629	0,92%	
-0,05286	3,9836	3,984	0,63401	1,33%	DELT Gerador # 13
-0,05286	-3,9836	3,984	-0,63401	1,33%	
-0,1596	6,6476	6,6495	1,058	2,40%	DELT Gerador # 10
-0,1596	-6,6476	6,6495	-1,058	2,40%	
-0,08635	3,1727	3,1739	0,50495	2,72%	DELT Gerador # 14
-0,08635	-3,1727	3,1739	-0,50495	2,72%	
-0,21757	7,2008	7,204	1,146	3,02%	WW Gerador # 1
-0,21757	-7,2008	7,204	-1,146	3,02%	
-0,22423	7,077	7,0805	1,1263	3,17%	DELT Gerador # 10
-0,22423	-7,077	7,0805	-1,1263	3,17%	
-0,07987	2,454	2,4553	0,39056	3,25%	DELT Gerador # 13
-0,07987	-2,454	2,4553	-0,39056	3,25%	
-0,17278	4,06	4,0636	0,64616	4,25%	DELT Gerador # 15
-0,17278	-4,06	4,0636	-0,64616	4,25%	

Tabela 26 – Autovalores menos amortecidos do PO6 sem PSSs.

$\sigma$	$\omega$	Módulo	$f$	$\xi$	FP
0,17082	7,2891	7,2911	1,1601	-2,34%	DELT Gerador # 9
0,17082	-7,2891	7,2911	-1,1601	-2,34%	
0,07908	6,9786	6,979	1,1107	-1,13%	WW Gerador # 2
0,07908	-6,9786	6,979	-1,1107	-1,13%	
-0,00612	6,3194	6,3194	1,0058	0,10%	DELT Gerador # 12
-0,00612	-6,3194	6,3194	-1,0058	0,10%	
-0,04951	7,3315	7,3317	1,1668	0,68%	WW Gerador # 3
-0,04951	-7,3315	7,3317	-1,1668	0,68%	
-0,05254	4,1329	4,1333	0,65778	1,27%	WW Gerador # 13
-0,05254	-4,1329	4,1333	-0,65778	1,27%	
-0,11637	6,742	6,743	1,073	1,73%	WW Gerador # 5
-0,11637	-6,742	6,743	-1,073	1,73%	
-0,08573	3,1796	3,1808	0,50605	2,70%	DELT Gerador # 14
-0,08573	-3,1796	3,1808	-0,50605	2,70%	
-0,20927	7,1767	7,1798	1,1422	2,91%	WW Gerador # 6
-0,20927	-7,1767	7,1798	-1,1422	2,91%	
-0,07993	2,5105	2,5117	0,39955	3,18%	DELT Gerador # 13
-0,07993	-2,5105	2,5117	-0,39955	3,18%	
-0,26777	7,1829	7,1879	1,1432	3,73%	DELT Gerador # 10
-0,26777	-7,1829	7,1879	-1,1432	3,73%	
-0,18873	4,0596	4,064	0,64611	4,64%	DELT Gerador # 15
-0,18873	-4,0596	4,064	-0,64611	4,64%	



**APÊNDICE G – AUTOVALORES DO SISTEMA  
NYNE COM PSSs**



Neste apêndice são exibidas nas Tabelas 27 a 32 os 22 autovalores menos amortecidos do sistema NYNE para os Pontos de Operação (PO) 1 a 6 com PSS2Bs, conforme o projeto apresentado na Seção 6.3.

Os autovalores são apresentados na forma  $s = \sigma + j\omega$ , as frequências  $f$  são dadas em Hz e  $\xi$  são os amortecimentos.

Também são exibidos os estados de maior fator de participação (FP) de cada modo, onde WW indica  $\Delta\omega$ , DELT indica  $\Delta\delta$ , EQ' é a tensão transitória de eixo em quadratura  $\Delta E'_q$  e EQ'' é a tensão sub-transitória de eixo em quadratura  $\Delta E''_q$ . Os autovalores relacionados a  $\Delta\omega$  e  $\Delta\delta$  são modos eletromecânicos, enquanto autovalores relacionados a  $\Delta E'_q$  e  $\Delta E''_q$  são modos de excitatrizes. Na lista, também há alguns modos atribuídos ao PSS da máquina 13.

Tabela 27 – Autovalores menos amortecidos do PO1 com PSSs.

$\sigma$	$\omega$	Módulo	$f$	$\xi$	FP
-4,3009	29,07	29,387	4,6267	14,64%	EQ' Gerador # 14
-4,3009	-29,07	29,387	-4,6267	14,64%	
-0,46445	3,1312	3,1655	0,49835	14,67%	DELT Gerador # 14
-0,46445	-3,1312	3,1655	-0,49835	14,67%	
-0,57694	3,8888	3,9314	0,61892	14,68%	DELT Gerador # 15
-0,57694	-3,8888	3,9314	-0,61892	14,68%	
-9,4954	63,112	63,823	10,045	14,88%	EQ' Gerador # 2
-9,4954	-63,112	63,823	-10,045	14,88%	
-4,8734	28,456	28,87	4,5289	16,88%	EQ' Gerador # 15
-4,8734	-28,456	28,87	-4,5289	16,88%	
-1,4485	7,5218	7,66	1,1971	18,91%	WW Gerador # 4
-1,4485	-7,5218	7,66	-1,1971	18,91%	
-4,7595	23,831	24,302	3,7929	19,58%	EQ' Gerador # 13
-4,7595	-23,831	24,302	-3,7929	19,58%	
-0,00122	0,0057	0,00583	0,00091	20,87%	PSS # 13
-0,00122	-0,0057	0,00583	-0,00091	20,87%	
-6,2335	29,197	29,855	4,6468	20,88%	EQ' Gerador # 9
-6,2335	-29,197	29,855	-4,6468	20,88%	
-12,206	50,025	51,492	7,9617	23,70%	EQ'' Gerador # 10
-12,206	-50,025	51,492	-7,9617	23,70%	
-5,5323	22,013	22,697	3,5034	24,37%	EQ' Gerador # 11
-5,5323	-22,013	22,697	-3,5034	24,37%	

Tabela 28 – Autovalores menos amortecidos do PO2 com PSSs.

$\sigma$	$\omega$	Módulo	$f$	$\xi$	FP
-0,46308	3,1395	3,1734	0,49966	14,59%	DELT Gerador # 14
-0,46308	-3,1395	3,1734	-0,49966	14,59%	
-4,2857	29,055	29,37	4,6243	14,59%	EQ' Gerador # 14
-4,2857	-29,055	29,37	-4,6243	14,59%	
-0,57435	3,8888	3,931	0,61892	14,61%	DELT Gerador # 15
-0,57435	-3,8888	3,931	-0,61892	14,61%	
-9,8539	62,449	63,222	9,9391	15,59%	EQ' Gerador # 2
-9,8539	-62,449	63,222	-9,9391	15,59%	
-4,8748	28,461	28,875	4,5297	16,88%	EQ' Gerador # 15
-4,8748	-28,461	28,875	-4,5297	16,88%	
-1,4336	7,5044	7,6401	1,1944	18,76%	WW Gerador # 4
-1,4336	-7,5044	7,6401	-1,1944	18,76%	
-6,0012	30,176	30,767	4,8026	19,51%	EQ' Gerador # 9
-6,0012	-30,176	30,767	-4,8026	19,51%	
-4,8163	23,873	24,354	3,7995	19,78%	EQ' Gerador # 13
-4,8163	-23,873	24,354	-3,7995	19,78%	
-0,00122	0,00571	0,00584	0,00091	20,84%	PSS # 13
-0,00122	-0,00571	0,00584	-0,00091	20,84%	
-5,2947	22,213	22,835	3,5353	23,19%	EQ' Gerador # 11
-5,2947	-22,213	22,835	-3,5353	23,19%	
-12,282	49,992	51,478	7,9564	23,86%	EQ'' Gerador # 10
-12,282	-49,992	51,478	-7,9564	23,86%	

Tabela 29 – Autovalores menos amortecidos do PO3 com PSSs.

$\sigma$	$\omega$	Módulo	$f$	$\xi$	FP
-4,3002	29,056	29,373	4,6244	14,64%	EQ' Gerador # 14
-4,3002	-29,056	29,373	-4,6244	14,64%	
-0,57623	3,8886	3,9311	0,61889	14,66%	DELT Gerador # 15
-0,57623	-3,8886	3,9311	-0,61889	14,66%	
-0,46808	3,1377	3,1724	0,49938	14,75%	DELT Gerador # 14
-0,46808	-3,1377	3,1724	-0,49938	14,75%	
-10,15	61,456	62,289	9,7811	16,30%	EQ' Gerador # 2
-10,15	-61,456	62,289	-9,7811	16,30%	
-4,8719	28,458	28,872	4,5293	16,87%	EQ' Gerador # 15
-4,8719	-28,458	28,872	-4,5293	16,87%	
-1,434	7,4971	7,633	1,1932	18,79%	WW Gerador # 4
-1,434	-7,4971	7,633	-1,1932	18,79%	
-4,7904	23,861	24,337	3,7976	19,68%	EQ' Gerador # 13
-4,7904	-23,861	24,337	-3,7976	19,68%	
-0,00121	0,00571	0,00584	0,00091	20,78%	PSS # 13
-0,00121	-0,00571	0,00584	-0,00091	20,78%	
-6,853	30,38	31,143	4,8351	22,00%	EQ' Gerador # 9
-6,853	-30,38	31,143	-4,8351	22,00%	
-5,3241	22,284	22,912	3,5467	23,24%	EQ' Gerador # 11
-5,3241	-22,284	22,912	-3,5467	23,24%	
-12,456	49,68	51,218	7,9069	24,32%	EQ'' Gerador # 10
-12,456	-49,68	51,218	-7,9069	24,32%	

Tabela 30 – Autovalores menos amortecidos do PO4 com PSSs.

$\sigma$	$\omega$	Módulo	$f$	$\xi$	FP
-4,301	29,068	29,384	4,6263	14,64%	EQ' Gerador # 14
-4,301	-29,068	29,384	-4,6263	14,64%	
-0,57651	3,8889	3,9314	0,61894	14,66%	DELT Gerador # 15
-0,57651	-3,8889	3,9314	-0,61894	14,66%	
-0,46468	3,1315	3,1658	0,49839	14,68%	DELT Gerador # 14
-0,46468	-3,1315	3,1658	-0,49839	14,68%	
-9,5363	63,033	63,751	10,032	14,96%	EQ' Gerador # 2
-9,5363	-63,033	63,751	-10,032	14,96%	
-4,873	28,457	28,871	4,529	16,88%	EQ' Gerador # 15
-4,873	-28,457	28,871	-4,529	16,88%	
-1,444	7,5135	7,651	1,1958	18,87%	WW Gerador # 4
-1,444	-7,5135	7,651	-1,1958	18,87%	
-4,7704	23,831	24,304	3,7929	19,63%	EQ' Gerador # 13
-4,7704	-23,831	24,304	-3,7929	19,63%	
-6,1694	29,362	30,003	4,6731	20,56%	EQ' Gerador # 9
-6,1694	-29,362	30,003	-4,6731	20,56%	
-0,00122	0,0057	0,00583	0,00091	20,87%	PSS # 13
-0,00122	-0,0057	0,00583	-0,00091	20,87%	
-12,267	49,924	51,409	7,9456	23,86%	EQ'' Gerador # 10
-12,267	-49,924	51,409	-7,9456	23,86%	
-5,5083	22,065	22,742	3,5117	24,22%	EQ' Gerador # 11
-5,5083	-22,065	22,742	-3,5117	24,22%	

Tabela 31 – Autovalores menos amortecidos do PO5 com PSSs.

$\sigma$	$\omega$	Módulo	$f$	$\xi$	FP
-4,2915	29,09	29,405	4,6299	14,59%	EQ' Gerador # 14
-4,2915	-29,09	29,405	-4,6299	14,59%	
-0,57536	3,8791	3,9216	0,61739	14,67%	DELT Gerador # 15
-0,57536	-3,8791	3,9216	-0,61739	14,67%	
-0,47012	3,128	3,1632	0,49784	14,86%	DELT Gerador # 14
-0,47012	-3,128	3,1632	-0,49784	14,86%	
-9,8992	62,315	63,097	9,9178	15,69%	EQ' Gerador # 2
-9,8992	-62,315	63,097	-9,9178	15,69%	
-4,8759	28,455	28,87	4,5288	16,89%	EQ' Gerador # 15
-4,8759	-28,455	28,87	-4,5288	16,89%	
-4,5255	23,972	24,395	3,8153	18,55%	EQ' Gerador # 13
-4,5255	-23,972	24,395	-3,8153	18,55%	
-1,4453	7,5169	7,6546	1,1964	18,88%	WW Gerador # 4
-1,4453	-7,5169	7,6546	-1,1964	18,88%	
-6,0953	29,08	29,712	4,6282	20,51%	EQ' Gerador # 9
-6,0953	-29,08	29,712	-4,6282	20,51%	
-0,00124	0,00575	0,00588	0,00091	21,05%	PSS # 13
-0,00124	-0,00575	0,00588	-0,00091	21,05%	
-11,832	50,45	51,819	8,0293	22,83%	EQ'' Gerador # 10
-11,832	-50,45	51,819	-8,0293	22,83%	
-2,1604	8,8746	9,1338	1,4124	23,65%	DELT Gerador # 11
-2,1604	-8,8746	9,1338	-1,4124	23,65%	

Tabela 32 – Autovalores menos amortecidos do PO6 com PSSs.

$\sigma$	$\omega$	Módulo	$f$	$\xi$	FP
-0,5743	3,8912	3,9333	0,6193	14,60%	DELT Gerador # 15
-0,5743	-3,8912	3,9333	-0,6193	14,60%	
-4,3281	29,084	29,404	4,6288	14,72%	EQ' Gerador # 14
-4,3281	-29,084	29,404	-4,6288	14,72%	
-0,46589	3,1283	3,1628	0,49788	14,73%	DELT Gerador # 14
-0,46589	-3,1283	3,1628	-0,49788	14,73%	
-9,4536	63,152	63,856	10,051	14,80%	EQ' Gerador # 2
-9,4536	-63,152	63,856	-10,051	14,80%	
-5,086	29,844	30,275	4,7499	16,80%	EQ' Gerador # 9
-5,086	-29,844	30,275	-4,7499	16,80%	
-4,8709	28,455	28,868	4,5287	16,87%	EQ' Gerador # 15
-4,8709	-28,455	28,868	-4,5287	16,87%	
-1,4456	7,5224	7,6601	1,1972	18,87%	WW Gerador # 4
-1,4456	-7,5224	7,6601	-1,1972	18,87%	
-4,7817	23,837	24,312	3,7938	19,67%	EQ' Gerador # 13
-4,7817	-23,837	24,312	-3,7938	19,67%	
-0,00123	0,00572	0,00585	0,00091	20,96%	PSS # 13
-0,00123	-0,00572	0,00585	-0,00091	20,96%	
-12,268	50,045	51,527	7,965	23,81%	EQ'' Gerador # 10
-12,268	-50,045	51,527	-7,965	23,81%	
-5,5408	22,021	22,708	3,5048	24,40%	EQ' Gerador # 11
-5,5408	-22,021	22,708	-3,5048	24,40%	