

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Departamento de Sistemas de Energia Elétrica

Aplicação do Transformador Defasador para o Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas de Baixa Frequência em Sistemas de Energia Elétrica

Aline da Silva Magalhães

Orientador: *Prof. Dr. Vivaldo Fernando da Costa*

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação - FEEC - UNICAMP, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica - Área: Energia Elétrica.

Banca Examinadora

Prof. Dr. Dilson Amâncio Alves	DEE/FEIS/UNESP
Prof. Dr. Luiz Carlos Pereira da Silva	DSEE/FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Walmir de Freitas Filho	DSEE/FEEC/UNICAMP

UNICAMP - Campinas - SP

Dezembro/2006

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

Magalhães, Aline da Silva
M27a Aplicação do transformador defasador para o amortecimento de oscilações eletromecânicas de baixa frequência em sistemas de energia elétrica. / Aline da Silva Magalhães. – Campinas, SP: [s.n.], 2006.

Orientador: Vivaldo Fernando da Costa.
Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Oscilações. 2. Sistema de energia elétrica. 3. Estabilidade. 4. Transformadores Elétricos. I. Costa, Vivaldo Fernando da. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: Application of the phase shifting transformer for damping power systems low-frequency electromechanical oscillations

Palavras-chave em Inglês: Electromechanical oscillations, PSM, POD, Small-Signal angle stability, PST

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora: Dílson Amâncio Alves, Luiz Carlos Pereira da Silva, Waldir de Freitas Filho

Data da defesa: 15/12/07

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Resumo

Esta dissertação apresenta um estudo que avalia o desempenho do PST (*Phase Shifting Transformer*), equipado com um controlador suplementar, para o amortecimento de oscilações eletromecânicas de baixa frequência em sistemas de energia elétrica. O modelo dinâmico que representa o PST é implementado no Modelo de Sensibilidade de Potência (MSP). A análise da estabilidade e o projeto de estabilizadores POD (*Power Oscillation Damping*) são baseados em análise modal, bifurcações de Hopf, gráficos do lugar das raízes e técnicas de resposta em frequência e no tempo. É investigado o desempenho de diferentes sinais de entrada para os controladores. Os resultados obtidos revelam que o PST, quando equipado com estabilizadores, possui um grande potencial para manutenção da estabilidade de ângulo a pequenas perturbações de sistemas elétricos de potência.

Palavras-Chave: Oscilações Eletromecânicas, MSP, POD, Estabilidade de Ângulo a Pequenas Perturbações.

Abstract

This dissertation presents an assessment of the performance of PST (*Phase Shifting Transformer*) equipped with a supplemental controller for damping power systems low-frequency electromechanical oscillations. The dynamic model that represents the PST is implemented in the Power Sensitivity Model (PSM). The stability analysis and the design of POD (*Power Oscillation Damping*) stabilizers are based on modal analysis, Hopf bifurcations, root locus plots and time and frequency response techniques. The performance of different input signals to the controllers is investigated. The results obtained reveal that the PST, when equipped with stabilizers, has a great potential for keeping power systems small-signal angle stability.

Keywords: Electromechanical Oscillations, PSM, POD, Small-Signal Angle Stability.

“ Feliz aquele que transfere o que sabe e aprende o que ensina.”

(Cora Coralina)

*Dedico este trabalho com muito amor à minha mãezinha
e ao meu pai (in memoriam) que sempre olha por mim.*

Agradecimentos

Dedico aqui os meus agradecimentos:

- À Deus, por estar sempre iluminando meus caminhos e me dando forças para prosseguir em busca dos meus sonhos.
- Ao meu orientador, Prof. Vivaldo Fernando da Costa, pela paciência e dedicação ao longo do desenvolvimento do projeto e por ter me concedido esta oportunidade.
- À minha mãezinha, em especial, por acreditar em mim, apoiar, amar e me incentivar em todos os momentos da minha vida.
- À minha irmãzinha Angela e meu cunhado-irmão Rezio pelo amor, apoio, carinho e por sempre me encorajarem a buscar o melhor em mim.
- À minha irmã caçulinha Alana e ao meu cunhado-irmão Alan Henrique pelo amor, apoio, carinho e pela grande contribuição sem a qual jamais poderia ter chegado tão longe.
- À toda minha família pelo amor e apoio, em especial aos meus avós Lázara e Marcílio.
- Aos amigos Luiz Carlos e Roberta pelo apoio e por ajudar na adaptação à vida em Campinas.
- Aos amigos Marcelo Castro e Hugo Ayres pela amizade e contribuição técnica essenciais ao desenvolvimento deste trabalho.
- Aos amigos da Pós-Graduação: Marcelo Castro, Hugo Ayres, Igor Kopcak, Adriana Scheffer, Taciana Menezes, Patrícia Rocha e Paulo pela agradável convivência e amizade.
- Aos amigos que conheci durante o mestrado e que contribuíram de alguma forma para que a vida em Campinas fosse melhor, em especial: Alex Anderson e Noêmia Benatti.
- À CAPES, pelo apoio financeiro.

Sumário

Lista de Figuras	xv
Lista de Tabelas	xvii
Lista de Símbolos	xvii
Lista de Abreviações	xx
1 Introdução	1
1.1 Apresentação da Dissertação	4
2 Estabilidade de Sistemas Elétricos	7
2.1 Estabilidade de Ângulo	7
2.1.1 Estabilidade de Ângulo a Pequenas Perturbações	9
2.1.2 Estabilidade Transitória	9
2.2 Oscilações Eletromecânicas de Baixa Frequência	10
2.2.1 Equilíbrio Dinâmico entre Torques	12
2.2.2 Torques Sincronizante e de Amortecimento	14
2.3 Metodologias de Análise	15
2.3.1 Linearização	16
2.3.2 Análise Modal	17
2.3.3 Bifurcações de Hopf	19
3 Modelagem e Controles do PST	21
3.1 Controladores FACTS	21
3.1.1 Área de Controle dos FACTS: possibilidades	24

3.2	Trasformador Defasador	24
3.3	Princípios Básicos de Operação	26
3.4	Configuração do Circuito Conversor	27
3.5	Influência do PST em Regime Permanente	29
3.6	Modelo Dinâmico do PST	36
3.7	Modelo de Sensibilidade de Potência	37
3.7.1	Linearização	39
3.7.2	Sistemas Multimáquinas	40
3.7.3	Forma de Espaço de Estados	43
3.8	Sinal Estabilizante Suplementar	45
3.9	Inclusão do PST no Modelo do Sistema	46
3.10	Projeto do Controlador POD	51
3.10.1	Critério de Estabilidade de Nyquist	52
3.10.2	Projeto de Controladores POD utilizando MATLAB	53
4	Simulações, Análises e Resultados	57
4.1	Sistema MBI - Influência do PST	58
4.2	Sistema MBI com Ajuste Manual da Defasagem	59
4.2.1	Influência do Ângulo ϕ em Regime Permanente	60
4.3	Sistema MBI com Controle da Defasagem	63
4.3.1	Análise dos Autovalores	63
4.3.2	Amortecimento de Oscilações com o PST	63
4.3.3	Avaliação da Eficiência dos Controladores	68
4.3.4	Comparação de Desempenho dos Controladores POD	72
4.3.5	Análise Paramétrica	75
4.4	Sistemas Multimáquinas	78
4.4.1	Modo Interárea	81
4.5	Controle do Fluxo de Potência e Amortecimento de Oscilações com o PST	82
4.5.1	Estudo do Circuito de 4 Barras	83
4.5.2	Análise Dinâmica	84
4.5.3	Controlador PI	85
4.5.4	Controlador POD e PI	88

<i>SUMÁRIO</i>	xi
5 Conclusões	95
Referências bibliográficas	97
A Coeficientes de Sensibilidade de Potência	103
A.1 Sistema Isolado (Figura 3.12)	103
A.2 Sistema Isolado Incluindo um PST (Figura 3.15)	105
B Sistema Multimáquinas	107
B.1 Dados do Sistema Multimáquinas	107

Lista de Figuras

2.1	Classificação da estabilidade de sistemas de potência.	8
2.2	Malha torque-velocidade-ângulo.	12
2.3	Tipos de instabilidade angular: (a) monotônica, (b) oscilatória.	15
2.4	Trajetória de um par de autovalores complexo conjugado.	20
3.1	Diagrama esquemático do Phase Shifter.	26
3.2	Diagrama fasorial da tensão.	27
3.3	Modelo geral de um transformador.	29
3.4	Posição do tap de transformadores.	29
3.5	Enrolamento do Transformador Defasador.	30
3.6	Fases do Transformador Defasador.	31
3.7	Modelo do Transformador Defasador.	31
3.8	Transformador Ideal.	32
3.9	Rede de 4 barras.	34
3.10	Curva $[\Delta P_{23} \times \Delta \phi]$	36
3.11	Modelo linearizado do PST.	37
3.12	Máquina síncrona conectada a um barramento infinito (sistema isolado).	38
3.13	Sistema multibarras.	41
3.14	Modelo do controlador POD.	46
3.15	Gerador conectado a um barramento infinito incluindo um PST.	47
3.16	Modelo dinâmico do PST equipado com um controlador POD.	48
3.17	Divisão do controlador POD em blocos.	49
3.18	Sistema de controle com realimentação.	52

4.1	Variação da velocidade do rotor ($P_g = 0,8 p.u.$).	59
4.2	Variação da velocidade do rotor ($\phi = 0^\circ$).	60
4.3	Variação da velocidade do rotor.	61
4.4	Curva P δ : (a) Diferentes defasagens, (b) Sem e com PST.	62
4.5	Diagrama mostrando o controlador POD do PST sendo adicionado ao sistema.	64
4.6	Diagramas de <i>Nyquist</i> : (a) $\Delta\omega(s)/\Delta\phi_{ss}(s)$, (b) $[\Delta\omega(s)/\Delta\phi_{ss}(s)] \cdot POD_1(s)$	65
4.7	Diagramas de <i>Nyquist</i> : (a) $\Delta P_t(s)/\Delta\phi_{ss}(s)$, (b) $[\Delta P_t(s)/\Delta\phi_{ss}(s)] \cdot POD_2(s)$	66
4.8	Diagramas de <i>Nyquist</i> : (a) $\Delta I_t(s)/\Delta\phi_{ss}(s)$, (b) $[\Delta I_t(s)/\Delta\phi_{ss}(s)] \cdot POD_3(s)$	67
4.9	Resposta ao degrau para diferentes carregamentos com o POD_1	69
4.10	Resposta ao degrau para diferentes carregamentos com o POD_2	70
4.11	Resposta ao degrau para diferentes carregamentos com o POD_3	71
4.12	Resposta ao degrau para um carregamento de $0,8 p.u.$	72
4.13	Resposta ao degrau para um carregamento de $0,3 p.u.$	73
4.14	Resposta ao degrau para um carregamento de $1,0 p.u.$	74
4.15	Curva do amortecimento x carregamento para os três tipos de POD's.	75
4.16	Trajetória dos autovalores associados ao modo eletromecânico.	76
4.17	Trajetória da parte real dos autovalores associados ao modo eletromecânico.	77
4.18	Variação do ângulo de defasagem para o PST equipado com o POD_3	78
4.19	Sistema de duas áreas.	79
4.20	Fatores de participação: (a) Modo local 1, (b) Modo local 2.	80
4.21	Fatores de participação do modo interárea.	80
4.22	Desvio de velocidade: (a) Área_1 , (b) Área_2	81
4.23	Desvio de velocidade para todos os geradores.	82
4.24	Sistema isolado com PST.	83
4.25	Desvio do fluxo de potência com o PST sem controlador.	85
4.26	Esquema do controle de potência do PST.	86
4.27	Desvio do fluxo de potência ($\Delta P_{23} = 0$ em regime permanente).	87
4.28	Desvio do fluxo de potência ($\Delta P_{23} + \Delta P_{21} = 0$ em regime permanente).	88
4.29	Degradu na referência do controle do PST.	89
4.30	Diagrama de blocos dos controles do PST.	89
4.31	Diagramas de <i>Nyquist</i> : (a) $\Delta\omega(s)/\Delta\phi_{ss}(s)$, (b) $[\Delta\omega(s)/\Delta\phi_{ss}(s)] \cdot POD_4(s)$	90

4.32	Resposta ao degrau - estabilizador derivado de $\Delta\omega$ (POD_4).	90
4.33	Diagramas de <i>Nyquist</i> : (a) $\Delta P_{12}(s)/\Delta\phi_{ss}(s)$, (b) $[\Delta P_{12}(s)/\Delta\phi_{ss}(s)] \cdot POD_5(s)$. . .	91
4.34	Resposta ao degrau - estabilizador derivado de ΔP_{12} (POD_5).	92
4.35	Diagramas de <i>Nyquist</i> : (a) $\Delta I_{12}(s)/\Delta\phi_{ss}(s)$, (b) $[\Delta I_{12}(s)/\Delta\phi_{ss}(s)] \cdot POD_6(s)$. . .	92
4.36	Resposta ao degrau - estabilizador derivado de ΔI_{12} (POD_6).	93

Lista de Tabelas

1.1	Projetos de compensação de potência reativa com dispositivos FACTS no Brasil.	3
3.1	Relação de transformação.	30
3.2	Dados das barras.	34
3.3	Dados das linhas em p.u. na base de 100 MVA.	34
3.4	Valores de tensão e fluxos para diversos valores de defasagem.	35
4.1	Parâmetros do gerador e linha de transmissão.	58
4.2	Parâmetros do PST e regulador de tensão.	58
4.3	Autovalores dominantes - Influência do grau de compensação ϕ	61
4.4	Autovalores associados ao modo eletromecânico.	63
4.5	Parâmetros dos controladores POD.	68
4.6	Amortecimento verificado em diferentes níveis de carregamento.	69
4.7	Amortecimento verificado em diferentes níveis de carregamento.	70
4.8	Amortecimento verificado em diferentes níveis de carregamento.	71
4.9	Limites de estabilidade em p.u..	77
4.10	Frequência de oscilação e taxa de amortecimento dos modos eletromecânicos.	81
4.11	Autovalores dominantes - Influência do grau de compensação ϕ	84
4.12	Características do modo eletromecânico para $\phi = 0^\circ$	84
B.1	Dados das linhas em p.u. na base de 100 MVA.	107
B.2	Parâmetros dos geradores.	107
B.3	Parâmetros do regulador de tensão.	108

Lista de Símbolos

- ω - Velocidade Angular
- δ - Abertura Angular do Gerador
- ϕ - Ângulo de Defasagem do PST
- E'_d - Componente de Eixo Direto da Tensão Transitória
- E'_q - Componente de Eixo em Quadratura da Tensão Transitória
- E_{FD} - Tensão de Campo do Gerador
- T'_{do} - Constante de Tempo Transitória de Eixo Direto com Estator em Circuito Aberto
- T'_{qo} - Constante de Tempo Transitória de Eixo em Quadratura com Estator em Circuito Aberto
- T_e - Constante de Tempo do Regulador de Tensão
- K_e - Ganho Estático do Regulador de Tensão
- P_m - Potência Mecânica Aplicada pela Turbina no Eixo do Gerador
- D - Coeficiente de Amortecimento do Gerador Síncrono
- H - Constante de Inércia
- M - Coeficiente de Inércia
- X_d - Reatância Síncrona de Eixo Direto
- X'_d - Reatância Transitória de Eixo Direto
- X_q - Reatância Síncrona de Eixo em Quadratura
- X'_q - Reatância Transitória de Eixo em Quadratura
- λ - Autovalor
- Δ - Variação Incremental
- s - Operador de Laplace
- j - Operador Complexo
- ζ - Amortecimento do Sistema

Lista de Abreviações

FACTS	- Flexible AC Transmission System
MSP	- Modelo de Sensibilidade de Potência
MHP	- Modelo Heffron-Phillips
PST	- Phase Shifter Transformer
PSS	- Power System Stabilizer
POD	- Power Oscillation Damping
MBI	- Máquina Barramento Infinito
CC	- Corrente Contínua
CA	- Corrente Alternada
PS	- Phase Shifter
SVC	- Static var Compensator
TCSC	- Thyristor Controlled Series Capacitor
STATCOM	- Static Synchronous Compensator
SSSC	- Static Synchronous Series Compensator
UPFC	- Unified Power Flow Controller
IPFC	- Interline Power Flow Controller

Capítulo 1

Introdução

A modernidade e os inúmeros avanços da atividade industrial, ocorridos principalmente a partir da década de 70, trouxe um novo cenário energético para o país. Atualmente, são muitos os desafios enfrentados pelas empresas do setor elétrico para disponibilizar energia de forma eficiente e segura. Está tornando-se cada vez mais importante utilizar todas as facilidades concebidas com os avanços tecnológicos, nas linhas de transmissão existentes. Isso tudo para satisfazer as exigências da legislação ambiental, as dificuldades de construção de novas linhas devido ao custo e as políticas de desregulamentação que têm sido introduzidas recentemente no mercado de potência (Acha, Fuerte-Esquivel et al. 2004, Anderson e Fouad 2003). Todas as mudanças do setor elétrico aliada à crescente demanda de energia fez surgir um sistema interligado, bastante complexo, apresentando problemas de estabilidade. Desta forma, a estabilidade de sistemas de potência tem sido reconhecida como um dos grandes desafios na operação dos mesmos.

Ao final da década de 50, estudos referentes a análise da estabilidade transitória mostravam-se satisfatórios, uma vez que o amortecimento das oscilações não era um fator crítico. Entretanto, a introdução de reguladores automáticos de tensão nos geradores síncronos e a crescente interligação dos sistemas favoreceram o surgimento de oscilações eletromecânicas de baixa frequência fracamente ou não amortecidas. Essas oscilações são mais evidentes como oscilações de fluxos de potência sincronizante na rede de transmissão, sendo decorrentes de interações dinâmicas entre os geradores quando o sistema é sujeito a perturbações. O amortecimento natural do sistema é bastante reduzido nessa faixa de frequência (0,1 a 2,0 Hz), o que favorece o aparecimento de oscilações fracamente amortecidas ou até com amplitudes crescentes ame-

açando ou inviabilizando a operação estável de sistemas interligados (Castro 2005, Nassif, da Costa et al. 2004).

No final da década de 60, análises realizadas por de Mello e Concordia (1969) esclareceram como os reguladores automáticos de tensão podem prejudicar a estabilidade dos sistemas. Para o estudo, foi considerado o modelo linearizado de Heffron-Phillips (MHP) (Heffron e Phillips 1952, Wang, Li et al. 1997) na representação de um gerador conectado a um barramento infinito. Com base nos conceitos de torque sincronizante (proporcional às variações angulares do rotor) e torque de amortecimento (proporcional às variações de velocidade do rotor), esses dois pesquisadores estabeleceram as bases para a compreensão do fenômeno e propuseram uma solução efetiva para o problema. Objetivando fornecer torque de amortecimento adicional às oscilações do rotor, foi sugerida a introdução de sinais estabilizantes suplementares nos sistemas de controle de excitação dos geradores. Esses sinais estabilizantes são fornecidos por dispositivos denominados Estabilizadores de Sistemas de Potência (PSS - *Power System Stabilizers*).

O fato dos PSS's serem considerados uma solução simples, efetiva, e relativamente barata, fez com que esses dispositivos fossem amplamente utilizados pelas empresas de energia elétrica para providenciar o adequado amortecimento das oscilações eletromecânicas. No entanto, existem situações nas quais o PSS não apresenta desempenho satisfatório. Nesses casos, uma solução efetiva é a utilização de controladores FACTS (*Flexible AC Transmission System*) (Wang e Swift 1997). Pode-se dizer que FACTS são sistemas flexíveis de transmissão em corrente alternada para o transporte de energia elétrica, o qual permite novas estratégias de operação e controle dinâmico dos sistemas. Como exemplo, tem-se no Brasil um controlador TCSC (*Thyristor Controlled Series Compensator*) instalado na linha de interligação Norte-Sul. O principal objetivo é amortecer as oscilações eletromecânicas de modo interárea do sistema interligado brasileiro. Neste caso, a instalação de FACTS se apresenta mais vantajosa se comparada ao ajuste dos PSS's instalados em geradores vizinhos para amortecer as oscilações de modo interárea (Hingorani e Gyugyi 2000). Na Tabela 1.1, pode-se verificar os diversos projetos de compensação de potência reativa via dispositivos FACTS no Brasil. A aplicação de dispositivos FACTS nas linhas de transmissão contribui para a melhoria do desempenho de regime permanente. Na Tabela são apresentados o nível de tensão e a capacidade de compensação de potência reativa projetados em diversas subestações do país desde o ano de 1980.

<i>Ano</i>	<i>Empresa</i>	<i>Tipo/Subestação</i>	<i>Tensão</i>	<i>Capacidade [MVar]</i>
2006	Eletronorte	3 x FSC / Barra do Peixe	230 kV	120, 37, 35
2005	Furnas	FSC / Rio Verde	230 kV	216
2005	Eletronorte	SVC / Sinop	230 kV	-20/55
2005	Eletronorte	SVC / São Luís	230 kV	-100/150
2003	CHESF	2 x FSC / São João do Piauí	500 kV	485, 483
2001	Furnas	FSC / Samambaia	500 kV	252
2001	Enelpower	SVC / Bom Jesus da Lapa	500 kV	-250/250
2001	ANDE	SVC / Límpio	220 kV	-150/250
2001	Furnas	FSC / Ibiúna	500 kV	765
2000	CHESF	SVC / Funil	230 kV	-100/200
1997	Eletronorte	FSC / Presidente Dutra	550 kV	390
1997	Eletronorte	FSC / Imperatriz	550 kV	390
1997	Furnas	TCSC / Serra da Mesa	550 kV	107, (241 <i>por 30 min</i>)
1982	CHESF	SVC / Rio Largo	230 kV	-0/200
1981	CHESF	SVC / Banabuiu	230 kV	-70/100
1981	CHESF	SVC / Milagres	230 kV	-70/100
1980	CHESF	SVC / Fortaleza	230 kV	-140/200

Tabela 1.1: Projetos de compensação de potência reativa com dispositivos FACTS no Brasil.

Neste trabalho, a análise do problema de oscilações eletromecânicas de baixa frequência é realizada com o Modelo de Sensibilidade de Potência (MSP), proposto por Deckmann e da Costa (1994), na sua forma de espaço de estados. Esse modelo, baseado em sensibilidades de potência ativa e reativa, constitui uma alternativa ao MHP, sendo especialmente desenvolvido para simulação e análise da dinâmica de baixa frequência, apresentando como característica inerente a sua extensão a sistemas multimáquinas. A abordagem proposta pelo MSP permite a realização dessa tarefa de uma forma mais simples e direta quando comparado ao MHP.

O controlador FACTS abordado nessa dissertação é o *Phase Shifting Transformer* (PST). Seu desempenho para o amortecimento de oscilações eletromecânicas é verificado sob condições de pequenas perturbações. Todas as análises são realizadas com o programa MATLAB,

no qual foram implementados os modelos do PST e do controlador POD (*Power Oscillation Damping*). Os projetos dos controladores POD são baseados em técnicas de controle clássico, assim como na análise modal, gráficos do lugar das raízes e técnicas de resposta no domínio do tempo. Esses controladores são projetados visando o amortecimento adequado das oscilações. Tanto sinais remotos, quanto sinais locais, são considerados nesses projetos.

Três sistemas muito utilizados na literatura para o estudo da estabilidade angular são considerados: dois sistemas isolados (máquina síncrona - barramento infinito) e um sistema multimáquinas. Os resultados obtidos para os sistemas isolados revelam que o PST, quando equipado com controlador POD, possui um grande potencial para amortecer as oscilações eletromecânicas. Contudo, a escolha do sinal de entrada para o estabilizador não é um fator importante, pois a influência dos sinais na ação do controle é bastante similar. Sendo assim, qualquer um dos sinais apresenta bom desempenho para amortecer oscilações e estender os limites de estabilidade de ângulo a pequenas perturbações do sistema. O comportamento do controlador PST é também avaliado, quando o mesmo desempenha conjuntamente as funções de controle de fluxo de potência e de amortecimento de oscilações. Esse estudo mostra a boa eficiência do PST na realização dessas duas funções.

1.1 Apresentação da Dissertação

Essa dissertação está estruturada em mais quatro capítulos e dois apêndices como segue:

No Capítulo 2 é feita uma revisão dos aspectos mais importantes relacionados com o problema de oscilações eletromecânicas fracamente amortecidas. A metodologia utilizada nesse trabalho na análise do problema, é também apresentada.

No Capítulo 3 é feita uma revisão sobre os controladores FACTS, dando maior ênfase ao controlador PST. O Modelo de Sensibilidade de Potência (MSP) proposto por Deckmann e da Costa (1994) é apresentado na forma de espaço de estados. Toda a modelagem matemática utilizada para a representação do controlador PST é detalhada nesse capítulo, bem como o processo de inclusão desse equipamento no modelo do sistema. A técnica de resposta em frequência usada no projeto dos estabilizadores POD também é mostrada.

No Capítulo 4, o potencial do PST em amortecer oscilações sob condições de pequenas perturbações é explorado. Controladores POD são projetados para providenciar adequado

amortecimento para os modos eletromecânicos dos sistemas isolados considerados nesse trabalho. Através de simulações, os desempenhos desses controladores são avaliados. Para o sistema multimáquinas são feitas análises das oscilações do modo interárea.

Finalizando, no Capítulo 5 são destacadas as principais conclusões obtidas nesse trabalho de mestrado, bem como sugestões para trabalhos futuros.

Detalhamentos matemáticos e dados não apresentados no decorrer dos capítulos são fornecidos nos Apêndices A e B.

Capítulo 2

Estabilidade de Sistemas Elétricos

As oscilações eletromecânicas fracamente amortecidas são consideradas, na literatura, como um problema de estabilidade de ângulo a pequenas perturbações (IEEE 2004). Neste capítulo, são apresentados os principais fatores que influenciam na estabilidade de sistemas elétricos, os conceitos necessários ao entendimento do problema, bem como as principais metodologias de análise utilizadas para abordá-lo.

2.1 Estabilidade de Ângulo

A estabilidade de sistemas elétricos de potência refere-se à capacidade que esses sistemas possuem de se manter em equilíbrio sob condições normais de operação, bem como a de atingirem um estado aceitável de equilíbrio após serem submetidos a distúrbios ou perturbações (IEEE 2004, Kundur 1994, Song e Johns 1999). Os problemas de estabilidade podem ser classificados como sendo de estabilidade de ângulo ou de tensão. No primeiro caso, a estabilidade é regida, essencialmente, pelas dinâmicas dos rotores dos geradores síncronos e seus sistemas de controle, enquanto que no segundo a mesma é regida, essencialmente, pelo comportamento dinâmico das cargas do sistema. A classificação geral é apresentada na Figura 2.1.

Os problemas de estabilidade angular são tratados sob dois aspectos: estabilidade transitória e dinâmica (Song e Johns 1999). A estabilidade transitória se refere a capacidade de um sistema recuperar a operação normal seguida de um grande distúrbio. Já a estabilidade dinâmica ou, estabilidade de ângulo a pequenas perturbações, se refere a capacidade de um sistema recuperar a operação normal, após a ocorrência de um pequeno distúrbio, indicando a característica

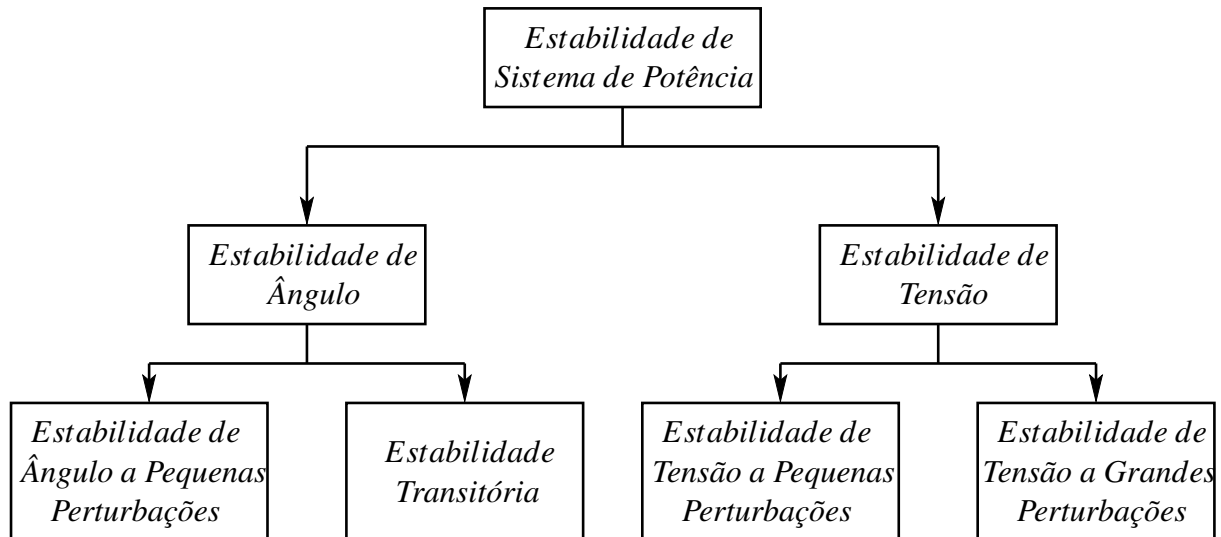


Figura 2.1: Classificação da estabilidade de sistemas de potência.

de amortecimento do sistema.

Em caso de baixo amortecimento do sistema, um pequeno distúrbio pode causar oscilação do ângulo da máquina, em torno do valor de regime permanente, na frequência natural do sistema eletromecânico total. A oscilação do ângulo, certamente resulta em uma correspondente oscilação de potência, próxima ao valor de regime permanente da potência transmitida. Esses fatores limitam a potência entregue pelo sistema (Song e Johns 1999).

Sendo a oscilação de potência um evento dinâmico, é necessário variar a compensação aplicada para conseguir amortecimento consistente e rápido. Desta forma, quando o rotor do gerador oscila e o ângulo de carga aumenta, a potência elétrica transmitida deve ser aumentada para compensar o excesso (adicional) de potência de entrada mecânica. Inversamente, quando o gerador desacelera e o ângulo de carga diminui, a potência elétrica deve ser diminuída para dar o balanço a insuficiente potência de entrada mecânica (Song e Johns 1999).

A instabilidade dinâmica (oscilação) é caracterizada pelo aumento das amplitudes das oscilações de potência e pela eventual perda de sincronismo, quando os sistemas são expostos a alguns distúrbios dinâmicos (Song e Johns 1999, Nassif, da Costa et al. 2004). Ela pode se manifestar de muitas maneiras, dependendo da topologia do sistema e dos pontos de operação. Neste trabalho, somente a estabilidade de ângulo sob condições de pequenas perturbações é abordada.

2.1.1 Estabilidade de Ângulo a Pequenas Perturbações

Um sistema de potência é constantemente sujeito a alterações. Cargas, conjugados dos geradores e outros parâmetros do sistema sofrem contínuas modificações. Sendo assim, quando submetido a uma perturbação, a estabilidade do sistema depende do ponto inicial de operação, bem como da natureza da perturbação. Um distúrbio é considerado pequeno se as equações que descrevem a resposta resultante do sistema podem ser linearizadas para efeito de análise. Os estudos de estabilidade de ângulo a pequenas perturbações abordam o comportamento do sistema após a ocorrência de uma pequena perturbação.

Tais distúrbios requerem um reajuste nas variáveis do sistema de modo a se estabelecer um novo ponto de operação. O período de tempo necessário para que ocorra esse reajuste é denominado de período transitório e é caracterizado por oscilações eletromecânicas inerentes ao sistema de potência. Na literatura, oscilações eletromecânicas fracamente amortecidas são consideradas um problema de estabilidade de ângulo a pequenas perturbações (IEEE 2004).

2.1.2 Estabilidade Transitória

Durante e após a ocorrência de um distúrbio severo como, por exemplo, uma falta na rede de transmissão, perda de uma unidade geradora muito grande ou a desconexão de uma carga de grande porte, o ângulo de transmissão e a potência transmitida podem sofrer significativas mudanças, e oscilar em torno dos valores de regime permanente. A estabilidade de ângulo a grandes perturbações, comumente referida como estabilidade transitória (Kundur 1994, Wang e Swift 1996) se refere a capacidade do sistema de potência em manter o sincronismo, após a ocorrência de uma contingência dessa natureza.

A instabilidade é aperiódica, traduzida por uma aceleração contínua dos rotores dos geradores síncronos do sistema, em virtude da falta de torques sincronizante. Geralmente, essa instabilidade ocorre na primeira oscilação, de modo que a estabilidade transitória é normalmente referida como estabilidade de primeira oscilação (first-swing) (Song e Johns 1999).

2.2 Oscilações Eletromecânicas de Baixa Frequência

O novo panorama mundial e as constantes adequações às novas exigências levaram o mercado de energia elétrica a um contínuo processo de transformação. As tendências de mercado, a escassez de recursos naturais e a crescente demanda de energia são alguns dos fatores responsáveis por mudanças (Acha, Fuerte-Esquivel et al. 2004). Para atender essas novas exigências, com segurança e confiabilidade, foi imprescindível a interligação de sistemas. No entanto, esse processo fez surgir problemas de natureza dinâmica até então desconhecidos, dentre os quais pode-se destacar as oscilações eletromecânicas de baixa frequência. Tais oscilações vieram a se constituir num dos principais obstáculos à operação estável de sistemas interconectados, e sua ocorrência é freqüentemente observada na maioria dos sistemas constituídos a partir do início dos anos 60 (da Costa 1992).

Estas oscilações resultam do fato de que os rotores dos geradores síncronos, comportando-se como corpos rígidos, oscilam uns contra os outros, trocando energia através da rede de transmissão. Desta forma, elas são mais evidentes como oscilações de fluxos de potência sincronizante nas linhas. Esse fenômeno é uma consequência direta das interações dinâmicas entre os geradores síncronos quando ocorrem pequenas perturbações no sistema, ou mesmo flutuações normais de carga.

Modos de Oscilação

Em um sistema elétrico de potência podem existir vários modos de oscilação, como, por exemplo, os introduzidos pelas ações dos controles de excitação, de velocidade, etc. No entanto, serão abordados nesse estudo, os modos eletromecânicos de baixa frequência, associados ao comportamento dinâmico dos rotores dos geradores. Estes modos eletromecânicos são responsáveis por oscilações na faixa de frequência de 0,1 a 2,0 Hz, podendo ser basicamente classificados em (Wang e Swift 1996, Wang, Li et al. 1997):

- **Modo Local:** As oscilações de modo local são um reflexo das interações dinâmicas entre um gerador (ou grupo de geradores) que oscila contra o resto do sistema, ou por oscilações entre geradores próximos um dos outros, na faixa de frequência situada entre 0,7 e 2,0 Hz (Kundur 1994).

- **Modo Interárea:** As oscilações de modo interárea ocorrem quando um grupo de geradores localizados em uma determinada área oscila coerentemente contra outro grupo de uma outra área, geralmente na faixa de frequência de 0,1 a 0,7 Hz (Kundur 1994).

Esses modos de oscilação apresentam baixo amortecimento natural, podendo trazer problemas de estabilidade aos sistemas. Determinadas condições de operação, tipicamente as de alto carregamento, associadas às características combinadas das cargas e dos sistemas de controle dos geradores (tensão e velocidade) podem reduzir substancialmente, ou mesmo tornar negativo, o amortecimento de algum modo de oscilação (local ou interárea). Sendo assim, as oscilações pouco amortecidas ou com amplitudes crescentes deixam o sistema vulnerável, o que pode inviabilizar a operação do mesmo.

Oscilações de modo local tendem a ocorrer quando geradores (ou grupo de geradores) são conectados ao resto do sistema por linhas de transmissão com altas reatâncias. Isso ocorre, geralmente, em casos de grandes usinas hidrelétricas distantes dos seus centros de consumo e, portanto conectadas por longas linhas de transmissão (essencialmente radiais) em alta e extra-alta tensão.

As oscilações de modo interárea ocorrem principalmente quando os sistemas são conectados por linhas de transmissão relativamente fracas, ou seja, com capacidades muito inferiores às capacidades dos sistemas que elas interligam. Estas oscilações são mais difíceis de serem estudadas e amortecidas, sendo necessária uma análise detalhada de todo o sistema interligado, já que são influenciadas por estados globais.

Uma operação segura e estável dos sistemas de potência está diretamente associada ao adequado amortecimento dos modos de oscilação. Se esses modos não forem devidamente amortecidos podem gerar desligamentos parciais ou mesmo totais (blecautes), e até mesmo desencadear um processo de desligamentos em cascata de sistemas interligados.

Em um primeiro momento, a utilização de sinais estabilizantes na malha de controle de excitação dos geradores (PSS), se configurou na melhor forma de obter amortecimento adicional às oscilações do rotor (Larsen, Sanchez-Gasca et al. 1995, Song e Johns 1999, Wang e Swift 1997). O PSS pode ser visto como um bloco adicional do controle de excitação da máquina, especialmente projetado para introduzir uma componente extra de torque de amortecimento aos modos de oscilação local ou interárea, melhorando o desempenho dinâmico do sistema.

Controladores FACTS também podem contribuir para a melhoria dos níveis de esta-

bilidade dos sistemas (Hingorani e Gyugyi 2000, Song e Johns 1999). Com os avanços tecnológicos na área da eletrônica de potência, cada vez mais se utilizam estes equipamentos no amortecimento das oscilações eletromecânicas. Além de melhorar o desempenho dinâmico do sistema de potência, os controladores FACTS permitem regular o fluxo de potência em rotas específicas de transmissão. A utilização de sinais estabilizantes na malha de controle desses equipamentos vem sendo considerada como uma alternativa à utilização do tradicional PSS (Castro 2005, Kumkratug e Haque 2003, Larsen, Sanchez-Gasca et al. 1995, Norrozian e Anderson 1994, Wang e Swift 1997).

2.2.1 Equilíbrio Dinâmico entre Torques

Os desequilíbrios de torque eletromecânico no conjunto turbina-rotor das unidades geradoras se configuram em um problema de estabilidade de ângulo a pequenas perturbações, resultando em oscilações dos fluxos de potência sincronizante na rede de transmissão.

Os conceitos básicos relacionados aos modos de oscilação eletromecânicos, tais como taxa de amortecimento e frequência de oscilação, podem ser melhor compreendidos, considerando-se um gerador síncrono conectado ao barramento infinito através de uma linha de transmissão. A equação de balanço de torques (ou equação swing) linearizada da máquina síncrona, representada pela malha torque-velocidade-ângulo, descreve o comportamento do ângulo e da velocidade do rotor do gerador para uma perturbação no torque mecânico da turbina. O diagrama de blocos da malha torque-velocidade-ângulo do sistema descrito acima, considerando-se o modelo clássico do gerador ($\Delta E'_q = 0$), é mostrado na Figura 2.2.

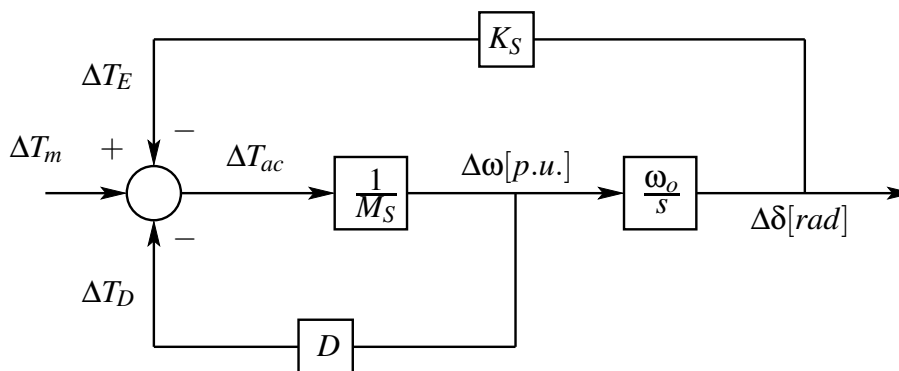


Figura 2.2: Malha torque-velocidade-ângulo.

O movimento rotacional do conjunto turbina-rotor deve obedecer a condição de equilíbrio dinâmico entre os torques, descrita pela seguinte equação de balanço:

$$\Delta T_{ac} = \Delta T_m - \Delta T_E - \Delta T_D \quad (2.1)$$

onde ΔT_{ac} , ΔT_m , ΔT_E e ΔT_D são, respectivamente, as variações do torque acelerante, do torque mecânico, do torque elétrico e do torque de amortecimento (em p.u.).

De acordo com o diagrama de blocos da Figura 2.2, a equação 2.1 pode ser reescrita como:

$$s^2 \Delta \delta + s \frac{D}{M} \Delta \delta + \frac{\omega_o}{M} K_S \Delta \delta = \frac{\omega_o}{M} \Delta T_m \quad (2.2)$$

sendo s o operador de Laplace, $\Delta \delta$ o desvio do ângulo do rotor em radianos, M a constante de inércia do conjunto turbina-rotor em segundos, D o coeficiente de amortecimento do gerador em p.u., ω_o a velocidade angular síncrona em rad/s e $K_S = \frac{\Delta T_E}{\Delta \delta} |_{E'_q=cte}$ o coeficiente sincronizante do gerador em p.u..

A equação característica do sistema é dada por:

$$s^2 + \frac{D}{M} s + K_S \frac{\omega_o}{M} = 0 \quad (2.3)$$

e sua forma geral é:

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (2.4)$$

na qual ω_n e ζ são, respectivamente, a frequência natural de oscilação e a taxa de amortecimento, dadas por:

$$\omega_n = \sqrt{K_S \frac{\omega_o}{M}} \quad e \quad \zeta = \frac{D}{2\sqrt{\omega_o K_S M}} \quad (2.5)$$

Em condições normais de operação, tem-se $\zeta < 1$, sendo as raízes ou autovalores da equação característica formadas por complexos-conjugados, da forma:

$$\lambda_{1,2} = -\sigma \pm j\omega_d = \zeta\omega_n \pm j\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (2.6)$$

sendo ω_d a frequência de oscilação amortecida do modo eletromecânico $e^{\lambda t}$ e σ o fator de amortecimento.

Os valores das frequências das oscilações dos modos eletromecânicos ω_d são bastante próximos aos das frequências de ressonância ω_n , considerando-se valores típicos de inércias, reatâncias e carregamento. Isso ocorre devido aos baixos valores das taxas de amortecimento desses modos que podem ser menores que 5%, mesmo em condições normais de operação. Um modo com 10% de amortecimento é considerado bem amortecido (Cai e Erlich 2003, Wang e Swift 1996).

2.2.2 Torques Sincronizante e de Amortecimento

A análise dos torques desenvolvidos em unidades geradoras é bastante útil para o entendimento da natureza das oscilações eletromecânicas, inerentes ao sistema elétrico de potência. Uma dada frequência de oscilação do rotor do gerador é acompanhada de uma variação do torque elétrico de mesma frequência e proporcional à amplitude desta oscilação. Essa variação do torque elétrico pode ser decomposta em duas componentes ortogonais, denominadas torques de amortecimento e sincronizante (de Mello e Concordia 1969), como mostra a equação:

$$\Delta T_E = T_s \Delta \delta + T_d \Delta \omega \quad (2.7)$$

onde:

$T_s \Delta \delta \rightarrow$ é a componente do torque que varia em fase no tempo com o ângulo do rotor (componente de torque sincronizante)

$T_d \Delta \omega \rightarrow$ é a componente do torque que varia em fase com a velocidade do rotor (componente de torque de amortecimento).

Sendo assim, T_s e T_d são, respectivamente, os coeficientes de torque sincronizante e de amortecimento.

Existe um equilíbrio entre esses torques no conjunto turbina-rotor de cada gerador, sob condições de regime permanente, de modo que todos os geradores operam em sincronismo (mesma velocidade). Se o sistema é perturbado, ocorre um desequilíbrio de torques, resultando em uma aceleração ou desaceleração dos rotores das máquinas (Song e Johns 1999). Uma instabilidade pode ocorrer por falta de torque sincronizante ou por falta de torque de amortecimento. No primeiro caso, a instabilidade é caracterizada por um crescimento contínuo do ângulo do

rotor (instabilidade monotônica ou aperiódica), e no segundo por oscilações com amplitudes crescentes no tempo (instabilidade oscilatória), conforme ilustrado na Figura 2.3.

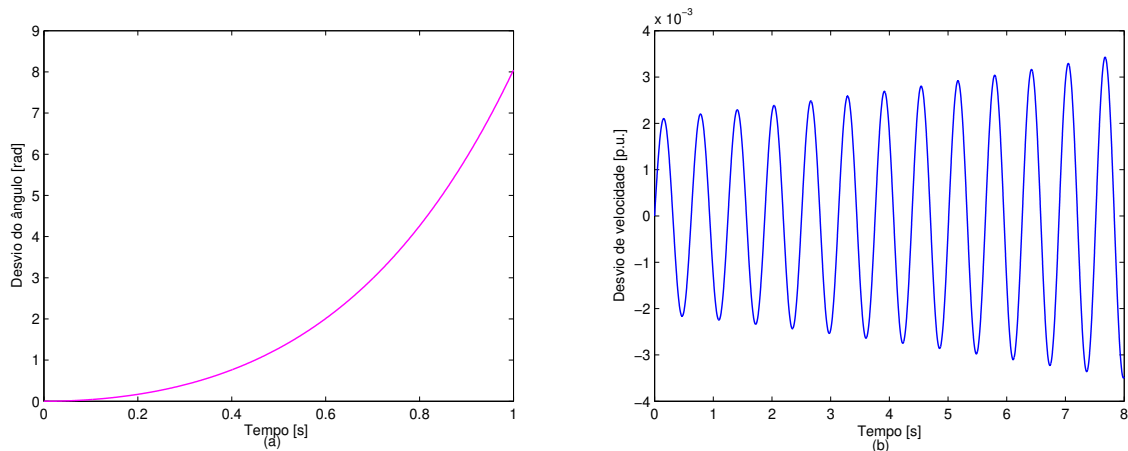


Figura 2.3: Tipos de instabilidade angular: (a) monotônica, (b) oscilatória.

Os conceitos de torque sincronizante e torque de amortecimento foram devidamente estudados por De Mello e Concórdia para se avaliar os efeitos do regulador automático de tensão na estabilidade da máquina síncrona (de Mello e Concordia 1969). As análises foram realizadas através de um modelo linearizado de uma máquina síncrona de pólos salientes conectada a um barramento infinito. Esse modelo foi desenvolvido por Heffron e Phillips (1952), e não leva em consideração os efeitos das dinâmicas de outras máquinas, já que essas são reduzidas ao barramento infinito. Nesse trabalho clássico, os autores definem o problema de oscilações eletromecânicas de baixa frequência e também fornecem a base teórica para a introdução de sinais estabilizantes suplementares nos sistema de excitação dos geradores tendo como objetivo principal fornecer amortecimento adequado às oscilações do rotor (de Mello e Concordia 1969).

2.3 Metodologias de Análise

O comportamento de um sistema dinâmico, tal como um sistema elétrico de potência, pode ser descrito por um conjunto de equações diferenciais e algébricas da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
\dot{x} &= f(x, w, \mu, u) \\
0 &= g(x, w, \mu, u) \\
y &= h(x, w, \mu, u)
\end{aligned} \tag{2.8}$$

no qual x representa o vetor de variáveis de estado, associado com o estado dinâmico dos geradores, cargas, e outros controladores do sistema; w o vetor de variáveis algébricas, que representa as dinâmicas rápidas relacionadas com a rede de transmissão; μ o conjunto de parâmetros não controláveis do sistema, como a demanda de potência ativa e reativa das cargas (carregamento do sistema), u o conjunto de parâmetros controláveis, como o tap de transformadores ou parâmetros de outros controles e y é o vetor de variáveis de saída monitoradas.

As funções f , g e h são definidas como sendo f , o conjunto de equações diferenciais que representam as dinâmicas do sistema; g o conjunto de equações algébricas, referente ao balanço de potência ativa e reativa em cada barra do sistema e h o conjunto de equações das variáveis de saída (medidas), como o fluxo de potência nas linhas, tensão das barras ou as velocidades dos rotores dos geradores.

2.3.1 Linearização

Para o estudo de estabilidade a pequenas perturbações é assumido que as variações dos parâmetros do sistema são pequenas, de forma que o conjunto de equações 2.8 possa ser linearizado em um determinado ponto de equilíbrio (x_o, w_o) , para valores conhecidos dos parâmetros (μ, u) , no qual $f(x_o, w_o, \mu, u) = 0$, i.e., $\dot{x} = 0$, resultando em:

$$\begin{aligned}
\Delta\dot{x} &= J_1\Delta x + J_2\Delta w + B_1\Delta u \\
0 &= J_3\Delta x + J_4\Delta w + B_2\Delta u \\
\Delta y &= J_5\Delta x + J_6\Delta w + B_3\Delta u
\end{aligned} \tag{2.9}$$

em que Δ representa a perturbação nas variáveis e as derivadas parciais J e B são as matrizes jacobianas das funções f , g e h em relação as variáveis de estado, algébricas e de controle calculadas em (x_o, w_o) :

$$\begin{aligned}
J_1 &= \frac{\partial f}{\partial x}, & J_2 &= \frac{\partial f}{\partial w}, & B_1 &= \frac{\partial f}{\partial u}, \\
J_3 &= \frac{\partial g}{\partial x}, & J_4 &= \frac{\partial g}{\partial w}, & B_2 &= \frac{\partial g}{\partial u}, \\
J_5 &= \frac{\partial h}{\partial x}, & J_6 &= \frac{\partial h}{\partial w}, & B_3 &= \frac{\partial h}{\partial u}.
\end{aligned} \tag{2.10}$$

Em condições normais de operação, a matriz J_4 não é singular e, portanto, o vetor de variáveis algébricas pode ser eliminado. Representando o sistema na forma de espaço de estados, o conjunto de equações 2.9 pode ser reescrito como:

$$\begin{aligned}
\Delta \dot{x} &= \mathcal{A} \Delta x + \mathcal{B} \Delta u \\
\Delta y &= \mathcal{C} \Delta x + \mathcal{D} \Delta u
\end{aligned} \tag{2.11}$$

com

$$\begin{aligned}
\mathcal{A} &= (J_1 - J_2 J_4^{-1} J_3), & \mathcal{B} &= (B_1 - J_2 J_4^{-1} B_2) \\
\mathcal{C} &= (J_5 - J_6 J_4^{-1} J_3), & \mathcal{D} &= (B_3 - J_6 J_4^{-1} B_2)
\end{aligned} \tag{2.12}$$

sendo \mathcal{A} a matriz de estados do sistema, \mathcal{B} a matriz de entrada (perturbação), \mathcal{C} a matriz de saída e \mathcal{D} a matriz de alimentação direta.

Uma vez que o sistema possa ser representado por 2.11, a estabilidade de um ponto de operação pode ser determinada por meio da técnica de análise modal, fundamentada na análise dos autovalores da matriz \mathcal{A} e autovetores associados (Kundur 1994, Watanabe, Barbosa et al. 1998).

2.3.2 Análise Modal

A análise modal de um sistema consiste na determinação dos modos característicos da matriz \mathcal{A} , ou seja, no cálculo dos seus autovalores e autovetores associados, os quais caracterizam a estabilidade local de um determinado ponto de operação do sistema.

Autovalores

Os autovalores da matriz \mathcal{A} são dados pelos valores do parâmetro escalar λ , definidos pela seguinte equação:

$$\mathcal{A} \varphi = \lambda \varphi \quad (2.13)$$

em que

- \mathcal{A} é uma matriz de dimensão $n \times n$ (real para sistemas físicos como o sistema de potência)
- φ é um vetor $n \times 1$, com n autovetores distintos.

A equação 2.13 pode ser escrita na forma:

$$(\mathcal{A} - \lambda I) \varphi = 0 \quad (2.14)$$

Para encontrar os autovalores, deve-se determinar a solução não trivial da seguinte equação característica:

$$\det(\mathcal{A} - \lambda I) = 0 \quad (2.15)$$

Sendo assim, as n soluções $\lambda = \lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ são os autovalores da matriz \mathcal{A} obtidos através da expansão de 2.14. Esses autovalores podem ser reais ou complexos. Se \mathcal{A} for real, ocorrem autovalores complexos sempre em pares conjugados. A dependência no tempo de um modo correspondente a um autovalor λ_i é dada por $e^{\lambda_i t}$. Portanto, a estabilidade do sistema é determinada pelos autovalores da matriz \mathcal{A} da seguinte maneira:

- Um autovalor real corresponde a um modo não oscilatório. Se for negativo corresponde a um modo estável e um autovalor real positivo caracteriza instabilidade monotônica.
- Autovalores complexos ocorrem em pares conjugados, e cada par corresponde a um modo oscilatório. Se a parte real for negativa, as oscilações são amortecidas, caso contrário (parte real positiva), as oscilações tem amplitude crescente caracterizando uma instabilidade oscilatória.

Para um par de autovalores complexo conjugado:

$$\lambda = -\sigma \pm j\omega_d \quad (2.16)$$

tem-se que a componente real desses autovalores fornece o amortecimento, enquanto que a parte imaginária fornece a frequência de oscilação.

A frequência natural de oscilação do modo $e^{\lambda t}$ em Hz é dada por:

$$f = \frac{\omega_d}{2\pi} \quad (2.17)$$

e a taxa de amortecimento por:

$$\zeta = \frac{-\sigma}{\sqrt{\sigma^2 + \omega_d^2}} \quad (2.18)$$

A taxa ou coeficiente de amortecimento indica, para uma dada frequência, o amortecimento de uma oscilação em termos de amplitude. O grau de amortecimento é limitado pela relação $0 < \zeta < 1$. Sendo assim, para valores nulos de ζ , não existe amortecimento.

Autovetores

O cálculo dos autovalores da matriz \mathcal{A} e dos autovetores direitos e esquerdos associados permite determinar os fatores de participação das variáveis de estado nos modos críticos do sistema. Tais fatores são importantes para se identificar as possíveis causas de problemas relacionados com os modos fracamente amortecidos ou instáveis. O fator de participação é, então, definido como um produto, elemento por elemento, dos autovetores direito e esquerdo da matriz \mathcal{A} (Rogers 2000). Se λ_i é o i -ésimo autovalor de \mathcal{A} , e φ_i e ψ_i são, respectivamente, os autovetores direito e esquerdo associados a λ_i , o fator de participação (FP) da variável de estado n no modo i é definido por:

$$FP_{ni} = \varphi_{in} \psi_{ni} \quad (2.19)$$

Os fatores de participação são quantias adimensionais que permitem revelar quais geradores estão associados a cada modo eletromecânico de um sistema de potência. Eles indicam, portanto, onde devem ser tomadas medidas de reforço, tais como a instalação de PSS's ou de controladores FACTS, para que o adequado amortecimento de oscilações eletromecânicas de baixa frequência seja providenciado.

2.3.3 Bifurcações de Hopf

A ocorrência de bifurcações de Hopf, também conhecidas como bifurcações oscilatórias, caracterizam a instabilidade oscilatória em sistemas de potência. Essas bifurcações estão

associadas a um par de autovalores da matriz \mathcal{A} puramente imaginário (Seydel 1994) e, portanto, podem ser estudadas com ajuda de técnicas lineares como a análise modal.

Considerando o sistema dinâmico 2.8, a medida que os parâmetros μ e/ou u variam, o ponto de equilíbrio (x_o, w_o) muda assim como os autovalores da matriz \mathcal{A} , assumindo uma trajetória no plano complexo. O ponto no qual um par de autovalores complexo conjugado alcança o eixo imaginário devido as variações em u ou μ , é denominado de ponto de bifurcação de Hopf (Seydel 1994), conforme ilustrado na Figura 2.4.

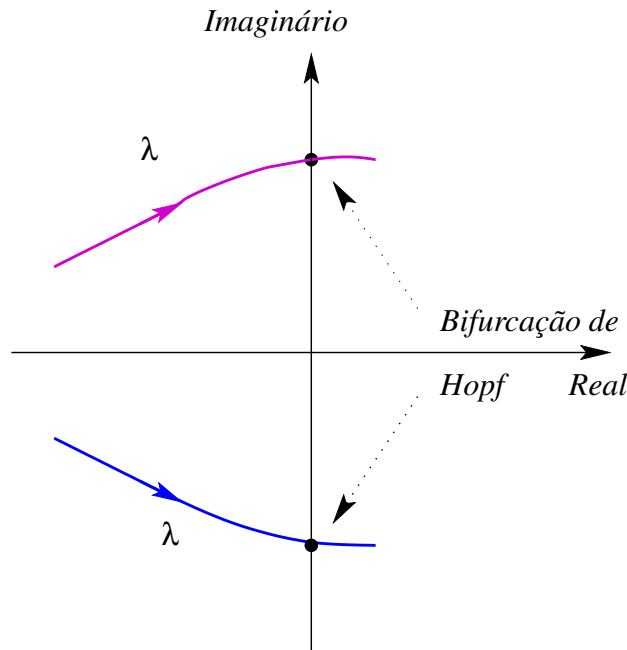


Figura 2.4: Trajetória de um par de autovalores complexo conjugado.

A monitoração da trajetória dos autovalores da matriz de estados \mathcal{A} para sucessivos incrementos no carregamento do sistema permite detectar a ocorrência de bifurcações de Hopf. Sendo assim, é possível determinar o carregamento limite para o qual o sistema é estável do ponto de vista da estabilidade a pequenas perturbações.

Capítulo 3

Modelagem e Controles do PST

Neste capítulo é feita uma breve revisão sobre os tipos de controladores FACTS e quais as necessidades e problemas enfrentados pelo setor elétrico que impulsionaram a utilização desse tipo de equipamento em linhas de transmissão de energia. Atenção especial é dada ao controlador PST, para o qual é apresentado o princípio básico de operação e o modo como opera no sistema de transmissão, além do impacto na operação em regime permanente. Na seqüência, são abordados os pontos relevantes dos sistemas assistidos por esta tecnologia no que diz respeito aos estudos de dinâmica e de controle. Para tanto, é apresentada a modelagem do PST e sua implementação no modelo do sistema para análises frente à pequenas perturbações. Aborda-se ainda o Projeto de Controladores POD e por último, os modos de análise dos sistemas são detalhados.

3.1 Controladores FACTS

Nos dias atuais, não se pode falar em desenvolvimento sem considerar a disponibilidade de energia elétrica, indispensável à vida da sociedade moderna. Principalmente a partir da década de 70, observou-se um aumento na demanda de energia elétrica relacionada aos avanços da atividade industrial. Aliada a crescente demanda de energia, o aumento dos custos e das restrições ambientais impôs severas restrições para a construção de novas unidades de geração e linhas de transmissão às empresas do setor elétrico (Watanabe, Barbosa et al. 1998). Sendo assim, tornou-se necessário o desenvolvimento de meios para controlar diretamente os fluxos de potência e aumentar a capacidade de transferência de potência dos sistemas sem investir em

novas usinas e sem construir novas linhas de transmissão, ou seja, melhorando a capacidade de transmissão das existentes. (Mehraban, Edris et al. 1998, Song e Johns 1999, Watanabe, Barbosa et al. 1998). Com isso, surgiu um novo cenário energético no país com um sistema bastante complexo e muito interligado agravando os problemas relacionados às linhas de transmissão, uma vez que estas estão sujeitas a limites térmicos ou de estabilidade, que restringem o nível de potência que pode ser transmitido com segurança (Gama 2003, Song e Johns 1999, Watanabe, Barbosa et al. 1998).

Uma solução efetiva, propiciada pelos recentes avanços na área da eletrônica de potência, é a utilização de controladores FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*). Esses equipamentos, além de contribuírem para o amortecimento de oscilações, podem propiciar um rápido controle dos fluxos de potência na rede de transmissão, mantendo os mesmos em rotas estabelecidas, bem como aumentar a capacidade de transmissão, regular os níveis de tensão das linhas, e melhorar, de forma generalizada, a estabilidade do sistema (Castro 2005, Hingorani e Gyugyi 2000, Song e Johns 1999, Wang e Swift 1997).

O conceito de sistemas com fluxos de potência controláveis resultou na concepção de vários novos dispositivos FACTS para o controle dos fluxos nas redes de energia elétrica (Song e Johns 1999, Watanabe, Barbosa et al. 1998, Papazoglou, Popovic et al. 1999). Esses equipamentos permitem uma utilização mais eficiente dos sistemas de transmissão por meio do controle contínuo de grandezas elétricas (correntes, tensões, ângulos, etc.) (Hingorani e Gyugyi 2000, Song e Johns 1999) e ainda pela compensação controlada de reativos.

De acordo com a tecnologia dos dispositivos de chaveamento, os FACTS são divididos em dois grupos. O primeiro grupo de controladores, constituído pelo SVC (*Static Var Compensator*), pelo TCSC (*Thyristor Controlled Series Capacitor*) e pelo PS (*Phase Shifter*), emprega tiristores convencionais, que são chaves sem nenhuma habilidade de bloqueio da condução via controle. Os tiristores são chaves semicondutoras que quando sujeitas a um pulso de comando habilitam a condução de corrente. No entanto, a partir do momento que se inicia a condução, a corrente só é interrompida quando seu valor é zerado, ou seja, seu bloqueio é independente das chaves (Hingorani 1988, Watanabe, Barbosa et al. 1998). Essa característica quanto ao bloqueio da corrente fez com que os FACTS controlados via tiristores não fossem considerados como “verdadeiras” fontes de potência reativa, já que a mesma era fornecida/absorvida por capacitores e indutores convencionais. Para o sistema, de uma forma geral, esses equipamentos

são similares aos capacitores e aos reatores comutados via disjuntor e ao convencional transformador com mudança de fase mecânica, mas tem resposta muito rápida e são operados com sofisticados sistemas de controle (Ayres 2005, Song e Johns 1999). Cada um desses três controladores pode agir em um dos três parâmetros que determinam a potência transmitida, tensão (SVC), impedância de transmissão (TCSC) e ângulo de transmissão (*Phase Shifter*) (Song e Johns 1999).

Com excessão do *Phase Shifter* controlado a tiristor, todos eles tem uma característica comum que é a necessidade de potência reativa requerida a ser gerada ou absorvida para a compensação por bancos tradicionais de capacitores e de reatores, e os chaveamentos com tiristores são usados somente para o controle da impedância reativa presente nestes bancos do sistema CA (Song e Johns 1999).

O segundo grupo de controladores FACTS utiliza chaves autocomutadas (disparo e cortes controlados), como o GTO (*Gate Turn-Off Thyristor*) e conversores VSC (*Voltage Source Converter*) e CSC (*Current Source Converter*) como fontes de tensão ou fontes de corrente para realizar controle rápido. A nova técnica implementada por essa nova geração de FACTS fornece geralmente características de desempenho superiores e a aplicabilidade uniforme para a tensão da transmissão, impedância efetiva da linha, e controle do ângulo. Oferece também o potencial único de trocar potência ativa diretamente com o sistema CA, além do mais, pode fornecer compensação independentemente para controle da potência reativa, dando desse modo uma opção nova e poderosa para o controle do fluxo em oposição aos distúrbios dinâmicos (Song e Johns 1999). O segundo grupo é composto pelo STATCOM (*STATIC synchronous COMPensator*), pelo SSSC (*Static Synchronous Series Compensator*), pelo UPFC (*Unified Power Flow Controller*) e por último o IPFC (*Interline Power Flow Controller*) (Gyugyi 1994, Song e Johns 1999).

O STATCOM, como o convencional SVC, controla a tensão de transmissão através da compensação shunt de reativos. O SSSC provê compensação série controlando diretamente a tensão através da impedância série da linha de transmissão e dessa forma, controlando a impedância efetiva da transmissão. O UPFC pode controlar, individualmente ou em combinação, todos os três parâmetros efetivos da transmissão (tensão, impedância e ângulo) ou diretamente o fluxo de potência ativa e reativa da linha. O IPFC é capaz de transferir potência ativa entre linhas, prover compensação reativa série e desse modo, pode facilitar uma gerência total deta-

lhada da potência ativa e reativa para um sistema de transmissão de múltiplas linhas (Song e Johns 1999).

3.1.1 Área de Controle dos FACTS: possibilidades

Em contraste com os controladores FACTS baseados em fontes conversoras, o TCSC e o *Phase Shifter* não tem capacidade de realizar controle de múltiplas funções. Seus controles são direcionados a uma única finalidade (isto é, compensação shunt, compensação série ou controle do ângulo) para o qual eles foram instalados. Entretanto, eles podem operar em diferentes modos, por exemplo, o SVC pode regular tensão ou potência reativa, o TCSC pode controlar impedância da linha ou fluxo de potência, etc (Song e Johns 1999).

Até agora, na prática tem sido instalados controladores FACTS dedicados que operam de um modo fixo, com sinal de referência sendo os valores de regime permanente controlando variáveis locais do sistema (tensão, corrente, impedância, etc). Em outras palavras, os controladores FACTS não recebem nenhuma outra indicação de problemas e de contingências do sistema, além da mudança de variáveis locais. Sua resposta é tentar corrigir imediatamente se a correção é apropriada para a nova condição do sistema (pós-falta) (Song e Johns 1999).

3.2 Transformador Defasador

O termo "*Phase Shifter*" (PS) ou Transformador Defasador (TD) se refere ao conjunto de um ou mais transformadores de potência que provê regulação na magnitude ou ângulo de fase da tensão, ou ambos, nas condições de carga ou em ausência de carga para um sistema elétrico de potência. As aplicações convencionais dos *Phase Shifters* em regime permanente são:

- Regulação do fluxo de potência;
- Regulação da tensão.

O termo "*Static Phase Shifter*" (SPS) é usado para distinguir o "*Phase Shifter*" controlado por dispositivos semicondutores dos convencionais (mecânicos). O *IEEE FACTS Working Group* define o "*Thyristor Controlled Phase Shifting Transformer*" (TCPST) como um transformador com mudança de fase, ajustado com chaveamento via tiristores para prover rápida

variação do ângulo de fase (Song e Johns 1999, FACTS Terms 1997). Deve-se notar que o TCPST define um subgrupo de uma categoria mais geral introduzida pelo termo SPS.

Neste trabalho trataremos o *Phase Shifter* como Transformador Defasador com mudança de fase, ou PST (*Phase Shifting Transformer*) cuja função é introduzir no sistema de energia elétrica uma defasagem no ângulo de fase entre os fasores de tensão terminal, por meio da injeção de uma tensão série na linha, podendo ainda influenciar a magnitude dessa tensão (Hilloowala e Sharaf 1989, Song e Johns 1999).

De acordo com a estrutura e fabricação, podem existir vários tipos e denominações de PST's. Dois PST's interessantes para aplicações práticas são o PAR (*Phase Angle Regulator*) e o QBT (*Quadrature Boosting Transformer*) (Gabrijel e Mihalic 2003, Song e Johns 1999).

O PAR é um tipo de PST que devido à sua estrutura, tem a capacidade de mudar a fase do fasor tensão terminal sem contudo alterar sua magnitude (as perdas não são levadas em consideração). Com isso, a localização do PAR na linha não causa nenhum impacto sobre as características de transmissão de energia elétrica (Song e Johns 1999).

Já o QBT, modifica tanto a fase quanto a magnitude do fasor tensão e por isso sua posição na linha influencia essencialmente as características de transmissão de energia.

Neste trabalho será utilizado um PST do tipo PAR (que também pode ser definido como TCPST), cuja representação será incluída no modelo do sistema elétrico de potência para a realização de diversos estudos referentes à estabilidade.

Este transformador é utilizado em casos onde o ângulo de tensão necessário ao uso ótimo de uma linha de transmissão difere do ângulo de tensão normal de operação do sistema. Uma situação que ilustra esse problema seria em casos onde a diferença angular de tensão entre duas barras não é suficiente para estabelecer o fluxo de potência desejado (FACTS Terms 1997, Song e Johns 1999). Assim, o PST pode ser aplicado para regular o ângulo de transmissão e manter o fluxo de potência desejado na linha em que está instalado (Song e Johns 1999).

As perdas ativa e reativa desse equipamento são desconsideradas e os PST's em estudo não fornecem nem consomem potência ativa e reativa.

A disponibilidade de chaves semicondutoras e topologias de circuitos conversores, fez com que os transformadores com mudança de fase controlados a tiristores tivessem suas aplicações ampliadas. Sendo assim, além das aplicações convencionais, o PST pode ser usado para (Song e Johns 1999) proporcionar também:

- Aumento na qualidade de sistemas de potência;
- Controle dinâmico da tensão;
- Atenuação de pequenos sinais dinâmicos e
- Aumento da estabilidade transitória.

3.3 Princípios Básicos de Operação

Na Figura 3.1 está ilustrado uma configuração genérica de um “*Phase Shifter*”. O PS é instalado entre as barras E e P da linha de transmissão. O sistema de potência externo ao *Phase Shifter* é representado pelos fasores das tensões V_S e V_R e suas respectivas impedâncias, Z_S e Z_R . O circuito do *Phase Shifter* é composto por:

- Transformador de Excitação (*Exciting Transformer - ET*);
- Transformador de Acoplamento (*Boosting Transformer - BT*) e
- Circuito Conversor.

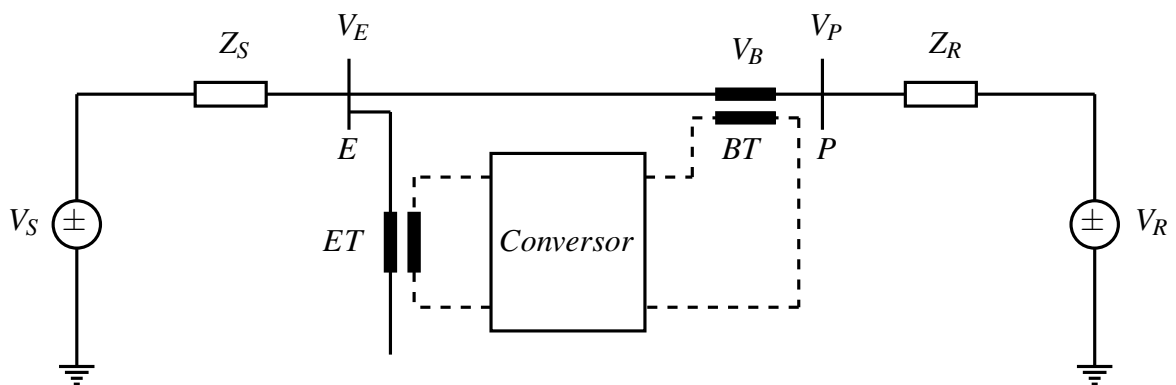


Figura 3.1: Diagrama esquemático do Phase Shifter.

Sendo assim, o PS consiste de uma conexão shunt de um transformador de excitação (ET) com taps apropriados que fornece a tensão de entrada para a mudança de fase, um transformador de acoplamento (BT) inserido em série e uma conexão de um arranjo de chaves tiristoras cuja combinação irá selecionar a tensão que será inserida no BT . A magnitude ou o ângulo de fase da tensão injetada em série com o sistema, ou ambos, é que são controlados pelo circuito

conversor. A relação entre os fasores de tensão V_E , V_P e V_B são ilustrados na Figura 3.2. Dessa figura nota-se que, dependendo da magnitude e do ângulo de fase da tensão injetada V_B , a magnitude e/ou ângulo de fase da tensão do sistema V_P é variada. O círculo pontilhado identifica a região onde os vetores V_P e V_B podem estar localizados (Iravani e Maratukulam 1994, Song e Johns 1999).

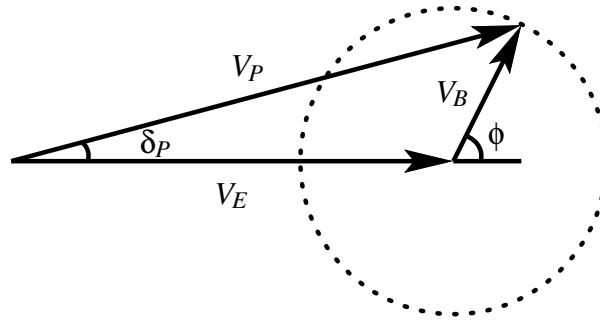


Figura 3.2: Diagrama fasorial da tensão.

Através do diagrama fasorial mostrado na Figura 3.2, constatamos que a magnitude ou o ângulo de fase da tensão injetada, ou ambos, isto é, V_B e ϕ podem ser usados para controle da tensão da barra P e da potência ativa (P) transferida na linha. O ângulo δ_P é a variável dominante para o controle do fluxo de potência (ativa) sendo a potência transmitida dada pela equação 3.1 (Verboomen, Van Hertem et al. 2005). As mudanças em δ_P dependem das características do circuito conversor (Iravani e Maratukulam 1994, Song e Johns 1999).

$$P = \left(\frac{V_S V_R}{X_{eq}} \right) \text{sen}(\delta_S - \delta_R \pm \delta_P) \quad (3.1)$$

Da equação temos que X_{eq} é a reatância equivalente da linha e δ_S e δ_R são ângulos de fase dos fasores V_S e V_R respectivamente.

3.4 Configuração do Circuito Conversor

Existem diversas configurações para o circuito conversor do PST que estão detalhadas em Iravani e Maratukulam (1994) e Song e Johns (1999). A escolha de uma determinada configuração desse circuito não modifica o princípio básico de operação de um *Phase Shifter*, no entanto, cada circuito conversor possui características que definirão o tipo que melhor se adapta

a cada projeto. Na descrição dos tipos de circuitos eletrônicos de potência usados como conversores do PST, destacam-se algumas diferenças entre eles quando se avalia, principalmente, as possíveis funções desse conversor dentro de um sistema, suas limitações, vantagens, flexibilidade de controle e os componentes que compõem o circuito.

Algumas configurações utilizam tiristores convencionais (com tempo de disparo na faixa de 50 ms), e o fato dessas chaves permitirem o controle apenas do momento em que se inicia a condução faz com que o processo se torne mais lento. Como a magnitude da tensão injetada em série na linha é determinada pelo controle da variação do período de condução das chaves, essa tensão não poderá sofrer muitas alterações dentro de um ciclo. Limitações da configuração anterior são superadas quando se utilizam GTO's que tem capacidade de controle do momento inicial e final da condução. Para esses circuitos normalmente se utiliza o padrão de chaveamento PWM (*Pulse-width Modulation*) no ligamento e desligamento das chaves. Nesse caso, a principal vantagem a ser verificada é o aumento da velocidade com que se pode alterar a magnitude da tensão injetada na linha. No entanto, os circuitos conversores com modelo de chaveamento PWM geram componentes harmônicas de alta frequência, as quais devem ser filtradas.

Na maior parte das configurações de circuitos conversores a tensão controlada é injetada de forma contínua, podendo estar em quadratura ou em fase com relação à correspondente fase da tensão do sistema. Contudo, na tentativa de se diminuir a geração de harmônicos alguns circuitos utilizam estratégias de controle em passos discretos. Os circuitos com resposta discreta ficam mais onerosos quando se deseja gerar muitos níveis discretos de tensão a ser injetado no sistema. Quanto maior o número de níveis maior será a quantidade de arranjos das chaves. Esta última análise mostra a preocupação com relação ao custo do circuito conversor, que é com certeza, um fator relevante em um projeto. Na tentativa de diminuir os custos surgiram circuitos conversores que não utilizam o Transformador de Acoplamento, o qual foi substituído por arranjos de chaves (tiristores).

Apresentando maiores vantagens que os circuitos anteriores, surgem as configurações que utilizam duas fontes de tensão (VSC) ou corrente (CSC) PWM que compartilham um capacitor no link CC, como interface conversora entre os transformadores de excitação e de acoplamento, formando um sistema CA-CC-CA. Neste caso, tem-se um controle independente da magnitude e do ângulo de fase da tensão injetada.

3.5 Influência do PST em Regime Permanente

Para análise em regime permanente utiliza-se o fluxo de carga para obtenção das condições de operação (tensões, ângulos, fluxos de potência) de uma rede elétrica em função da sua topologia e dos níveis de demanda e geração de potência.

Para esse tipo de estudo precisa-se conhecer a modelagem estática da rede que é representada por um conjunto de equações e inequações algébricas e a modelagem dos componentes que a compõe. Nesse sentido será importante restringir a análise e apresentar o modelo do Transformador Defasador, que é o equipamento de interesse nesse trabalho.

O modelo geral de um transformador pode ser visto na Figura 3.3 onde p é uma barra intermediária fictícia, y_{km} é a admitância série e t a posição do tap.

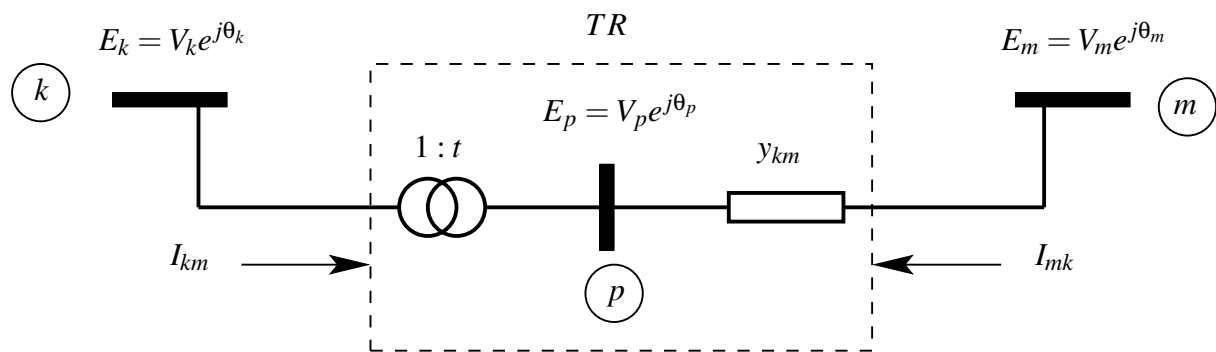


Figura 3.3: Modelo geral de um transformador.

Na Figura 3.4 tem-se ilustrado as várias posições dos taps desses transformadores. As tensões no primário e secundário sofrem os efeitos dessa relação de transformação sendo seus valores dependentes do número de espiras do respectivo enrolamento.

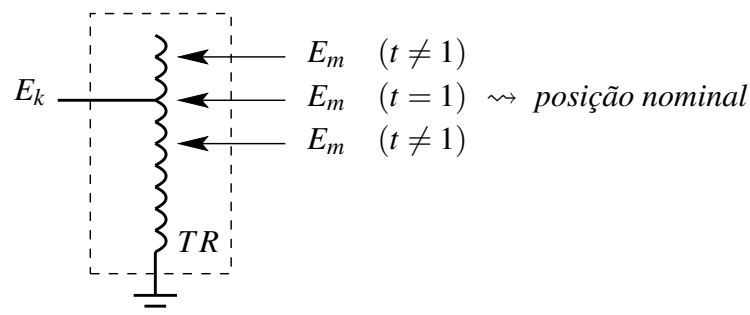


Figura 3.4: Posição do tap de transformadores.

Na Tabela 3.1 pode-se verificar os tipos de transformadores de acordo com o valor es-

pecificado da relação t :

Transformador	Relação de transformação em [p.u.]
Fase	$t = a$ (a é um número real)
Defasador	$t = a.e^{j\phi}$

Tabela 3.1: Relação de transformação.

Na Figura 3.5 tem-se o circuito do Transformador Defasador para um sistema trifásico onde visualiza-se os enrolamentos de cada fase. Na Figura 3.6 pode-se notar a mudança de fase provocada pelo TD para um circuito trifásico (Verboomen, Van Hertem et al. 2005).

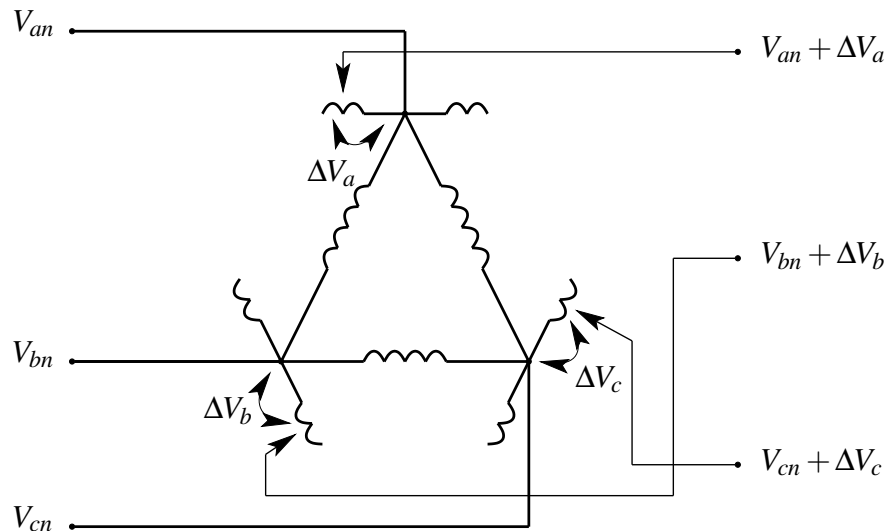


Figura 3.5: Enrolamento do Transformador Defasador.

Através da análise do princípio de funcionamento do Transformador Defasador, nota-se que podemos alterar tanto a magnitude quanto o ângulo de fase da tensão do secundário em relação à tensão do primário, que resulta na relação de transformação $1 : a.e^{j\phi}$. Com isso, pode-se afirmar que o Transformador Defasador permite o controle do fluxo de potência ativa através dele. Na Figura 3.7 é mostrado o Modelo do Transformador Defasador.

O conjunto de equações apresentadas a seguir, de 3.2 a 3.6, mostram as relações de tensão e ângulo de fase entre duas barras, estando um Transformador Defasador, modelado como $1 : a.e^{j\phi}$, instalado entre elas. Observa-se que a tensão da barra intermediária p é a

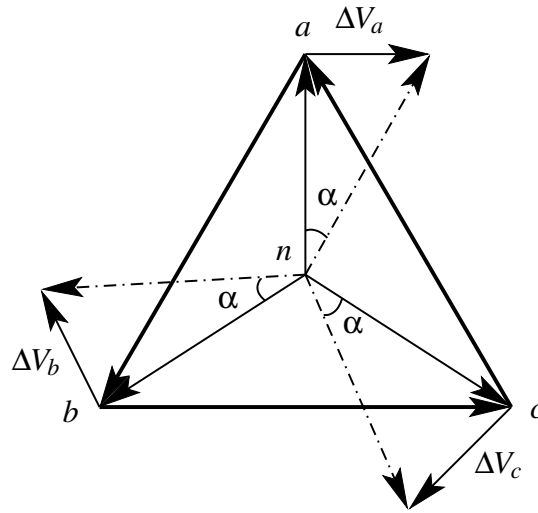


Figura 3.6: Fases do Transformador Defasador.

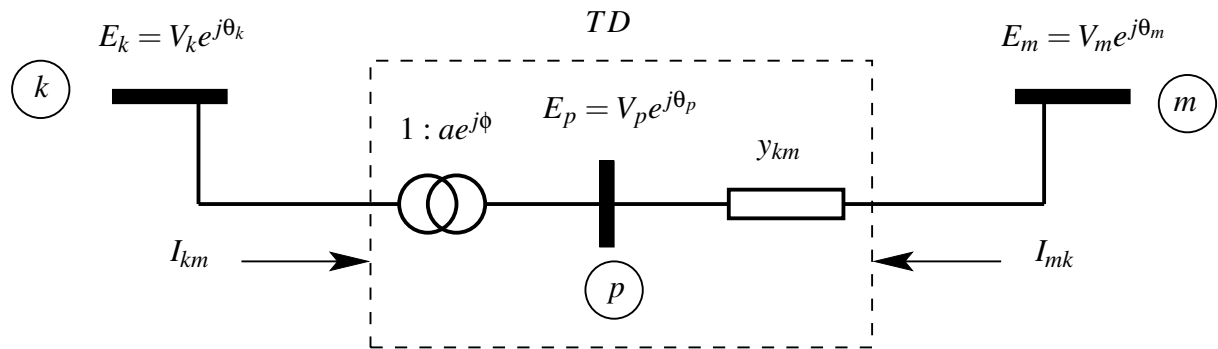


Figura 3.7: Modelo do Transformador Defasador.

tensão da barra k multiplicada pelo fator a . Pela equação 3.6, tem-se que o ângulo da barra intermediária p é a soma do ângulo da barra k e a defasagem introduzida pelo transformador.

$$\frac{E_k}{E_p} = \frac{1}{a \cdot e^{j\phi}} \quad (3.2)$$

$$E_p = E_k \cdot a \cdot e^{j\phi} \quad (3.3)$$

$$V_p \cdot e^{j\theta_p} = V_k \cdot a \cdot e^{j(\theta_k + \phi)} \quad (3.4)$$

$$V_p = a \cdot V_k \quad (3.5)$$

$$\theta_p = \theta_k + \phi \quad (3.6)$$

Na Figura 3.8 é apresentado um transformador ideal em que a potência de saída é igual a potência de entrada, conforme mostra a equação 3.7.

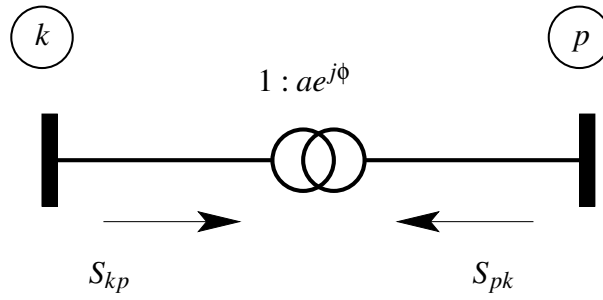


Figura 3.8: Transformador Ideal.

$$S_{kp} + S_{pk} = 0 \quad (3.7)$$

$$E_k \cdot I_{km}^* + E_p \cdot I_{mk}^* = 0 \quad (3.8)$$

Substituindo-se o valor de E_p da equação 3.3 na equação 3.8 tem-se que:

$$E_k \cdot I_{km}^* + E_k \cdot a \cdot e^{j\phi} \cdot I_{mk}^* = 0 \quad (3.9)$$

de onde pode-se subtrair as seguintes relações de corrente:

$$\frac{I_{km}^*}{I_{mk}^*} = -a \cdot e^{j\phi} \quad (3.10)$$

$$\frac{I_{km}}{I_{mk}} = -a \cdot e^{-j\phi} \quad (3.11)$$

A partir da relação 3.11 conclui-se que I_{km} e I_{mk} são defasadas de 180° e suas magnitudes estão na razão de $a \cdot e^{-j\phi} : 1$. A equação de corrente saindo da barra m é dada por:

$$I_{mk} = y_{km} \cdot (E_m - E_p) \quad (3.12)$$

$$I_{mk} = y_{km} \cdot (E_m - E_k \cdot a \cdot e^{j\phi}) \quad (3.13)$$

$$I_{mk} = (-a \cdot e^{j\phi} \cdot y_{km}) \cdot E_k + (y_{km}) \cdot E_m \quad (3.14)$$

Substituindo a expressão de I_{mk} dada pela equação 3.14 na relação de transformação de correntes mostrada em 3.11, obtém-se a expressão da corrente I_{km} para o transformador defasador, como mostra a equação 3.15. De forma análoga pode-se obter a expressão geral da corrente I_{mk} mostrada na equação 3.16.

$$I_{km} = a^2 \cdot y_{km} \cdot E_k - a \cdot e^{-j\phi} \cdot y_{km} \cdot E_m \quad (3.15)$$

$$I_{mk} = -a \cdot e^{j\phi} \cdot y_{km} \cdot E_k + y_{km} \cdot E_m \quad (3.16)$$

É importante retratar que em geral o fator a é muito próximo de 1, as magnitudes das tensões não exercem grande influência nos fluxos de potência ativa, já que os mesmos, dependem fundamentalmente da chamada abertura angular (θ_{km}) do ramo. Com isso, costuma-se considerar o valor unitário para relação de transformação da magnitude de tensão do PST, ou seja, $a = 1,0 p.u./p.u.$, definindo assim o Transformador Defasador puro, cuja relação de transformação é $1 : e^{j\phi}$.

A dependência do fluxo de potência ativa em um ramo com a abertura angular pode ser vista na equação 3.17, que mostra o fluxo em função dessa abertura.

$$P_{km} = f(\theta_{km}) = f(\theta_k - \theta_m) \quad (3.17)$$

O fato das magnitudes das tensões não exercerem grande impacto no valor do fluxo de potência ativa pode ser explicado quando se analisa as submatrizes da matriz Jacobiana, as quais representam as sensibilidades entre as potências (ativas e reativas) e as tensões (magnitudes e ângulos de fase).

Observa-se que as sensibilidades ($P - \theta$) e ($Q - V$) são maiores que ($Q - \theta$) e ($P - V$), ou seja, existe um acoplamento forte entre [P e θ] e [Q e V] e um acoplamento fraco (desacoplamento) entre [Q e θ] e [P e V]. Este fato é em geral verificado para redes de transmissão, e o acoplamento entre as variáveis P e θ (potência ativa / ângulo) é tanto maior quanto maiores forem os níveis de tensão da rede.

Para um melhor entendimento do funcionamento do Transformador Defasador foi realizada a simulação da rede mostrada na Figura 3.9 cujos dados podem ser vistos nas Tabelas 3.2 e 3.3. A análise em regime permanente mostra o quanto o ângulo de defasagem (ϕ) influencia os fluxos de potência.

Na rede de 4 barras apresentada, as simulações foram realizadas através de um programa de fluxo de carga para obtenção do estado da rede. O gerador do circuito é modelado como uma injeção de potência de $0,8 p.u.$ na barra 1, o Transformador Defasador está localizado entre os ramos (2-3), e as linhas são puramente indutivas, sendo que a impedância efetiva entre a linha

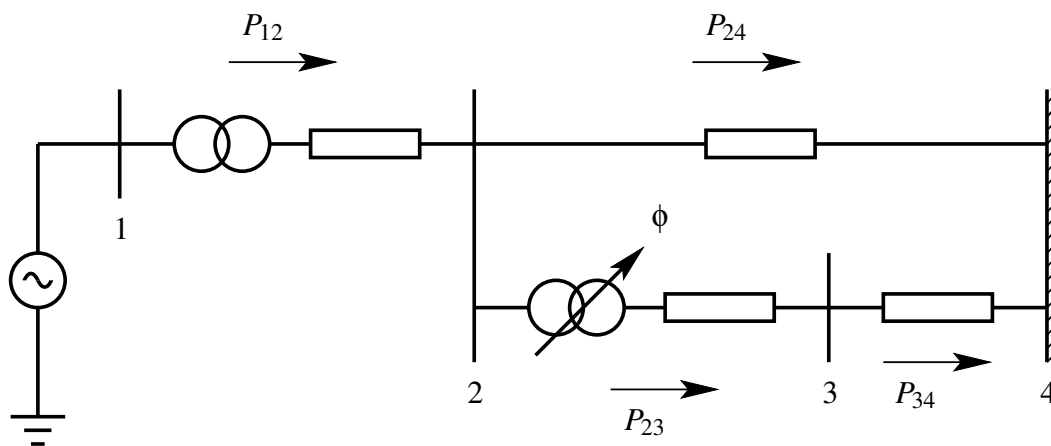


Figura 3.9: Rede de 4 barras.

Barra	Tipo	Tensão [p.u.]	Ângulo [graus]	P [p.u.]	Q [p.u.]
1	PV	1,0	—	0,8	—
2	PQ	—	—	-0,2	0,0
3	PQ	—	—	-0,2	0,0
4	Vθ	1,0	0,0	—	—

Tabela 3.2: Dados das barras.

Ramo			Parâmetros		
Início	Fim	Tipo	R	X_L	ϕ [graus]
1	2	Transformador em Fase	—	0,10	0,0
2	3	Transformador Defasador	—	0,90	variável
2	4	Linha	—	0,90	0,0
3	4	Linha	—	0,30	0,0

Tabela 3.3: Dados das linhas em p.u. na base de 100 MVA.

(2 – 3 – 4) é maior que a da linha (2 – 4).

Os resultados das simulações estão apresentados na Tabela 3.4, de onde conclui-se que, para o transformador defasador modelado como $1 : e^{j\phi}$, os fluxos de potência no ramo em que ele está instalado aumentam com o aumento da defasagem. Pode-se observar que a defasagem

introduzida aumenta o ângulo da tensão da barra 3, diminuindo o ângulo da tensão da barra 2, o que comprovam as relações definidas em 3.6. Pode-se concluir ainda que o fluxo de potência ativa em um ramo:

- é tanto maior, quanto maior for a abertura angular da linha (θ_{km});
- desloca-se no sentido dos ângulos maiores para os ângulos menores, conforme resultados, ($P_{km} > 0$ se $\theta_k > \theta_m$).

ϕ [graus]	$V_1 \angle \theta_1$	$V_2 \angle \theta_2$	$V_3 \angle \theta_3$	P_{12}	P_{23}	P_{24}	P_{34}
-30	1 \angle 34,78	0,9845 \angle 30,12	0,9951 \angle - 2,57	0,80	0,0511	0,5489	-0,1489
-20	1 \angle 30,13	0,9874 \angle 25,49	0,9950 \angle - 1,25		0,1279	0,4721	-0,0721
-10	1 \angle 25,64	0,9890 \angle 21,00	0,9928 \angle 0,11		0,2062	0,3938	0,0062
0	1 \angle 21,30	0,9893 \angle 16,67	0,9884 \angle 1,47	0,80	0,2847	0,3153	0,0847
10	1 \angle 17,13	0,9883 \angle 12,49	0,9818 \angle 2,85	0,80	0,3625	0,2375	0,1625
20	1 \angle 13,15	0,9860 \angle 8,49	0,9727 \angle 4,21		0,4382	0,1618	0,2382
30	1 \angle 9,37	0,9824 \angle 4,70	0,9610 \angle 5,56		0,5106	0,0894	0,3106

Tabela 3.4: Valores de tensão e fluxos para diversos valores de defasagem.

Em seguida, foram realizadas simulações com o ângulo de fase do transformador variando de -35° a $+60^\circ$. Nesse intervalo de variação do ângulo ϕ , observa-se um aumento do fluxo de potência no ramo (2 - 3), que vai de 0 à 0,6945 p.u.. Para os pontos simulados foi obtida uma curva $[\Delta P_{23} \times \Delta \phi]$, mostrada na Figura 3.10. Pela curva pode-se perceber que as variações dos fluxos de potência ativa pelo transformador defasador são aproximadamente lineares com as variações dos ângulos de defasagem. Esse resultado era esperado, uma vez que o fluxo de potência ativa de uma linha tem a função seno no seu equacionamento. Para os valores de ângulo de fase analisados, conclui-se ainda que, apenas para ângulos superiores a 37° é que ocorre violação de tensão na barra 3 (valores menores que 0.95).

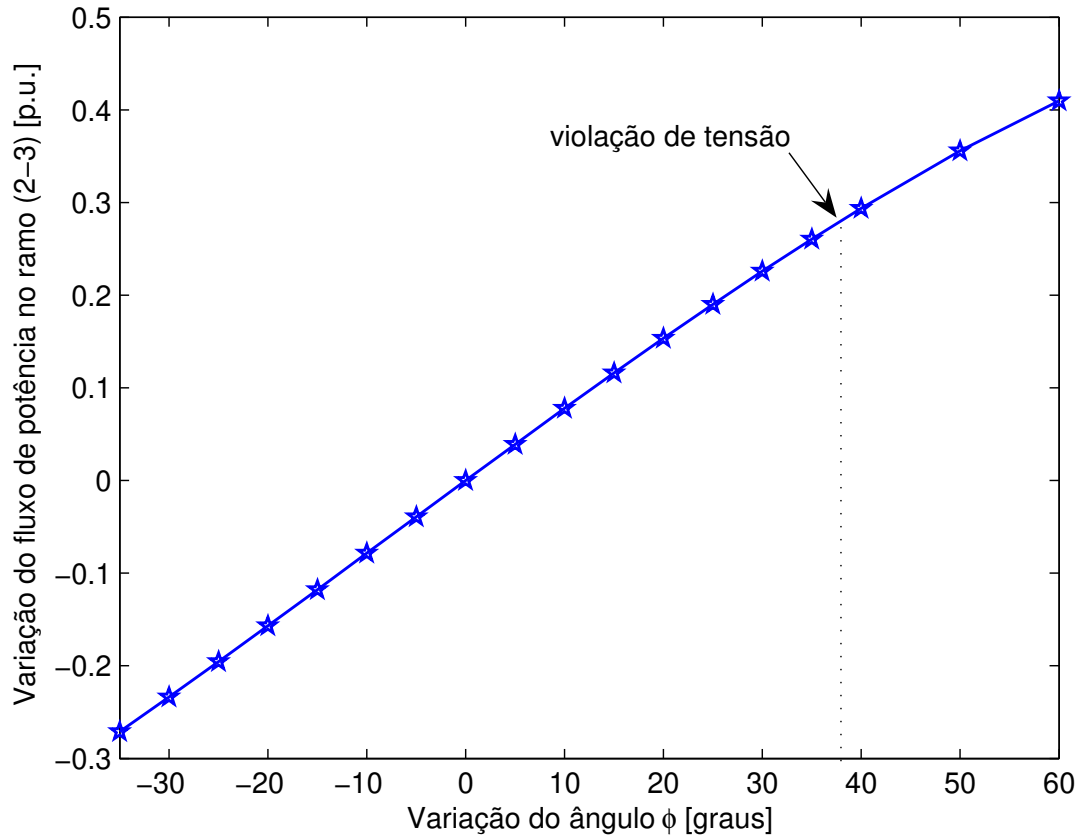


Figura 3.10: Curva $[\Delta P_{23} \times \Delta \phi]$.

3.6 Modelo Dinâmico do PST

Como vimos, o PST altera o ângulo de fase da tensão de uma linha, através da adição de um vetor de tensão em série. Este vetor, pode fazer a variação de fase usando um tipo de conversor, cuja topologia é baseada na eletrônica de potência, ligado a um transformador conectado em derivação. O ângulo de fase da tensão na linha, que pode ser visualizado como um ângulo variável, será ajustado pela ação dos controles de forma a atender os objetivos em estudo.

Na Figura 3.11, é mostrado o diagrama de blocos do modelo dinâmico linearizado do controlador de fase PST, utilizado neste trabalho.

A constante de tempo T_{pst} representa o atraso do circuito de disparo dos tiristores, geralmente muito pequeno (aproximadamente 3 ciclos). Embora esse modelo de primeira ordem seja bastante simples, ele vem sendo usado em diversos trabalhos (Araujo Jr. e Araujo 2002,

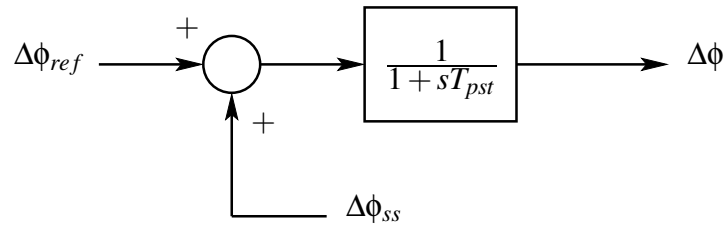


Figura 3.11: Modelo linearizado do PST.

Castro 2005, Domingues 2001, Nassif 2004), e também é similar aos modelos existentes na maioria dos programas de estabilidade em uso pelas empresas concessionárias de energia elétrica (Castro 2005).

Conforme esse modelo, as variações de fase do PST ocorrem devido às variações dos ângulos de disparo dos tiristores. A equação dinâmica associada com o controle do ângulo de fase do PST, obtida da Figura 3.11 está ilustrada em 3.18 (Pal e Chaudhuri 2005).

$$\frac{d}{dt}\Delta\phi = \frac{1}{T_{pst}}(-\Delta\phi + \Delta\phi_{ref} + \Delta\phi_{ss}) \quad (3.18)$$

Como retratado, T_{pst} representa o tempo de resposta do circuito de chaveamento, a entrada de referência ϕ_{ref} representa o valor de regime do defasamento introduzido pelo PST, e a entrada (sinal) suplementar ϕ_{ss} , é uma variável de saída do sistema de controle usado neste trabalho, para o amortecimento de oscilações eletromecânicas (Pal e Chaudhuri 2005).

3.7 Modelo de Sensibilidade de Potência

O modelo de sensibilidade de potência (MSP) proposto por Deckmann e da Costa (1994) é utilizado neste trabalho, para análise de oscilações eletromecânicas de baixa frequência em sistemas de energia elétrica. Este modelo apresenta-se como uma alternativa ao modelo clássico Heffron-Phillips, citado no Capítulo 2, e usado por diversos pesquisadores para obtenção da representação do sistema na forma de espaço de estados. Uma importante vantagem desse modelo reside na preservação da estrutura do sistema, uma vez que este não necessita da barra infinita como referência angular do sistema, possibilitando de forma direta sua extensão a sistemas multimáquinas (Castro 2005, da Costa 1992, Deckmann e da Costa 1994). Essa metodologia não requer a prévia eliminação das variáveis da rede de transmissão e portanto a rede é explicita-

mente representada, o que facilita as análises dos efeitos das cargas e de outros equipamentos, como por exemplo os controladores FACTS, nos modos de oscilação do sistema.

O processo de dedução do MSP baseia-se no balanço nodal de potência que deve ser satisfeito a qualquer instante para cada barra do sistema (Castro 2005, Deckmann e da Costa 1994). Seja o sistema composto por uma máquina síncrona conectada ao barramento infinito, como mostra a Figura 3.12.

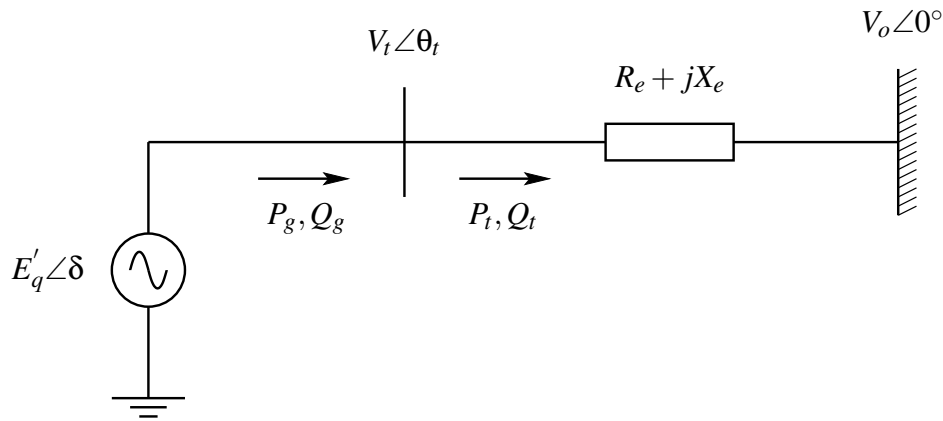


Figura 3.12: Máquina síncrona conectada a um barramento infinito (sistema isolado).

Os balanços de potência ativa e reativa na barra terminal do gerador (barra t), podem ser expressos pelo seguinte conjunto de equações:

$$\begin{aligned} P_g - P_t &= 0 \\ Q_g - Q_t &= 0 \end{aligned} \quad (3.19)$$

em que P_g e Q_g são, respectivamente, a potência ativa e reativa que o gerador injeta em sua barra terminal, e P_t e Q_t são, respectivamente, a potência ativa e reativa entregues ao barramento infinito.

Considerando as equações dinâmicas desse balanço, as expressões utilizadas para P_g e Q_g são dadas por:

$$\begin{aligned} P_g &= \frac{E'_q V_t}{X'_d} \text{sen}(\delta - \theta_t) + \frac{V_t^2}{2} \left[\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X'_d} \right] \text{sen}2(\delta - \theta_t) \\ Q_g &= \frac{E'_q V_t}{X'_d} \text{cos}(\delta - \theta_t) - \frac{V_t^2}{X'_d} - \frac{V_t^2}{2} \left[\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X'_d} \right] [1 - \text{cos}2(\delta - \theta_t)] \end{aligned} \quad (3.20)$$

sendo que o par de variáveis internas do gerador $[E'_q, \delta]$ e o par de variáveis terminais $[V_t, \theta_t]$ possuem uma dependência implícita no tempo e podem ser interpretadas em função da rede. As expressões para as potências P_t e Q_t , desconsiderando-se R_e , são dadas em 3.21.

$$P_t = \frac{V_t V_o}{X_e} \text{sen } \theta_t$$

$$Q_t = \frac{V_t^2}{X_e} - \frac{V_t V_o}{X_e} \text{cos } \theta_t$$
(3.21)

3.7.1 Linearização

Para pequenas excursões em torno de um ponto de equilíbrio, definido como estado básico, os pares de equações 3.20 e 3.21 podem ser linearizadas para estudos de estabilidade de pequenas perturbações. Assim, as equações do balanço de potência 3.19 podem ser expandidas em séries de Taylor, considerando-se somente os termos das derivadas parciais de primeira ordem, resultando no seguinte conjunto de equações incrementais:

$$A_{1g}\Delta(\delta - \theta_t) + A_{2g}\Delta E'_q + A_{3g}\Delta V_t - A_{1t}\Delta\theta_t - A_{2t}\Delta V_t = 0$$

$$R_{1g}\Delta(\delta - \theta_t) + R_{2g}\Delta E'_q + R_{3g}\Delta V_t - R_{1t}\Delta\theta_t - R_{2t}\Delta V_t = 0$$
(3.22)

no qual os coeficientes $[A_g, A_t]$ e $[R_g, R_t]$, fornecidos no Apêndice A representam, respectivamente, as sensibilidades locais das funções de potência ativa e reativa em relação às variáveis de estado e algébricas correspondentes.

É importante retratar que o par de variáveis terminais $[\Delta V_t, \Delta\theta_t]$ representa para o sistema, a interface algébrica rápida entre a máquina e a rede externa. Em contrapartida, o par de variáveis internas $[\Delta E'_q, \Delta\delta]$ traduz as variações lentas do fluxo de campo e as oscilações do rotor, respectivamente, e representam, portanto, a interface com as variáveis diferenciais do processo dinâmico em questão (Castro 2005, da Costa 1992, Deckmann e da Costa 1994).

O conjunto de equações 3.22 representa o balanço instantâneo de potência que deve ser satisfeito em qualquer instante durante o processo dinâmico. Para resolvê-lo, é necessário incluir as equações diferenciais que estão implícitas nas variáveis de estado $\Delta\delta$ e $\Delta E'_q$. Essas equações adicionais no domínio da frequência são:

- Equação de balanço do rotor (swing),

$$\Delta\omega = \frac{1}{M_S + D} (\Delta P_m - \Delta P_g) \quad (3.23)$$

$$\Delta\delta = \frac{\omega_0}{s} \Delta\omega \quad (3.24)$$

onde ΔP_m representa as variações de potência mecânica;

- Equação de balanço de fluxo no campo do gerador,

$$\Delta E'_q = \frac{\frac{X'_d}{X_d}}{1 + sT'_{do} \frac{X'_d}{X_d}} [\Delta E_{FD} + K_V \Delta V_t - K_A \Delta(\delta - \theta_t)] \quad (3.25)$$

A solução no tempo das equações 3.23 e 3.25 requer um esquema de integração passo a passo com as seguintes entradas:

$$\Delta P_g = A_{1g} \Delta(\delta - \theta_t) + A_{2g} \Delta E'_q + A_{3g} \Delta V_t \quad (3.26)$$

$$\Delta E_{FD} = \frac{K_e}{1 + sT_e} (\Delta V_{tref} - \Delta V_t) \quad (3.27)$$

O sistema de excitação estático é representado em 3.27, sendo ΔV_{tref} as variações da tensão de referência na barra terminal do gerador.

O modelo de sensibilidade de potência para um sistema constituído por uma máquina conectada a um barramento infinito, é integralmente representado pelas equações mostradas de 3.22 à 3.27.

3.7.2 Sistemas Multimáquinas

O MSP pode ser estendido para sistemas multimáquinas, bastando escrever as equações de balanço nodal de potência para cada barra do sistema. Conforme mostrado na Figura 3.13, considere uma barra genérica k , conectada às barras i e j .

O balanço de potência incremental na barra k pode ser expresso por:

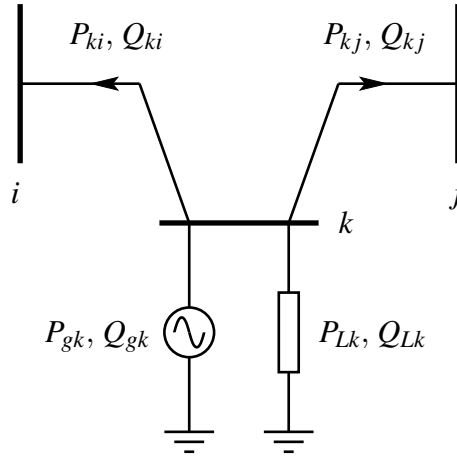


Figura 3.13: Sistema multibarras.

$$\Delta P_{gk} - \Delta P_{Lk} - \sum_{l \in \Omega_k} \Delta P_{kl} = 0 \quad (3.28)$$

$$\Delta Q_{gk} - \Delta Q_{Lk} - \sum_{l \in \Omega_k} \Delta Q_{kl} = 0$$

sendo

- $\Delta P_{Lk}, \Delta Q_{Lk}$ as variações das cargas ativa e reativa ligadas ao nó k , respectivamente;
- $\Delta P_{kl}, \Delta Q_{kl}$ as variações dos fluxos de potência ativo e reativo no ramo $k-l$, respectivamente;
- Ω_k o conjunto de barras ligadas à barra k .

Os incrementos de carga, ΔP_{Lk} e ΔQ_{Lk} , podem ser expressos em função da frequência e da magnitude de tensão locais. Conforme procedimento anterior, cada incremento de potência pode ser colocado em termos dos coeficientes de sensibilidade. As variações das potências ativa e reativa geradas no nó k são expressas por:

$$\Delta P_{gk} = A_{1gk} \Delta(\delta_k - \theta_k) + A_{2gk} \Delta E'_{qk} + A_{3gk} \Delta V_k \quad (3.29)$$

$$\Delta Q_{gk} = R_{1gk} \Delta(\delta_k - \theta_k) + R_{2gk} \Delta E'_{qk} + R_{3gk} \Delta V_k$$

As variações dos fluxos de potência ativa e reativa são expressas por:

$$\Delta P_{kl} = A_{1kl}\Delta(\theta_k - \theta_l) + A_{2kl}\Delta V_k + A_{3kl}\Delta V_l \quad (3.30)$$

$$\Delta Q_{kl} = R_{1kl}\Delta(\theta_k - \theta_l) + R_{2kl}\Delta V_k + R_{3kl}\Delta V_l$$

As equações para uma barra k genérica são obtidas substituindo-se 3.29 e 3.30 em 3.28 e isolando-se à direita nas equações de potência ativa e reativa os termos $\Delta\theta$ e ΔV , respectivamente.

$$\Delta P_k = A_{1gk}\Delta\theta_k + \sum_{l \in \Omega_k} A_{1kl}(\Delta\theta_k - \Delta\theta_l) \quad (3.31)$$

$$\Delta Q_k = -R_{3gk}\Delta V_k + \sum_{l \in \Omega_k} (R_{2kl}\Delta V_k + R_{3kl}\Delta V_l) \quad (3.32)$$

sendo

$$\Delta P_k = A_{1gk}\Delta\delta_k + A_{2gk}\Delta E'_{qk} + A_{3gk}\Delta V_k - \sum_{l \in \Omega_k} (A_{2kl}\Delta V_k + A_{3kl}\Delta V_l) - \Delta P_{Lk} \quad (3.33)$$

$$\Delta Q_k = R_{1gk}(\Delta\delta_k - \Delta\theta_k) + R_{2gk}\Delta E'_{qk} - \sum_{l \in \Omega_k} R_{1kl}(\Delta\theta_k - \Delta\theta_l) - \Delta Q_{Lk} \quad (3.34)$$

os mismatches de barra, incluindo os efeitos da variação de carga e termos de acoplamento cruzado $[\Delta P - \Delta V]$ e $[\Delta Q - \Delta\theta]$. Essas equações mostram a interação entre as variáveis dinâmicas e algébricas.

Dois subsistemas desacoplados de equações algébricas de dimensão n são obtidos, para uma rede constituída de n barras ($k = 1$ a n), por meio das equações 3.31 e 3.32. Eles podem ser colocados na seguinte forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \Delta P_l \\ \vdots \\ \Delta P_k \\ \vdots \\ \Delta P_n \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{ll} & \dots & A_{ln} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{kl} & A_{kk} & A_{kn} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ A_{nl} & \dots & A_{nn} \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} \Delta \theta_l \\ \vdots \\ \Delta \theta_k \\ \vdots \\ \Delta \theta_n \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$\begin{bmatrix} \Delta Q_l \\ \vdots \\ \Delta Q_k \\ \vdots \\ \Delta Q_n \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} R_{ll} & \dots & R_{ln} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{kl} & R_{kk} & R_{kn} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ R_{nl} & \dots & R_{nn} \end{bmatrix}}_R \begin{bmatrix} \Delta V_l \\ \vdots \\ \Delta V_k \\ \vdots \\ \Delta V_n \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

As matrizes de sensibilidade de potências $[A]$ e $[R]$ correspondem às submatrizes do Jacobiano do fluxo de carga Newton-Raphson, considerando-se todas as barras da rede, e têm a mesma esparsidade da matriz admitância nodal $[Y]$. Uma vez que não é preciso especificar um barramento infinito como referência específica do sistema, as equações de balanço do MSP podem ser estendidas à um número qualquer de barras.

3.7.3 Forma de Espaço de Estados

A representação do MSP na forma de espaço de estados, dada pelo conjunto de equações 2.11, é obtida arranjando-se de forma adequada as equações algébricas e diferenciais que representam o sistema.

A seguir, é apresentado o MSP na forma de espaço de estados para a configuração máquina barramento infinito, sendo depois estendido para sistemas multimáquinas.

Sistema Máquina Barramento Infinito

Considere o sistema da Figura 3.12 descrito pelas equações algébricas 3.22, pelas equações dinâmicas 3.23, 3.24, 3.25 com as entradas 3.26 e 3.27. Considerando $D = 0$, esse conjunto de equações pode ser colocado na seguinte forma matricial:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \Delta \dot{\omega} \\ \Delta \dot{\delta} \\ \Delta \dot{E}'_q \\ \Delta \dot{E}_{FD} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{A_{1g}}{M} & -\frac{A_{2g}}{M} & 0 \\ \omega_o & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_A}{T'_{do}} & -\frac{X_d}{X'_d T'_{do}} & \frac{1}{T'_{do}} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_e} \end{bmatrix}}_{J_1} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \omega \\ \Delta \delta \\ \Delta E'_q \\ \Delta E_{FD} \end{bmatrix}}_{\Delta x} + \\
&+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{A_{1g}}{M} & -\frac{A_{3g}}{M} \\ 0 & 0 \\ \frac{K_A}{T'_{do}} & \frac{K_V}{T'_{do}} \\ 0 & -\frac{K_c}{T_e} \end{bmatrix}}_{J_2} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \theta_t \\ \Delta V_t \end{bmatrix}}_{\Delta w} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{M} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_c}{T_e} \end{bmatrix}}_{B_1} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta P_m \\ \Delta V_{tref} \end{bmatrix}}_{\Delta u} \quad (3.37)
\end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & A_{1g} & A_{2g} & 0 \\ 0 & R_{1g} & R_{2g} & 0 \end{bmatrix}}_{J_3} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \omega \\ \Delta \delta \\ \Delta E'_q \\ \Delta E_{FD} \end{bmatrix}}_{\Delta x} + \underbrace{\begin{bmatrix} -A_{1g} - A_{1t} & A_{3g} - A_{2t} \\ -R_{1g} - R_{1t} & R_{3g} - R_{2t} \end{bmatrix}}_{J_4} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \theta_t \\ \Delta V_t \end{bmatrix}}_{\Delta w} \quad (3.38)$$

Agora, eliminando-se o vetor de variáveis algébricas Δw , o sistema pode ser representado na forma de espaço de estados com $\Delta \dot{x} = \mathcal{A} \Delta x + \mathcal{B} \Delta u$, sendo $\mathcal{A} = (J_1 - J_2 J_4^{-1} J_3)$ e $\mathcal{B} = B_1$.

Sistemas Multimáquinas

A forma de espaço de estados do MSP pode ser facilmente estendida para representação de sistemas multimáquinas. Aqui, por questão de simplicidade, todos os geradores são representados por um modelo de 3ª ordem com regulador de tensão de 1ª ordem. Considerando um sistema constituído por K geradores e L barras, as equações 3.37 e 3.38 podem ser reescritas na seguinte forma geral:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \Delta \dot{\omega}_i \\ \Delta \dot{\delta}_i \\ \Delta \dot{E}'_{qi} \\ \Delta \dot{E}_{FDi} \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{A_{1gi}}{M_i} & -\frac{A_{2gi}}{M_i} & 0 \\ \omega_o & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_{Ai}}{T'_{do_i}} & -\frac{X_{di}}{X'_{di}T'_{do_i}} & \frac{1}{T'_{do_i}} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{ei}} \end{bmatrix}}_{J_1} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \omega_i \\ \Delta \delta_i \\ \Delta E'_{qi} \\ \Delta E_{FDi} \end{bmatrix}}_{\Delta x} + \\
&+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{A_{1gi}}{M_i} & -\frac{A_{3gi}}{M_i} \\ 0 & 0 \\ \frac{K_{Ai}}{T'_{do_i}} & \frac{K_{Vi}}{T'_{do_i}} \\ 0 & -\frac{K_{ei}}{T_{ei}} \end{bmatrix}}_{J_2} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \theta_n \\ \Delta V_n \end{bmatrix}}_{\Delta w} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{M_i} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_{ei}}{T_{ei}} \end{bmatrix}}_{B_1} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta P_{mi} \\ \Delta V_{trefi} \end{bmatrix}}_{\Delta u} \quad (3.39)
\end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & A_{1gi} & A_{2gi} & 0 \\ 0 & R_{1gi} & R_{2gi} & 0 \end{bmatrix}}_{J_3} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \omega_i \\ \Delta \delta_i \\ \Delta E'_{qi} \\ \Delta E_{FDi} \end{bmatrix}}_{\Delta x} + \underbrace{\begin{bmatrix} J_4 \end{bmatrix}}_{J_4} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta \theta_n \\ \Delta V_n \end{bmatrix}}_{\Delta w} \quad (3.40)$$

sendo $i = (1, \dots, K)$, $n = (1, \dots, L)$, e J_4 a matriz Jacobiana do fluxo de potência incluindo todas as barras do sistema.

É importante destacar que qualquer equipamento que tenha modelagem dinâmica, como por exemplo, geradores de diferentes modelos, FACTS, motores de indução e cargas dinâmicas, podem ser prontamente incluídos nas equações 3.37 e 3.38, assim como nas equações gerais 3.39 e 3.40.

Na Seção 3.9 é apresentada a inclusão do PST na modelagem 2.8, sendo a equação diferencial que o modela incluída no conjunto representado pela função f . Nesse caso, u poderia ser considerado o tap de transformadores e y a potência ativa através do equipamento.

3.8 Sinal Estabilizante Suplementar

Um sinal estabilizante suplementar pode ser adicionado à malha de controle do ângulo de fase do PST com o objetivo de fornecer amortecimento às oscilações do rotor. Se projetado através dos métodos clássicos de controle (compensação de fase), esse controlador suplementar

tem estrutura semelhante ao PSS, citado no Capítulo 2. Na literatura, esse tipo de estabilizador é denominado, pela maioria dos autores, de controlador POD (*Power Oscillation Damping Controller*). Na Figura 3.14 é apresentado o modelo do controlador POD para equipamentos FACTS (Castro 2005, Norrozzian e Anderson 1994, Song e Johns 1999).

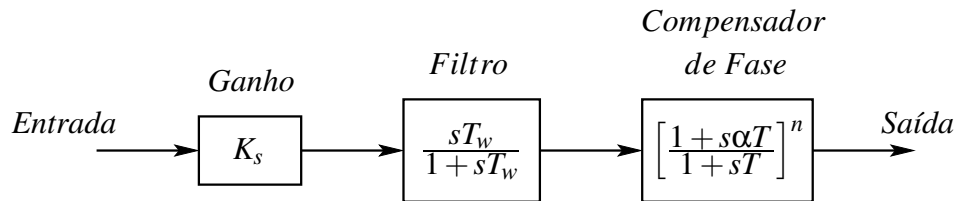


Figura 3.14: Modelo do controlador POD.

O controlador POD é formado por três blocos: um filtro passa-alta, um circuito compensador de fase e um ganho, conforme mostrado na Figura 3.14. O filtro passa-alta ou *washout* é usado para evitar que o estabilizador atue em regime permanente, ou seja, a sua finalidade é impedir que variações do sinal de entrada em regime permanente modifiquem o sinal de saída. O compensador de fase fornece a característica de fase apropriada ao sinal de entrada, e o ganho determina a quantidade de amortecimento introduzida pelo POD.

Um aspecto fundamental no projeto de um controlador efetivo e robusto é a escolha de um sinal de entrada apropriado. Visando reduzir custos de implementação e aumentar a confiabilidade do controlador, o sinal de entrada deve estar disponível localmente ou deve poder ser sintetizado por meio de medidas locais. Usando diferentes sinais de entrada, diversos controladores POD para o PST são projetados e seus desempenhos avaliados por meio da análise modal e respostas no domínio do tempo, considerando variações no carregamento do sistema (Ayres 2005, Castro 2005). Os sinais de entrada para o POD, considerados neste trabalho, são a velocidade do rotor do gerador (sinal remoto), o fluxo de potência ativa e a magnitude da corrente na linha de transmissão (sinais locais). O sinal da corrente utilizado nos projetos é obtido a partir da equação 3.15.

3.9 Inclusão do PST no Modelo do Sistema

Seja o sistema mostrado na Figura 3.15. Ele consiste de um gerador conectado a uma barra infinita por meio de um PST e uma linha de transmissão. Os dados do sistema são forne-

cidos na Seção 4.1.

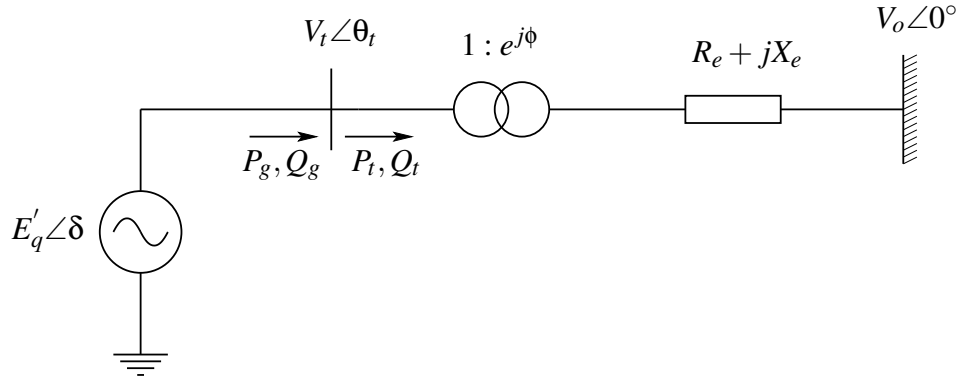


Figura 3.15: Gerador conectado a um barramento infinito incluindo um PST.

O balanço de potência na barra terminal do gerador é dado por 3.19 e as expressões de P_g e Q_g são mostradas em 3.20. Considerando a defasagem introduzida pelo PST (Hingorani e Gyugyi 2000, Song e Johns 1999), as expressões dos fluxos de potência ativa (P_t) e reativa (Q_t) na linha de transmissão dadas em 3.21 ($R_e = 0$) podem ser reescritas como:

$$P_t = \frac{V_t V_o}{X_e} \text{sen}(\theta_t + \phi) \quad (3.41)$$

$$Q_t = \frac{V_t^2}{X_e} - \frac{V_t V_o}{X_e} \text{cos}(\theta_t + \phi)$$

As expressões incrementais de balanço de potência ficam da seguinte forma:

$$A_{1g}\Delta(\delta - \theta_t) + A_{2g}\Delta E'_q + A_{3g}\Delta V_t - A_{1t}\Delta\theta_t - A_{2t}\Delta V_t - A_{3t}\Delta\phi = 0 \quad (3.42)$$

$$R_{1g}\Delta(\delta - \theta_t) + R_{2g}\Delta E'_q + R_{3g}\Delta V_t - R_{1t}\Delta\theta_t - R_{2t}\Delta V_t - R_{3t}\Delta\phi = 0$$

Os coeficientes $[A_g, A_t]$ e $[R_g, R_t]$ são apresentados no Apêndice A.

O modelo linearizado do PST com seu controlador POD é mostrado na Figura 3.16. As equações que descrevem o modelo linearizado do PST com o controlador POD também devem ser incluídas nas equações 3.37 e 3.38, o que será detalhado a seguir para o sinal de entrada ΔP_t . Sendo assim, o sinal de realimentação do controlador POD é o fluxo de potência ativa na linha de transmissão que em sua forma linearizada é dado por:

$$\Delta P_t = A_{1t}\Delta\theta_t + A_{2t}\Delta V_t + A_{3t}\Delta\phi \quad (3.43)$$

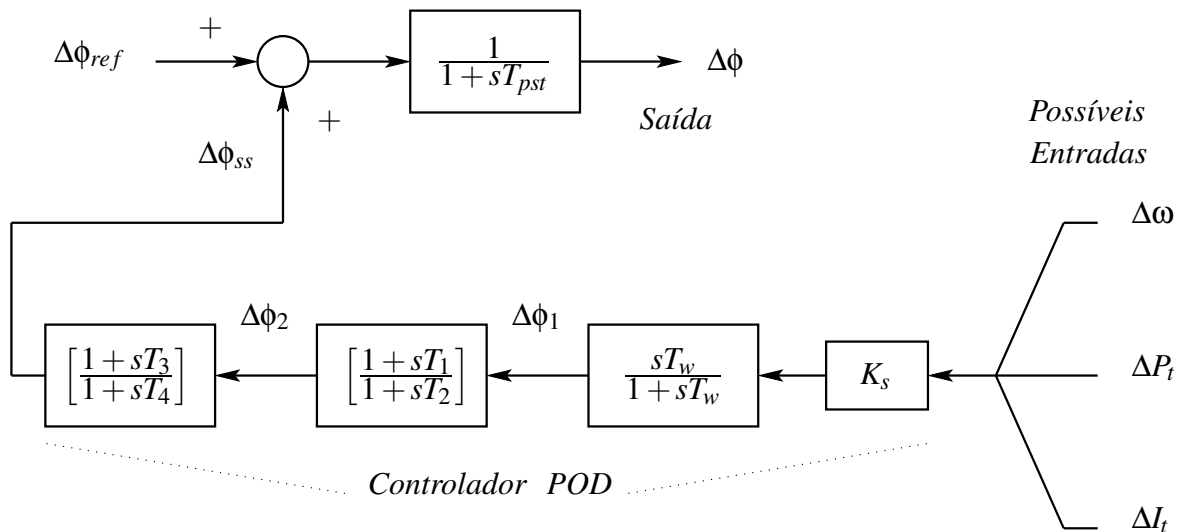


Figura 3.16: Modelo dinâmico do PST equipado com um controlador POD.

Devido a entrada do POD não ser uma variável de estado, é necessário que o bloco do filtro *washout* e cada bloco do compensador de fase seja dividido em dois blocos, como mostrado na Figura 3.17 (Kundur 1994). A vantagem dessa abordagem reside no fato da expressão da derivada da variável de entrada do bloco não ser necessária. Isto é importante em situações onde a entrada não é variável de estado, em casos onde a expressão de sua derivada não está prontamente disponível.

Desta maneira, podemos obter as equações que expressam o modelo do controlador POD. As variáveis de estado são:

$$\Delta\dot{\phi}'_1 = \frac{1}{T_w} (-\Delta\phi'_1 + K_s \Delta P_t) \quad (3.44)$$

$$\Delta\dot{\phi}'_2 = \frac{1}{T_2} (-\Delta\phi'_2 + \Delta\phi_1) \quad (3.45)$$

$$\Delta\dot{\phi}'_{ss} = \frac{1}{T_4} (-\Delta\phi'_{ss} + \Delta\phi_2) \quad (3.46)$$

$$\Delta\dot{\phi} = \frac{1}{T_{pst}} (-\Delta\phi + \Delta\phi_{ref} + \Delta\phi_{ss}) \quad (3.47)$$

e as expressões das saídas dos blocos são dadas a seguir:

$$\Delta\phi_1 = K_s \Delta P_t - \Delta\phi'_1 \quad (3.48)$$

$$\Delta\phi_2 = \left[1 - \frac{T_1}{T_2}\right] \Delta\phi'_2 - \frac{T_1}{T_2} \Delta\phi'_1 + \frac{T_1}{T_2} K_s \Delta P_t \quad (3.49)$$

$$\Delta\phi_{ss} = \left[1 - \frac{T_3}{T_4}\right] \Delta\phi'_{ss} + \frac{T_3}{T_4} \left[1 - \frac{T_1}{T_2}\right] \Delta\phi'_2 - \frac{T_1 T_3}{T_2 T_4} \Delta\phi'_1 + \frac{T_1 T_3}{T_2 T_4} K_s \Delta P_t \quad (3.50)$$

e por último, tem-se que a expressão da saída $\Delta\phi$ é dada por:

$$\begin{aligned} \Delta\dot{\phi} = & \left[1 - \frac{T_3}{T_4}\right] \frac{\Delta\phi'_{ss}}{T_{pst}} + \frac{T_3}{T_4} \left[1 - \frac{T_1}{T_2}\right] \frac{\Delta\phi'_2}{T_{pst}} - \frac{T_1 T_3}{T_2 T_4 T_{pst}} \Delta\phi'_1 + \\ & + \frac{T_1 T_3 K_s}{T_2 T_4 T_{pst}} \Delta P_t - \frac{\Delta\phi}{T_{pst}} + \frac{\Delta\phi_{ref}}{T_{pst}} \end{aligned} \quad (3.51)$$

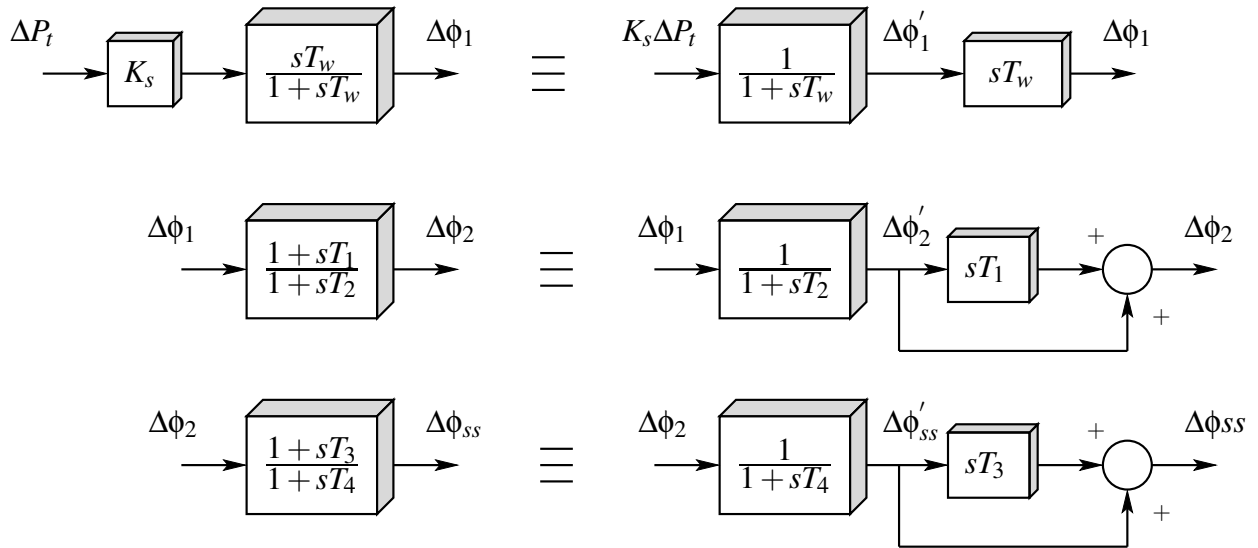


Figura 3.17: Divisão do controlador POD em blocos.

Incluindo a equação dinâmica associada com o controle do ângulo de fase do PST dada em 3.47; as equações algébricas 3.42 juntamente com as equações diferenciais dadas em 3.23, 3.24, 3.25, 3.44, 3.45 e 3.46 com as entradas 3.26, 3.27, 3.43, 3.48, 3.49 e 3.50 constituem o MSP para o sistema da Figura 3.15, as quais podem ser colocadas na forma de espaço de estados como:

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\omega} \\ \Delta\dot{\delta} \\ \Delta\dot{E}'_q \\ \Delta\dot{E}_{FD} \\ \Delta\dot{\phi}'_1 \\ \Delta\dot{\phi}'_2 \\ \Delta\dot{\phi}'_{ss} \\ \Delta\dot{\phi} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{A_{1g}}{M} & -\frac{A_{2g}}{M} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_o & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{K_A}{T'_{do}} & -\frac{X_d}{X'_d T'_{do}} & \frac{1}{T'_{do}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_e} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_w} & 0 & 0 & \frac{K_s A_{3t}}{T_w} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_2} & -\frac{1}{T_2} & 0 & \frac{K_s A_{3t}}{T_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{T_1}{T_2 T_4} & \left[1 - \frac{T_1}{T_2}\right] \frac{1}{T_4} & -\frac{1}{T_4} & \frac{T_1 K_s A_{3t}}{T_2 T_4} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{T_1 T_3}{T_2 T_4} & \left[1 - \frac{T_1}{T_2}\right] \frac{T_3}{T_4 T_{pst}} & \left[1 - \frac{T_3}{T_4}\right] \frac{1}{T_{pst}} & \frac{T_1 T_3 K_s A_{3t}}{T_2 T_4 T_{pst}} - \frac{1}{T_{pst}} \end{bmatrix}}_{J_1}$$

$$\begin{bmatrix} \Delta\omega \\ \Delta\delta \\ \Delta E'_q \\ \Delta E_{FD} \\ \Delta\phi'_1 \\ \Delta\phi'_2 \\ \Delta\phi'_{ss} \\ \Delta\phi \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{A_{1g}}{M} & -\frac{A_{3g}}{M} \\ 0 & 0 \\ \frac{K_A}{T'_{do}} & \frac{K_V}{T'_{do}} \\ 0 & -\frac{K_e}{T_e} \\ \frac{K_s A_{1t}}{T_w} & \frac{K_s A_{2t}}{T_w} \\ \frac{K_s A_{1t}}{T_2} & \frac{K_s A_{2t}}{T_2} \\ \frac{T_1 K_s A_{1t}}{T_2 T_4} & \frac{T_1 K_s A_{2t}}{T_2 T_4} \\ \frac{T_1 T_3 K_s A_{1t}}{T_2 T_4 T_{pst}} & \frac{T_1 T_3 K_s A_{2t}}{T_2 T_4 T_{pst}} \end{bmatrix}}_{J_2} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\theta_t \\ \Delta V_t \end{bmatrix}}_{\Delta w} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{M} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{K_e}{T_e} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{T_{pst}} \end{bmatrix}}_{B_1} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta P_m \\ \Delta V_{tref} \\ \Delta\phi_{ref} \end{bmatrix}}_{\Delta u} \quad (3.52)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & A_{1g} & A_{2g} & 0 & 0 & 0 & 0 & -A_{3t} \\ 0 & R_{1g} & R_{2g} & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_{3t} \end{bmatrix}}_{J_3} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\omega \\ \Delta\delta \\ \Delta E'_q \\ \Delta E_{FD} \\ \Delta\phi'_1 \\ \Delta\phi'_2 \\ \Delta\phi'_{ss} \\ \Delta\phi \end{bmatrix}}_{\Delta x} + \underbrace{\begin{bmatrix} -A_{1g} - A_{1t} & A_{3g} - A_{2t} \\ -R_{1g} - R_{1t} & R_{3g} - R_{2t} \end{bmatrix}}_{J_4} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\theta_t \\ \Delta V_t \end{bmatrix}}_{\Delta w} \quad (3.53)$$

Conforme demonstrado, a inclusão do PST no modelo do sistema da Figura 3.15 através da metodologia proposta pelo MSP é bastante simples e direta, aproveitando muitas equações apresentadas na Seção 3.7. A preservação da estrutura do sistema, inerente ao MSP, evita a realização de passos adicionais para a obtenção de um sistema equivalente. Além do mais, o procedimento descrito aqui pode ser estendido para a consideração de qualquer outro controlador FACTS ou dispositivo que tenha modelagem dinâmica (Castro 2005).

Outros sinais de entrada para o controlador POD podem ser representados no MSP, de forma análoga ao que foi demonstrado para o fluxo de potência ativa na linha ΔP_t .

3.10 Projeto do Controlador POD

Conforme já mencionado, aqui um controlador é utilizado para modular a defasagem introduzida pelo PST durante transitórios para amortecer oscilações eletromecânicas. Diversas metodologias de projeto podem ser usadas para o ajuste dos parâmetros do controlador POD. No entanto, mesmo com o avanço da teoria de controle moderno, as técnicas mais comumente utilizadas em projetos de sistemas de potência atuais, ainda são baseadas na teoria de controle clássico (Watanabe, Barbosa et al. 1998).

As técnicas predominantes nesses projetos são baseadas em métodos de resposta em frequência e sensibilidade dos autovalores. Basicamente, o procedimento de projeto de um controlador como o mostrado na Figura 3.14, compreende dois passos:

1. Cálculo da fase a ser compensada pelo estabilizador e
2. Determinação do ganho do controlador.

Os parâmetros do bloco de compensação de fase são calculados de acordo com as seguintes equações:

$$T = \frac{1}{\omega_n \sqrt{\alpha}} \quad (3.54)$$

$$\alpha = \frac{1 - \text{sen} \left(\frac{\Phi}{n} \right)}{1 + \text{sen} \left(\frac{\Phi}{n} \right)} \quad (3.55)$$

sendo Φ a fase a ser compensada, ω_n a frequência do modo a ser amortecido e n o número de blocos de compensação de fase. Geralmente, o valor de n é 1 ou 2, podendo ser um número

maior caso necessário. O valor de T_w não é crítico e pode estar na faixa de 1 à 20 segundos (Kundur 1994). Neste trabalho é escolhido T_w igual a 10s. Após sintonizar os parâmetros do compensador de fase, o passo 2 é executado. O ganho do POD é escolhido de modo a atender a taxa de amortecimento requerida para o modo considerado. Usualmente, 10% de amortecimento é considerado suficiente.

3.10.1 Critério de Estabilidade de Nyquist

Nesse trabalho, os controladores POD serão projetados através do método da resposta em frequência baseado no critério de estabilidade de *Nyquist*. O critério de *Nyquist* permite a avaliação da estabilidade de malha fechada de um sistema com realimentação a partir do conhecimento dos pólos e do gráfico da resposta em frequência da função de transferência de malha aberta. No entanto, não é o objetivo aqui apresentar detalhes do critério de *Nyquist*, já que o assunto é extensamente abordado na maioria dos livros de controle clássico (Dorf e Bishop 2001, Ogata 1970).

Considere o sistema SISO (*Single-Input / Single-Output*) mostrado na Figura 3.18, cuja função de transferência de malha aberta é $G(s)H(s)$ e a função de transferência de malha fechada é dada por:

$$F(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (3.56)$$

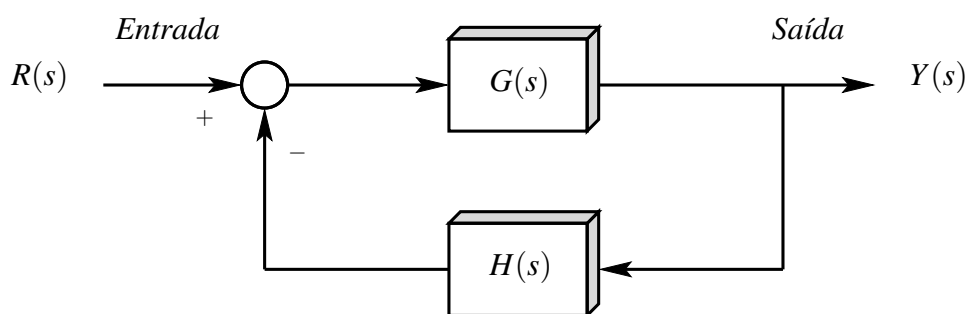


Figura 3.18: Sistema de controle com realimentação.

Baseado no princípio do argumento, o critério de *Nyquist* estabelece que:

$$N = Z - P \quad (3.57)$$

onde:

- N é o número de circunSCRIÇÕES do ponto $(-1, j0)$ no sentido horário feitas pelo gráfico da resposta em frequência de $G(s)H(s)$ quando a frequência varia de -1 a $+1$;
- Z é o número de zeros de $1 + G(s)H(s)$ no semiplano direito do plano complexo e
- P é o número de pólos (ou autovalores) instáveis de $G(s)H(s)$.

Observa-se que os zeros de $1 + G(s)H(s)$ são os pólos da função de transferência em malha fechada dada por 3.56.

Um sistema é estável em malha fechada quando $Z = 0$. Assim, de acordo com 3.57, um sistema em malha fechada é estável se o número de circunSCRIÇÕES do ponto $(-1, j0)$ no sentido anti-horário feitas pelo gráfico de *Nyquist* de $G(s)H(s)$ for igual ao número de pólos instáveis de $G(s)H(s)$, isto é, deve-se ter $N = -P$. O gráfico de *Nyquist* pode ser obtido somente para valores positivos da frequência, nesse caso o número de circunSCRIÇÕES que garante a estabilidade do sistema em malha fechada é dado por $N/2$.

Nas técnicas clássicas de controle, a estabilidade de um sistema é avaliada através dos conceitos de margens de fase e de ganho. Assim, o estabilizador é sempre projetado de forma a propiciar boas margens de fase e de ganho ao sistema.

3.10.2 Projeto de Controladores POD utilizando MATLAB

É detalhado a seguir um procedimento que pode ser utilizado no projeto de controladores POD, usando o programa MATLAB e suas ferramentas de controle. Como exemplo, considere o sistema isolado incluindo um PST mostrado na Figura 3.15 que deve ser representado através do MSP. Eliminando o vetor de variáveis algébricas Δw e escolhendo a velocidade do rotor $\Delta \omega$, o fluxo de potência na linha ΔP_t e a corrente na linha ΔI_t como variáveis de saída, é obtido o modelo do sistema em variáveis de estado dado por 2.11 em que:

$$\Delta x = \begin{bmatrix} \Delta\omega \\ \Delta\delta \\ \Delta E'_q \\ \Delta E_{FD} \\ \Delta\phi \end{bmatrix}, \quad \Delta u = \begin{bmatrix} \Delta P_m \\ \Delta V_{tref} \\ \Delta\phi_{ref} \end{bmatrix}, \quad \Delta y = \begin{bmatrix} \Delta\omega \\ \Delta P_t \\ \Delta I_t \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

o qual pode ser usado para análise da estabilidade e também para síntese de estabilizadores.

Como mencionado, o projeto de um controlador POD para o PST com o MATLAB pode ser realizado através de um procedimento, descrito por etapas a seguir:

1. O primeiro passo consiste em se determinar, a partir do carregamento, a condição de operação, os coeficientes do MSP e as matrizes \mathcal{A} , \mathcal{B} , \mathcal{C} e \mathcal{D} .
2. Depois, deve ser construído o modelo na forma de espaço de estados usando a sequência de comandos abaixo:

$$\begin{aligned} \text{estados} &= \{ '\omega' \quad '\delta' \quad 'E'_q \quad 'E_{FD}' \quad '\phi' \}; \\ \text{entradas} &= \{ 'P_m' \quad 'V_{tref}' \quad '\phi_{ref}' \}; \\ \text{saídas} &= \{ '\omega' \quad 'P_t' \quad 'I_t' \}; \\ \text{sistema} &= \text{ss} \{ A, B, C, D, 'statename', \text{estados}, \dots \\ &\quad 'inputname', \text{entradas}, 'outputname', \text{saídas} \} \end{aligned}$$

Nessa etapa, foi construído um sistema MIMO (*Multiple-Input / Multiple-Output*) com três entradas e três saídas.

3. Em seguida, calcula-se a frequência natural de oscilação e a taxa de amortecimento dos autovalores associados ao modo eletromecânico utilizando a seguinte função:

$$[\omega_n, \zeta, P] = \text{damp}(\mathcal{A});$$

Nesse passo, deve-se verificar se o sistema é estável ou não.

4. Continuando, obtém-se o sistema SISO a partir do sistema MIMO “original”, que relaciona a saída e a entrada de interesse. Aqui, a potência na linha é utilizada como sinal de entrada do POD, e esse passo é realizado através do comando:

$$\text{система } 23 = \text{система} \{ 'P_t', ' \phi_{ref}' \};$$

A função de transferência do POD é dada por:

$$POD(s) = \frac{\Delta\phi_{ref}(s)}{\Delta P_t(s)};$$

5. Na seqüência, é obtido o gráfico de *Nyquist* da função de transferência de malha aberta $\Delta P_t(s)/\Delta\phi_{ref}(s)$ usando o comando:

$$\text{nyquist} (-\text{система } 23 * \text{washout});$$

Neste passo, com a análise do Diagrama de *Nyquist*, deve-se calcular a fase (Φ) a ser compensada pelo POD para que se obtenha boa margem de fase. A variável *washout* que representa a função de transferência desse filtro também deve ser considerada nos cálculos. Observa-se ainda que foi utilizado um sinal negativo para obtenção do gráfico polar. Ocorre que, no MATLAB, o padrão é a realimentação negativa. Entretanto, o sinal estabilizante provindo de um POD é normalmente considerado como uma realimentação positiva. Por essa razão, em muitos projetos, o sinal negativo deve ser utilizado. Uma vez determinado Φ , os parâmetros dos blocos compensadores são calculados usando as equações 3.54 e 3.55.

6. Por último, deve-se determinar o valor do ganho K_s que forneça adequada margem de ganho ao sistema. Esse passo é realizado através do editor do lugar das raízes do MATLAB com a função:

$$\text{rlocus} (-\text{система } 23 * \text{washout} * \text{compensador de fase}).$$

Aqui, o par de autovalores complexo-conjugado referente ao modo eletromecânico é movido para a esquerda de forma a se obter o amortecimento desejado e, conseqüentemente, bom desempenho do sistema em malha fechada.

No Capítulo 4 esse procedimento é usado na síntese de diversos estabilizadores, considerando-se diferentes sistemas.

Capítulo 4

Simulações, Análises e Resultados

Neste capítulo, são mostrados os resultados das simulações e estudos realizados com o PST, para o amortecimento de oscilações eletromecânicas de baixa frequência. Considera-se o sistema linearizado e representado na forma de espaço de estados no MSP. O comportamento dinâmico do PST inserido no modelo do sistema é avaliado quando submetido a pequenas perturbações.

Três circuitos teste largamente utilizados na literatura são considerados. O primeiro trata-se de um modelo máquina barramento infinito com um PST inserido. Nesse caso, são avaliadas três situações distintas: Sistema MBI sem PST (defasagem nula); Sistema MBI com o grau de compensação atuando como entrada para o sistema (ajuste manual da defasagem) e Sistema MBI com o grau de compensação atuando como variável de estado (ajuste da defasagem ϕ pelo dispositivo de controle). Para este último caso, diversos controladores POD são projetados, tendo como entrada tanto sinal remoto quanto sinais locais. O segundo circuito analisado é um sistema com 4 barras, sendo o PST introduzido para o amortecimento de oscilações e controle do fluxo de potência. Até aqui, todo o estudo é apresentado para o amortecimento de oscilações de modo local, sendo que todos os sistemas apresentam como modos críticos os modos eletromecânicos. Análises de oscilações de modo interárea são realizadas para o último sistema apresentado, composto de quatro geradores.

O estudo de estabilidade angular, assim como o projeto dos estabilizadores, é baseado na análise modal, bifurcações de Hopf, gráficos do lugar das raízes e técnicas de resposta no domínio do tempo e da frequência, realizados através do programa MATLAB. Esse programa constitui uma ferramenta bastante útil e prática na análise e compreensão do problema abordado.

4.1 Sistema MBI - Influência do PST

Para uma primeira avaliação da influência do PST na estabilidade do sistema, foram realizadas simulações para o sistema ilustrado na Figura 3.15, composto por um gerador síncrono conectado a um barramento infinito, através de uma linha de transmissão com o PST instalado. A linha de transmissão é modelada por uma reatância puramente indutiva. Como mencionado, o gerador é representado por um modelo de 3ª ordem, equipado com um regulador automático de tensão, modelado por uma função de transferência de 1ª ordem. Os dados do gerador, da linha de transmissão, do regulador automático de tensão e do PST encontram-se nas Tabelas 4.1 e 4.2.

H	D	X_d	X'_d	X_q	T'_{do}	R_e	X_e
[s]	[p.u.]	[p.u.]	[p.u.]	[p.u.]	[s]	[p.u.]	[p.u.]
2,37	0,0	1,7	0,245	1,64	5,9	0,0	0,4

Tabela 4.1: Parâmetros do gerador e linha de transmissão.

T_{pst}	K_e	T_e
[s]	[p.u./p.u.]	[s]
0,05	50,0	0,01

Tabela 4.2: Parâmetros do PST e regulador de tensão.

Este exemplo é uma adaptação de um sistema contido em Anderson e Fouad (2003). Em todos os casos simulados, foram aplicados degraus de 10% na potência mecânica, para avaliação da resposta do sistema frente a uma pequena perturbação.

Na Figura 4.1 são apresentadas respostas ao degrau sendo a potência elétrica mantida em 0,8 p.u.. A Figura mostra a variação da velocidade do rotor do gerador ($\Delta\omega$) em função do tempo, para o sistema sem a inclusão do PST (defasagem nula) e com a inclusão do PST.

Pode-se notar uma sobreposição entre as formas de onda, indicando que a presença do PST não influencia os resultados. Sendo assim, a inclusão do PST nesse sistema elétrico não pode trazer benefícios para a estabilidade a pequenas perturbações.

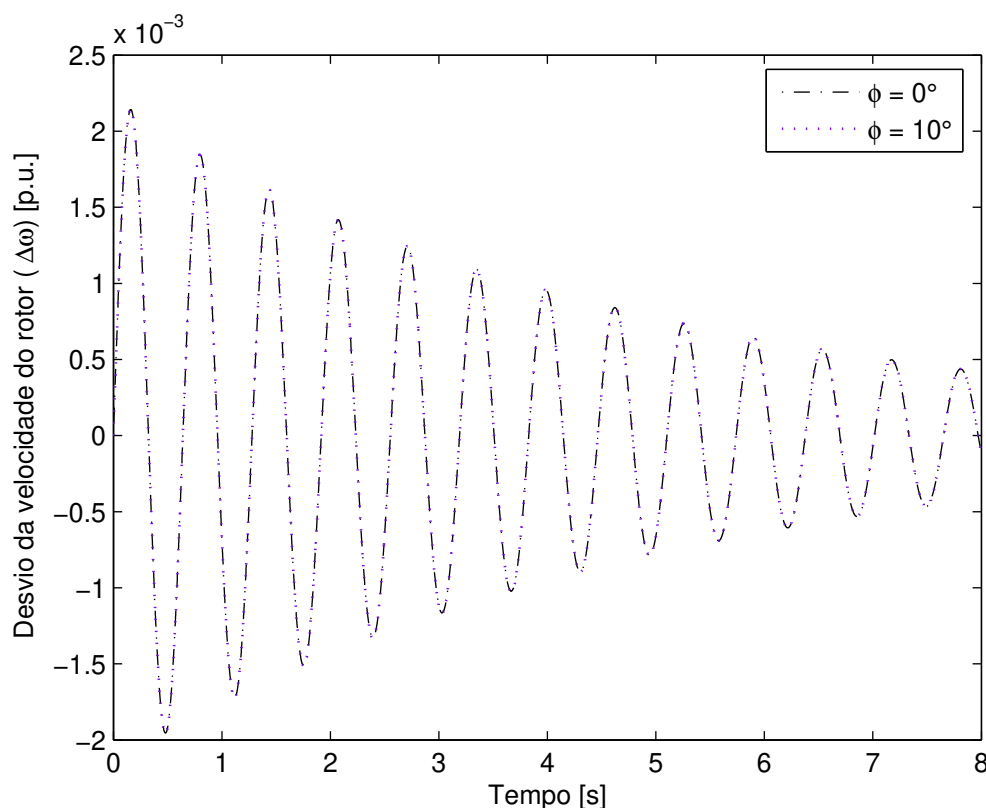


Figura 4.1: Variação da velocidade do rotor ($P_g = 0,8 p.u.$).

A Figura 4.2 mostra a variação da velocidade do rotor para o mesmo sistema em análise mantendo-se defasagem nula (ou seja, sem o PST) e variando o carregamento do sistema. Para um maior carregamento observa-se que o sistema é instável (as oscilações possuem amplitudes crescentes).

4.2 Sistema MBI com Ajuste Manual da Defasagem

Nesta etapa, foi considerado um sistema MBI com grau de compensação atuando como entrada, sendo a defasagem introduzida pelo PST, ajustada manualmente (sem controladores). Para se avaliar os efeitos do grau de compensação no amortecimento das oscilações eletromecânicas do sistema de potência, foram feitas simulações, sem considerar o ângulo ϕ como variável de estado, para diferentes defasagens. A condição de simulação corresponde à entrega de $0,8 p.u.$ de potência ativa pelo gerador. O distúrbio aplicado foi um degrau de 10% na potência mecânica de entrada do sistema MBI. Conforme mostra a Figura 4.3, as respostas ao degrau

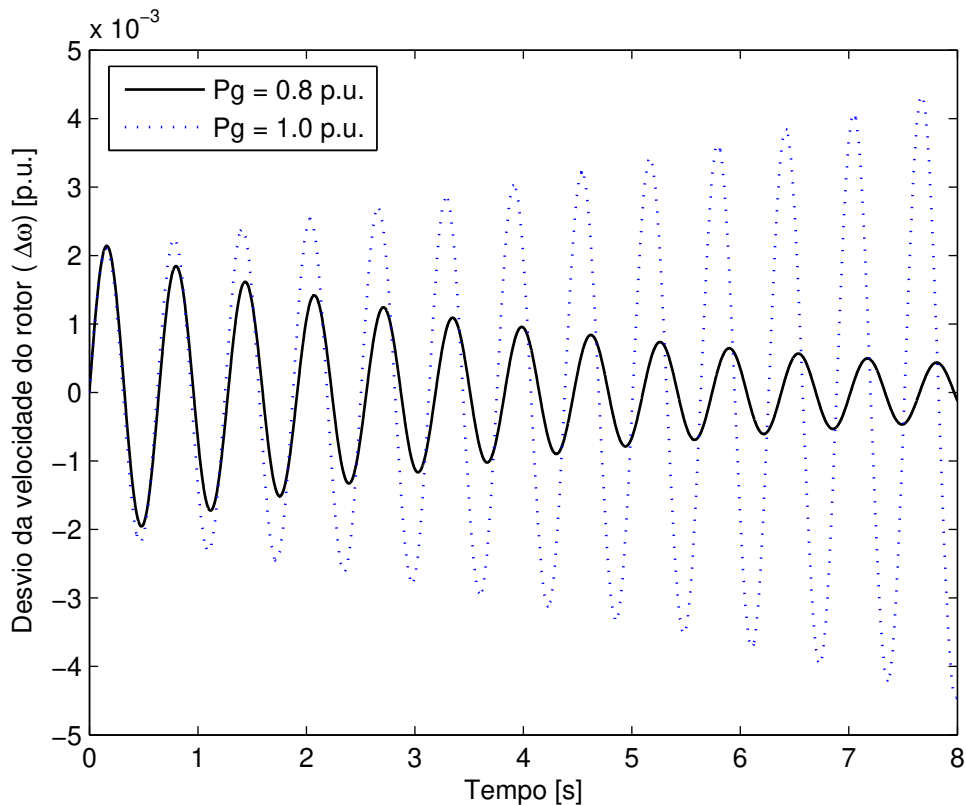


Figura 4.2: Variação da velocidade do rotor ($\phi = 0^\circ$).

são as mesmas para qualquer defasagem introduzida. Isso pode ser explicado quando se avalia a influência do ângulo ϕ em regime permanente.

Na Tabela 4.3 são mostrados o ângulo da barra terminal para diferentes valores de defasagens. Com a variação do ângulo ϕ , nota-se que a soma entre o ângulo da barra terminal e a defasagem introduzida pelo PST (*graus*) permanece constante, assim como os autovalores dominantes da matriz de estados \mathcal{A} , o coeficiente de amortecimento ζ e a frequência natural não amortecida ω_n (*rad/s*).

Considerando o ângulo ϕ como variável de estado, os resultados são idênticos aos apresentados com a diferença da inserção de uma raiz real e, conseqüentemente o aumento de uma linha e uma coluna na matriz \mathcal{A} .

4.2.1 Influência do Ângulo ϕ em Regime Permanente

Foi mostrado que variações no ângulo de fase do PST não influenciam na estabilidade do sistema, uma vez que a matriz de estados permanece inalterada. Na Figura 4.4, são mostradas

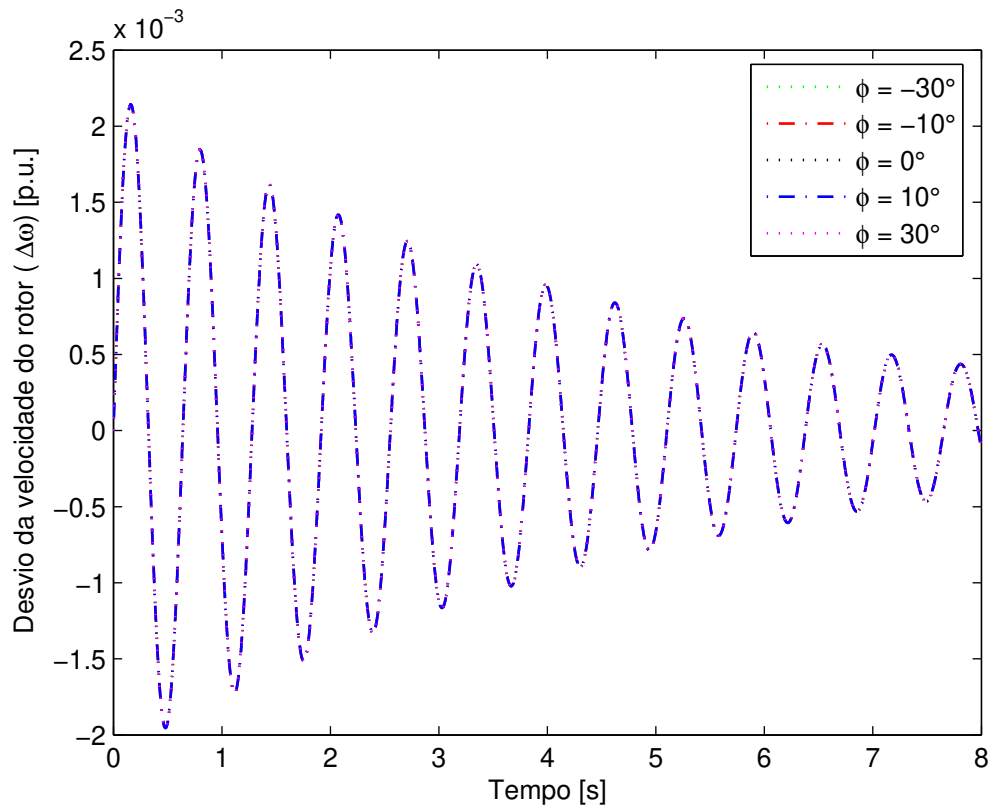


Figura 4.3: Variação da velocidade do rotor.

ϕ	θ_r	$\theta_r + \phi$	Autovalores	$\zeta(\%)$	$\omega_n(\text{rad/s})$
-30°	$48,6613^\circ$	$18,6612^\circ$	$-0,2051 + j9,8581$	2,08	9,86
-20°	$38,6632^\circ$				
-10°	$28,6651^\circ$				
0°	$18,6612^\circ$				
10°	$8,6631^\circ$				
20°	$-1,3350^\circ$				
30°	$-11,3388^\circ$				

Tabela 4.3: Autovalores dominantes - Influência do grau de compensação ϕ .

curvas da potência transmitida em função do ângulo do rotor do gerador para um sistema similar ao mostrado na Figura 3.15. As curvas são resultados de simulações em regime permanente.

Considerando diferentes valores do ângulo de fase: $\phi = 0^\circ$ (i.e., sistema sem PST), $\phi = 10^\circ$ e $\phi = -10^\circ$, conforme gráfico da Figura 4.4 (a), conclui-se que, independentemente

do valor da defasagem introduzida pelo PST, a máxima potência que o gerador pode entregar à barra infinita é $1,0 p.u.$. Sendo assim, o PST não aumenta a capacidade de transferência de potência do sistema estudado.

Considere agora o caso em que o gerador está transmitindo $0,8 p.u.$ de potência ativa para a barra infinita. Dependendo do valor de ϕ , o ponto de operação do sistema poderá ser o ponto "a", "b" ou "c" como mostra a Figura 4.4 (a). É importante retratar que, em qualquer um desses três pontos, a abertura angular entre a barra infinita e a barra terminal do gerador e entre a barra terminal e a tensão interna do gerador será sempre a mesma. Uma vez que um ponto de operação é definido pelos módulos das tensões e pelas defasagens angulares entre elas, tem-se que os pontos "a", "b" e "c", representam um mesmo ponto de operação do sistema. Por isso, em qualquer um dos três pontos, os autovalores da matriz de estados do sistema serão exatamente os mesmos, ou seja, o valor do ângulo ϕ não altera as características de regime permanente do sistema.

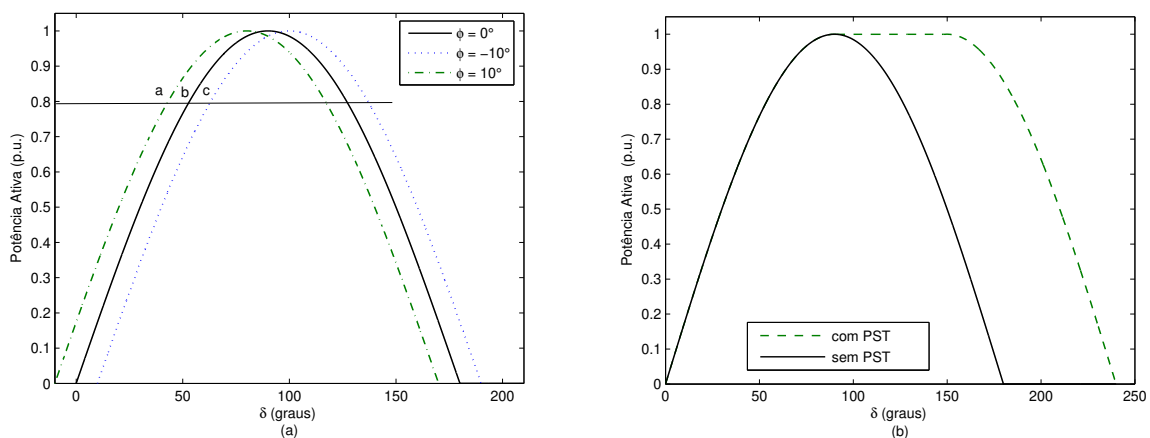


Figura 4.4: Curva $P\delta$: (a) Diferentes defasagens, (b) Sem e com PST.

A afirmação acima só é válida para sistemas nos quais não existem linhas de transmissão em paralelo com a linha compensada pelo PST, ou seja, para redes radiais. Assim, toda potência a ser transmitida deve passar pelo equipamento. Do contrário, o valor de ϕ alteraria sensivelmente as características de regime permanente do sistema.

Na Figura 4.4 (b), tem-se a curva $P\delta$ para um sistema em que nenhuma defasagem foi introduzida, e para um sistema com o PST instalado. Observa-se que mesmo o PST não exercendo qualquer influência sobre a estabilidade a pequenas perturbações, sua presença pode aumentar a estabilidade transitória do sistema (Edris 1991). O aumento da largura da curva

observado na Figura, faz com que a área de desaceleração do rotor seja maior, aumentando a margem de estabilidade, ou seja, a chance da máquina voltar ao ponto de equilíbrio após uma falta.

4.3 Sistema MBI com Controle da Defasagem

O sistema em estudo, formado por um gerador síncrono conectado a uma barra infinita com um PST instalado na linha de transmissão, é mostrado na Figura 3.15. Os dados estão apresentados nas Tabelas 4.1 e 4.2. O ponto de operação base considerado, corresponde à situação na qual o gerador síncrono entrega $0,8 p.u.$ de potência ativa à barra infinita.

4.3.1 Análise dos Autovalores

A Tabela 4.4 mostra os autovalores associados ao modo eletromecânico para duas configurações desse sistema. A primeira, sem a presença do PST e a outra, com o PST instalado. É observado para os dois casos, que o sistema é estável, porém o modo eletromecânico é pobremente amortecido ($\zeta < 5\%$). Para o sistema com PST, a alternativa considerada para providenciar amortecimento adequado ao modo eletromecânico é inserir o controlador POD na malha de controle do ângulo de fase do equipamento.

<i>Configuração</i>	<i>Autovalores $[\lambda]$</i>	<i>Frequência de Oscilação [Hz]</i>	<i>Taxa de Amortecimento [%]</i>
<i>Sem PST</i>	$-0,2051 \pm j9,8581$	1,57	+2,08
<i>Com PST</i>	$-0,2051 \pm j9,8581$	1,57	+2,08

Tabela 4.4: Autovalores associados ao modo eletromecânico.

4.3.2 Amortecimento de Oscilações com o PST

O modo eletromecânico pode ser efetivamente amortecido com a introdução de sinais estabilizantes na malha de controle do ângulo de fase do PST. A Figura 4.5 apresenta um diagrama esquemático que descreve a dinâmica completa do sistema de potência, com o controlador POD do PST sendo adicionado ao modelo.

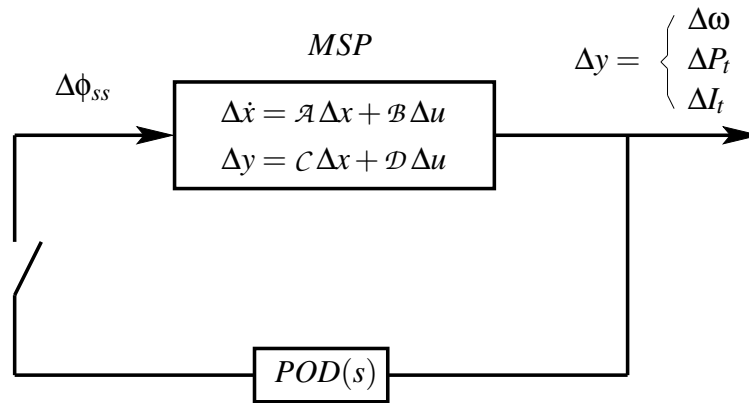


Figura 4.5: Diagrama mostrando o controlador POD do PST sendo adicionado ao sistema.

Diferentes controladores POD para o PST são projetados utilizando-se do procedimento descrito na Seção 3.10. Conforme mencionado, a escolha de um sinal de entrada apropriado é de fundamental importância no projeto de um controlador efetivo e robusto. Com base nisso, são considerados como entrada dos controladores os seguintes sinais: variação da velocidade do rotor ($\Delta\omega$), variação do fluxo de potência ativa (ΔP_t) e variação do sinal da corrente (ΔI_t) na linha de transmissão.

Todos os gráficos polares mostrados a seguir são para a condição de malha fechada do controle do ângulo de fase do PST. Para os projetos, considerando esse sistema, o ganho do controlador POD foi ajustado para fornecer um amortecimento de 15% ao modo eletromecânico no caso base ($0,8p.u.$). Essa taxa de amortecimento foi escolhida, uma vez que 10% já é considerado suficiente.

- *Velocidade do rotor*

Considere o projeto no qual a velocidade do rotor é escolhida como sinal de entrada do POD. Nesse caso, a função de transferência de malha aberta a ser compensada é $\Delta\omega(s)/\Delta\phi_{ss}(s)$. O sistema em malha aberta com o PST não possui pólos instáveis (vide Tabela 4.4), e portanto $P = 0$. O diagrama de *Nyquist* da função de transferência de malha aberta é mostrado na Figura 4.6 (a), sendo que neste caso tem-se $N = 0$. A fase a ser compensada é calculada de forma que o gráfico polar fique o mais distante possível do ponto de instabilidade $(-1, j0)$. Assim, o ponto de frequência crítica é realocado para o eixo real, através de um atraso ou avanço de Φ graus obtendo, assim, a função de transferência compensada. O gráfico de *Nyquist* da Figura 4.6 (a) mostra que o sinal da velocidade precisa de uma compensação em avanço, em torno de 25° . Na

Figura 4.6 (b), observa-se a função de transferência compensada para a qual o ganho do POD foi ajustado, usando o gráfico do lugar das raízes, de forma a obter a taxa de amortecimento desejada (15%). A função de transferência do POD projetado é dada por:

$$POD_1(s) = 6,47 \frac{10s}{1+10s} \left(\frac{1+s0,1603}{1+s0,0642} \right) \quad (4.1)$$

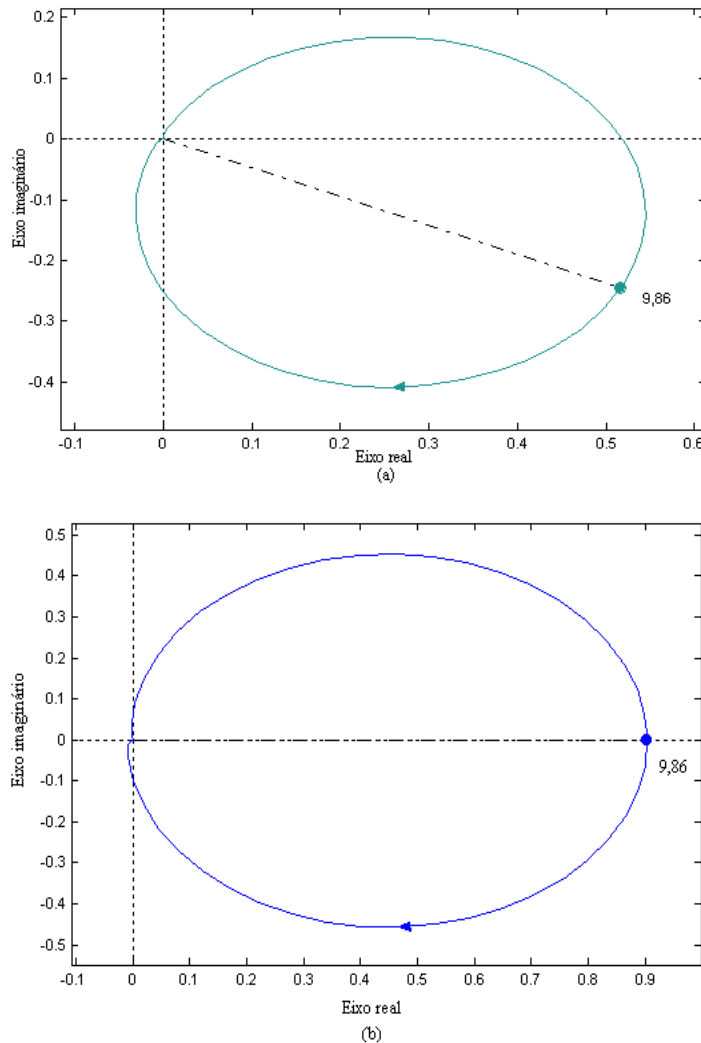


Figura 4.6: Diagramas de Nyquist: (a) $\Delta\omega(s)/\Delta\phi_{ss}(s)$, (b) $[\Delta\omega(s)/\Delta\phi_{ss}(s)] \cdot POD_1(s)$.

- Fluxo de potência na linha

O fluxo de potência ativa na linha de transmissão é agora considerado como entrada do controlador POD, para modulação do ângulo de fase do PST. Nesse caso, a função de transferência de malha aberta a ser compensada é $\Delta P_t(s)/\Delta\phi_{ss}(s)$. O diagrama de Nyquist dessa

função é mostrado na Figura 4.7 (a). Observe que o sinal da potência precisa em torno de 65° de compensação de fase em atraso. Segundo a teoria de controle e estabilidade, o ângulo a ser compensado não deve ultrapassar 60° em módulo, por cada bloco. Neste caso, serão necessários dois blocos de compensação de fase. O estabilizador $POD_2(s)$ é então projetado, para fornecer compensação de fase e ganho adequados ao sinal da potência, de modo a alcançar um bom desempenho em malha fechada ($\zeta = 15\%$). O gráfico da função de transferência adequadamente compensada pode ser visto na Figura 4.7 (b). A função de transferência desse estabilizador é dada por:

$$POD_2(s) = 0,72 \frac{10s}{1 + 10s} \left(\frac{1 + s0,0558}{1 + s0,1842} \right)^2 \quad (4.2)$$

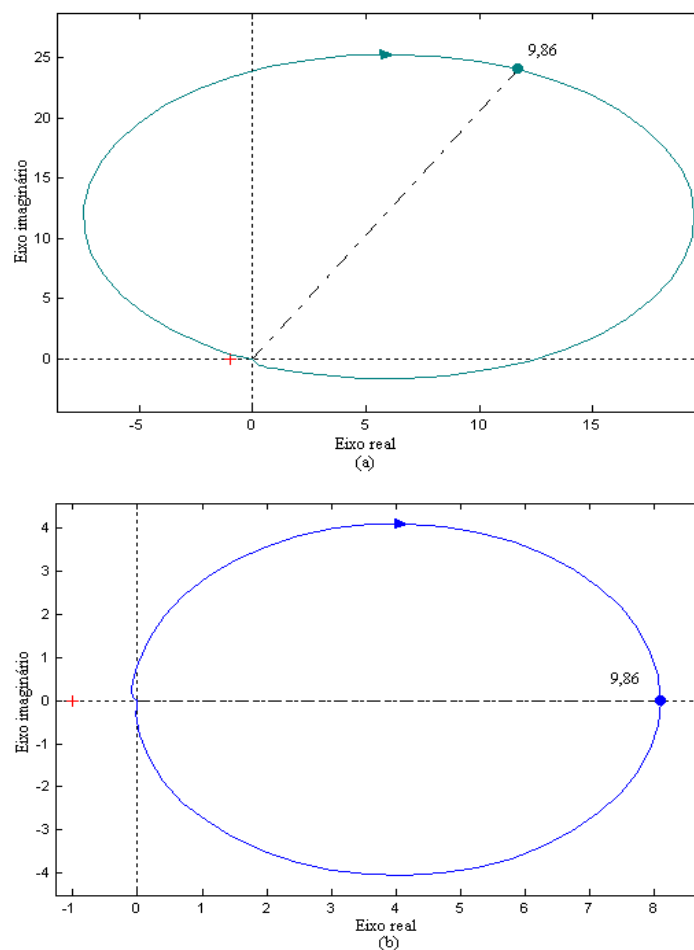


Figura 4.7: Diagramas de Nyquist: (a) $\Delta P_t(s)/\Delta\phi_{ss}(s)$, (b) $[\Delta P_t(s)/\Delta\phi_{ss}(s)] \cdot POD_2(s)$.

- *Corrente elétrica na linha*

Considere agora um projeto no qual o sinal da corrente elétrica na linha de transmissão é escolhido como sinal de entrada do POD. A análise do gráfico da Figura 4.8 (a) mostra que, o estabilizador derivado de I_t precisa fornecer uma considerável compensação de fase: é requerido um atraso de aproximadamente 65° na frequência de ressonância de $9,86 \text{ rad/s}$. São necessários dois blocos de compensação de fase. Na Figura 4.8 (b) é mostrado o diagrama de *Nyquist* do sistema adequadamente compensado, que agora possui boas margens de fase e de ganho. O ganho do estabilizador é ajustado até que seja obtido o amortecimento especificado (15%).

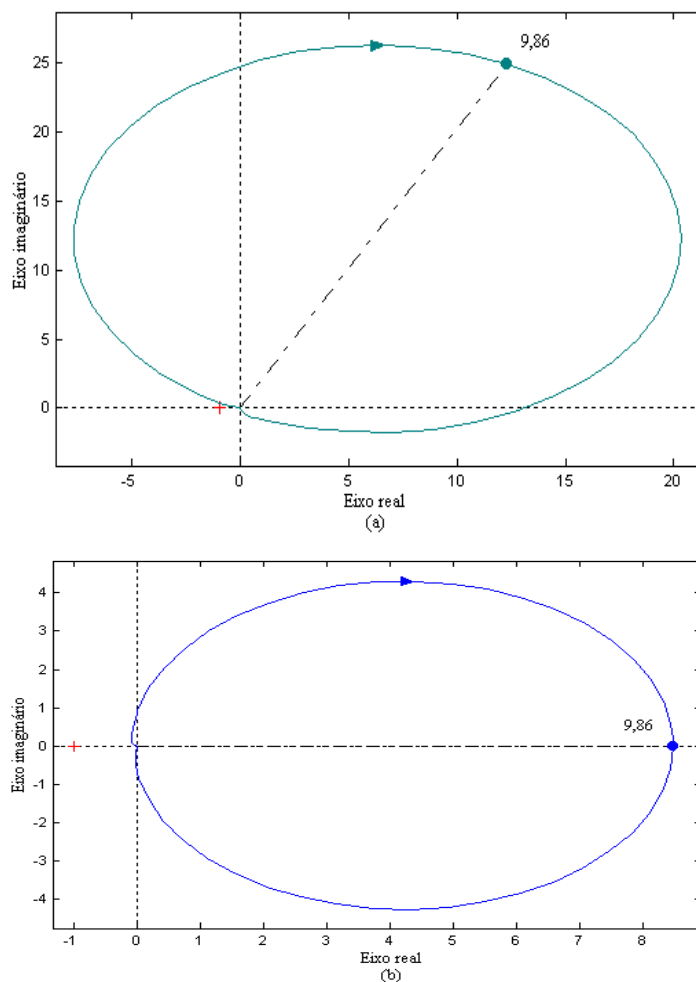


Figura 4.8: Diagramas de *Nyquist*: (a) $\Delta I_t(s)/\Delta \phi_{ss}(s)$, (b) $[\Delta I_t(s)/\Delta \phi_{ss}(s)] \cdot POD_3(s)$.

Nesse caso, a função de transferência de malha aberta a ser compensada é $\Delta I_t(s)/\Delta \phi_{ss}(s)$. A função de transferência desse estabilizador é dada por:

$$POD_3(s) = 0,688 \frac{10s}{1+10s} \left(\frac{1+s0,0560}{1+s0,1836} \right)^2 \quad (4.3)$$

Realizando o procedimento descrito acima para os três sinais de entrada considerados, foram projetados os controladores POD; sendo seus parâmetros apresentados na Tabela 4.5. Para todos estabilizadores, T_w vale 10s.

<i>Controlador</i>	K_s	T_1	T_2
<i>POD</i>	[p.u./p.u.]	[s]	[s]
POD_1	6,47	0,1603	0,0642
POD_2	0,72	0,0558	0,1842
POD_3	0,688	0,0560	0,1836

Tabela 4.5: Parâmetros dos controladores POD.

4.3.3 Avaliação da Eficiência dos Controladores

Respostas ao degrau são utilizadas para avaliar o desempenho dos controladores POD projetados, considerando o sistema linearizado. Todas as respostas no tempo apresentadas nesta seção foram obtidas com a aplicação de um degrau de 10% na potência mecânica do gerador ($\Delta P_m = 10\%$). Diferentes pontos de operação foram considerados na avaliação da eficiência dos estabilizadores, sendo o carregamento de $0,8p.u.$ o caso base desse sistema.

- POD_1 - (Entrada $\Delta\omega$)

Na Figura 4.9, é apresentado o comportamento do desvio de velocidade do rotor do gerador quando o PST se encontra com o controlador POD_1 , para três níveis de carregamento:

- carregamento leve ($0,3p.u.$);
- carregamento base ($0,8p.u.$) e
- carregamento pesado ($1,0p.u.$).

Observa-se que, em todos os casos, o controlador projetado garante um adequado amortecimento das oscilações eletromecânicas. Contudo, o melhor desempenho é verificado em

carga leve, embora a resposta apresente o maior *overshoot*, e a pior performance é observada no carregamento pesado. No carregamento base, para o qual o controlador foi projetado, o sinal apresenta os menores picos e o amortecimento especificado (15%). Nota-se que os primeiros picos são maiores para os menores níveis de carregamento. Na Tabela 4.6 são mostrados o amortecimento obtido para os três níveis de carregamento considerados.

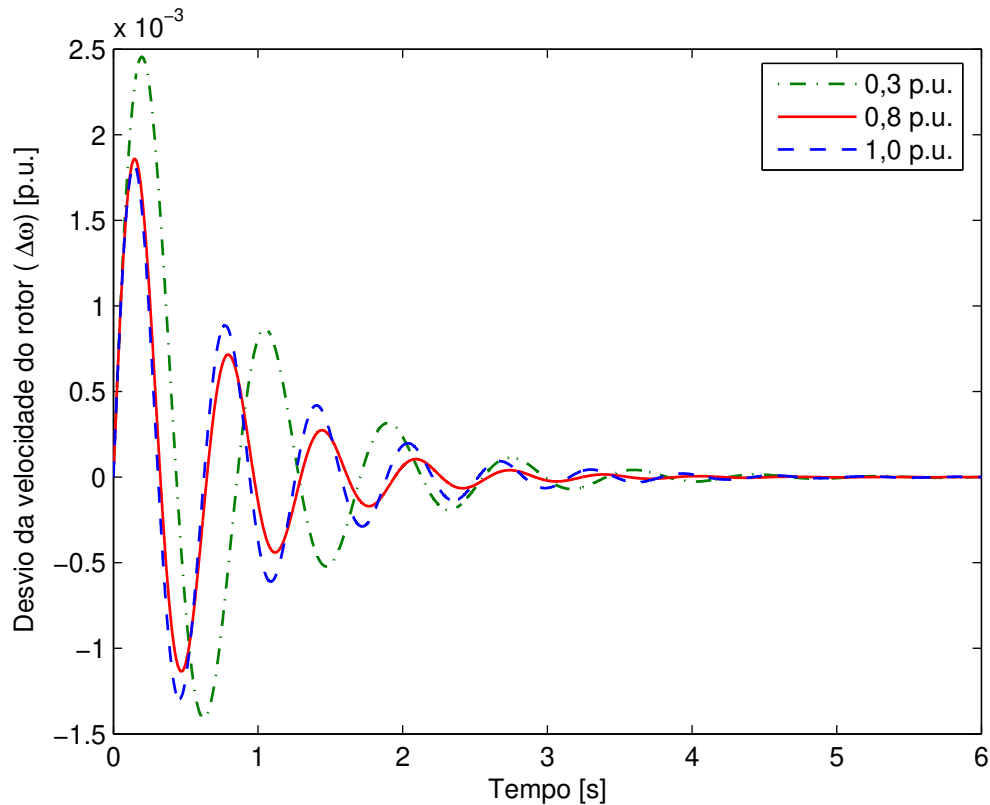


Figura 4.9: Resposta ao degrau para diferentes carregamentos com o POD_1 .

<i>Controlador POD_1</i>			
<i>carregamento</i>	<i>0,3 p.u.</i>	<i>0,8 p.u.</i>	<i>1,0 p.u.</i>
ζ [%]	15,8	15,0	11,9

Tabela 4.6: Amortecimento verificado em diferentes níveis de carregamento.

- POD_2 - (Entrada ΔP_1)

Considere o PST equipado com o controlador POD_2 . Apresenta-se na Figura 4.10 o comportamento do desvio de velocidade do rotor do gerador para três níveis de carregamento:

carregamento leve ($0,3 p.u.$), carregamento base ($0,8 p.u.$) e carregamento pesado ($1,0 p.u.$).

O controlador projetado provê amortecimento adequado em todos os casos analisados. Deve-se notar um melhor desempenho do estabilizador na situação em que o gerador entrega $0,3 p.u.$ de potência ativa à barra infinita. Conforme a Tabela 4.7, o menor valor de amortecimento conseguido foi para uma situação de carga pesada. Verifica-se ainda que, nos primeiros instantes, a amplitude das oscilações do desvio de velocidade do rotor é maior para o sistema numa situação de carga leve.

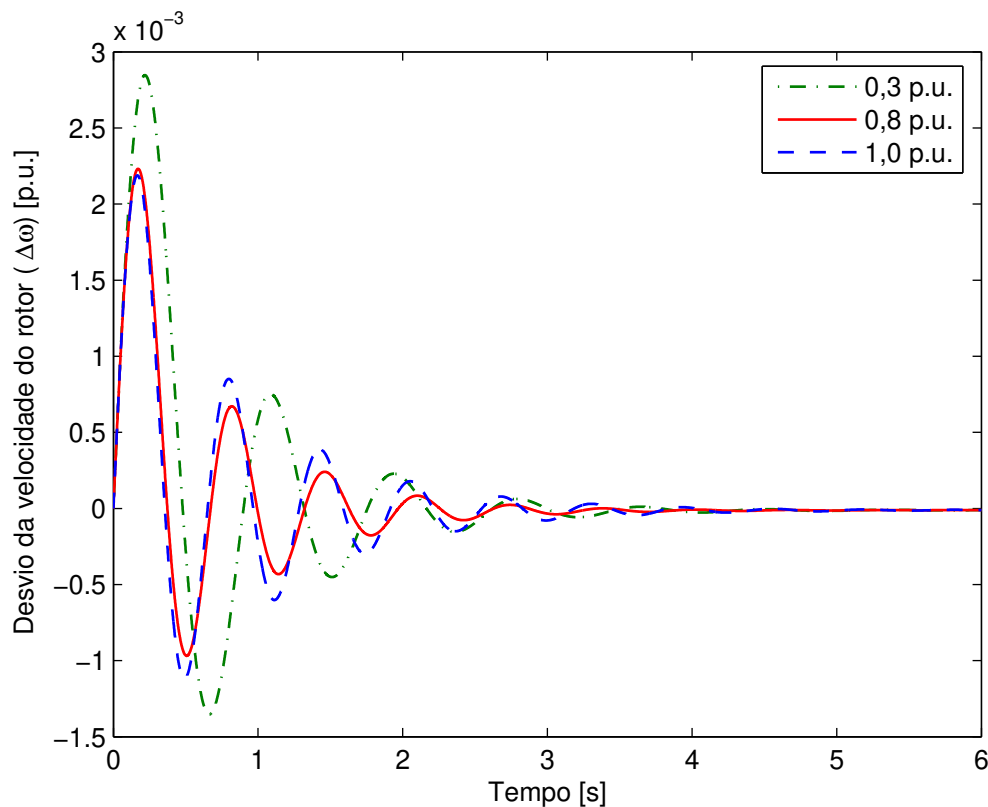


Figura 4.10: Resposta ao degrau para diferentes carregamentos com o POD_2 .

<i>Controlador POD_2</i>			
<i>carregamento</i>	<i>0,3 p.u.</i>	<i>0,8 p.u.</i>	<i>1,0 p.u.</i>
ζ [%]	18,0	15,0	11,6

Tabela 4.7: Amortecimento verificado em diferentes níveis de carregamento.

- POD_3 - (Entrada ΔI_t)

A Figura 4.11 apresenta o desvio de velocidade do rotor do gerador para o PST cujo controlador é o POD_3 . São considerados os três níveis de carregamento descritos para os outros controladores. Novamente, tem-se um amortecimento adequado em todos os casos, sendo o melhor desempenho observado no carregamento leve, onde verifica-se os maiores picos do sinal nos instantes iniciais. O amortecimento obtido para os três níveis de carregamento são apresentados na Tabela 4.8.

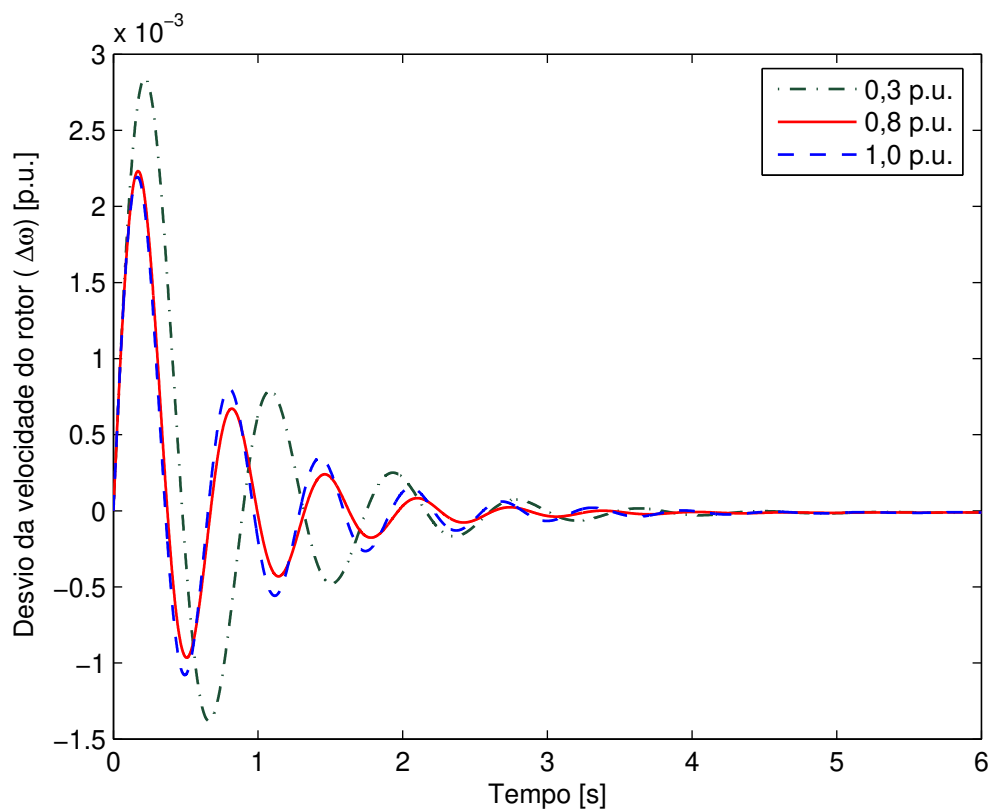


Figura 4.11: Resposta ao degrau para diferentes carregamentos com o POD_3 .

<i>Controlador POD_3</i>			
<i>carregamento</i>	<i>0,3 p.u.</i>	<i>0,8 p.u.</i>	<i>1,0 p.u.</i>
ζ [%]	17,3	15,0	12,4

Tabela 4.8: Amortecimento verificado em diferentes níveis de carregamento.

4.3.4 Comparação de Desempenho dos Controladores POD

Os diferentes estabilizadores POD projetados são agora avaliados e seus desempenhos comparados. Para isso, são mostrados o comportamento da velocidade do rotor do gerador quando o ângulo do PST é modulado pelo POD derivado da velocidade, do sinal da potência ou do sinal da corrente na linha de transmissão. As análises são feitas em diferentes níveis de carregamento.

- Carregamento base

Na Figura 4.12, é apresentado o comportamento do desvio de velocidade do rotor do gerador, quando o PST se encontra com e sem controlador POD, no carregamento de $0,8 p.u.$.

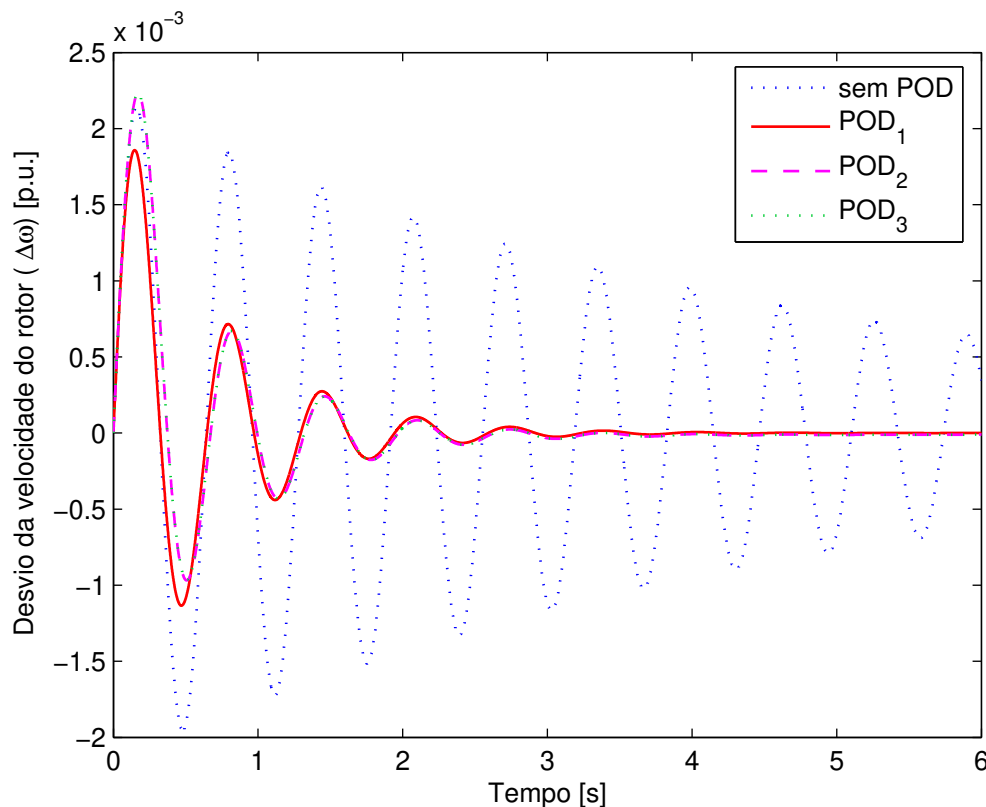


Figura 4.12: Resposta ao degrau para um carregamento de $0,8 p.u.$.

No caso em que o PST não está equipado com estabilizador, o modo eletromecânico é fracamente amortecido ($< 5\%$). Em contrapartida, os controladores projetados garantem um adequado amortecimento das oscilações eletromecânicas. É importante observar que o desem-

penho dos três controladores é bastante similar, sendo que todos foram projetados para fornecer um amortecimento de 15% no carregamento base.

É importante retratar que o uso da velocidade do rotor (sinal remoto) como entrada do POD requer um sistema de comunicação, implicando em custos adicionais e menor confiabilidade ao sistema de controle. Portanto, o uso de sinais disponíveis localmente deve ser priorizado quando a diferença de desempenho dos estabilizadores não for relevante, como neste caso.

- Carregamento leve

Controladores robustos devem fornecer amortecimento adequado não só no ponto de operação considerado no projeto, mas sim para uma larga faixa de operação do sistema. Na Figura 4.13, é mostrado o desvio de velocidade do rotor no carregamento de $0,3 p.u.$ (carregamento leve).

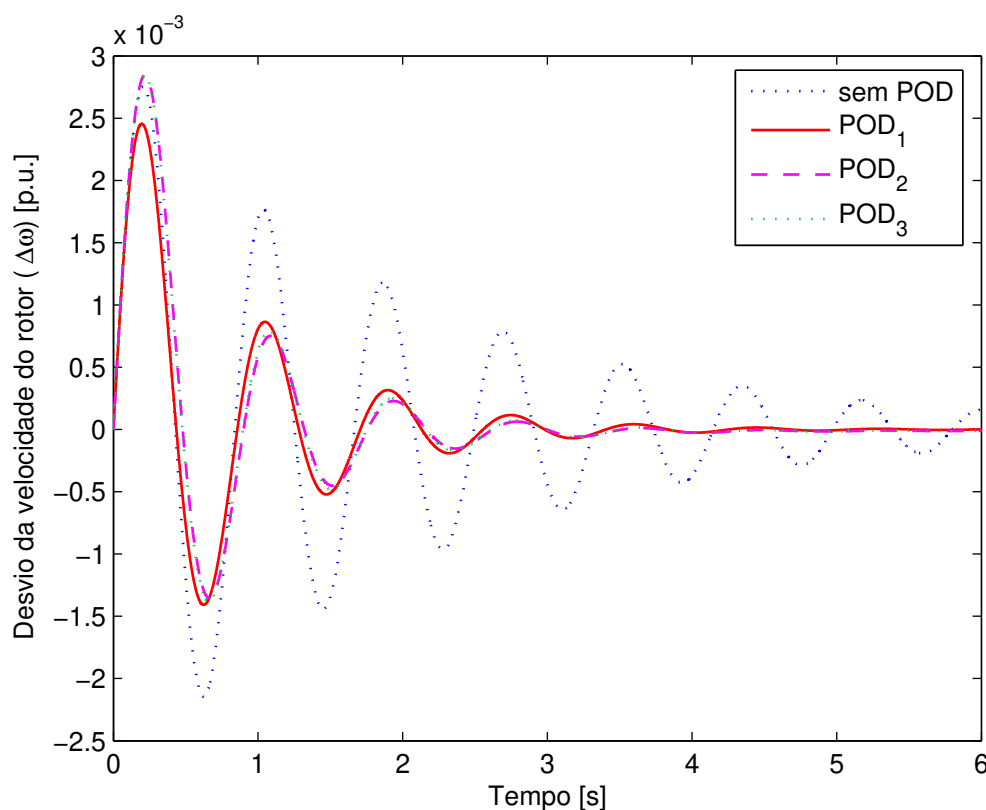


Figura 4.13: Resposta ao degrau para um carregamento de $0,3 p.u.$.

No caso em que o PST não está equipado com controlador POD, tem-se que o sistema é estável, apesar de possuir um baixo amortecimento do modo eletromecânico ($< 10\%$). Novamente observa-se o bom e similar desempenho dos controladores projetados. Não se pode

destacar a atuação de nenhum controlador, já que do ponto de vista técnico não há diferença entre suas performances.

A Figura 4.15 apresenta o amortecimento conseguido em diversos pontos de operação do sistema, para os três estabilizadores projetados. Dela, pode-se extrair que o POD_2 , derivado do sinal do fluxo de potência na linha de transmissão, proporciona o melhor amortecimento das oscilações eletromecânicas, para todos os níveis de carregamento abaixo do carregamento base.

- Carregamento elevado

A resposta do sistema em uma condição de carregamento elevado ($1,0 p.u.$) é mostrada na Figura 4.14. O sistema sem controlador POD possui um amortecimento negativo e, portanto, configura-se como um sistema instável. Por outro lado, qualquer um dos POD's projetados ainda assegura um adequado amortecimento das oscilações do sistema. É verificada uma pequena diferença entre o desempenho dos controladores, sendo a mesma favorável ao POD_3 , derivado do sinal da corrente na linha de transmissão.

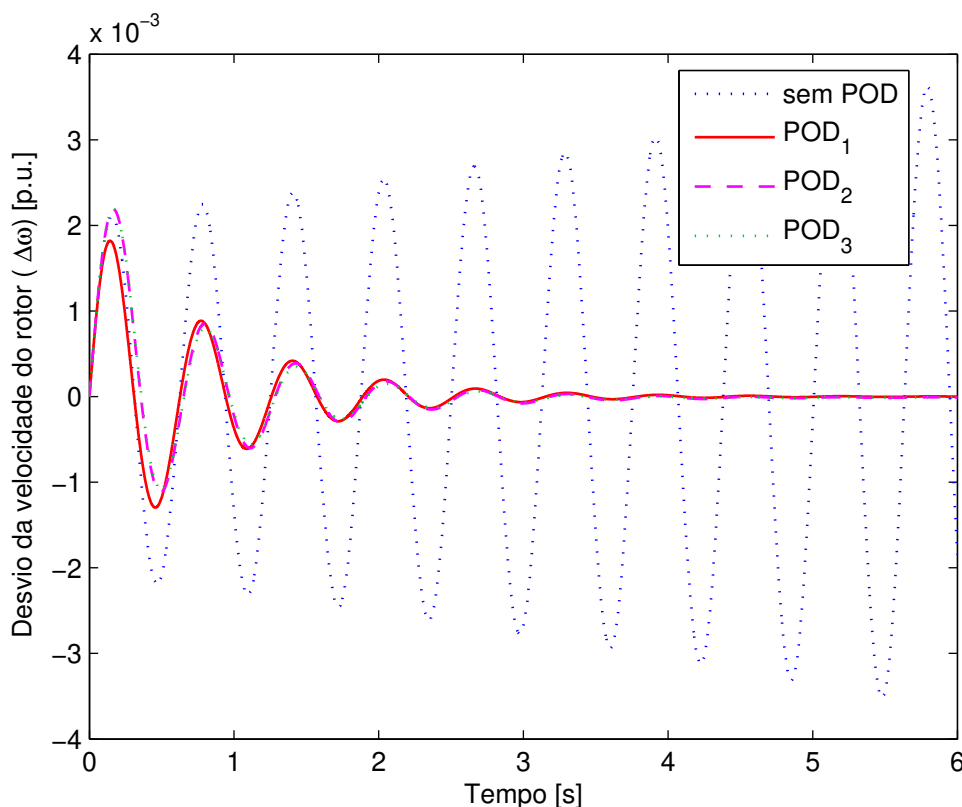


Figura 4.14: Resposta ao degrau para um carregamento de $1,0 p.u.$.

De acordo com a Figura 4.15, que apresenta o amortecimento obtido para cada nível de carregamento, o estabilizador derivado do sinal da corrente na linha apresenta um desempenho superior aos demais, para carregamentos acima do caso base, embora do ponto de vista técnico essa diferença não seja significativa. Contudo, pelo desempenho e também por ser um sinal local, a corrente apresenta-se como um bom sinal a ser utilizado como entrada do controlador POD para o PST, em condições de carga pesada.

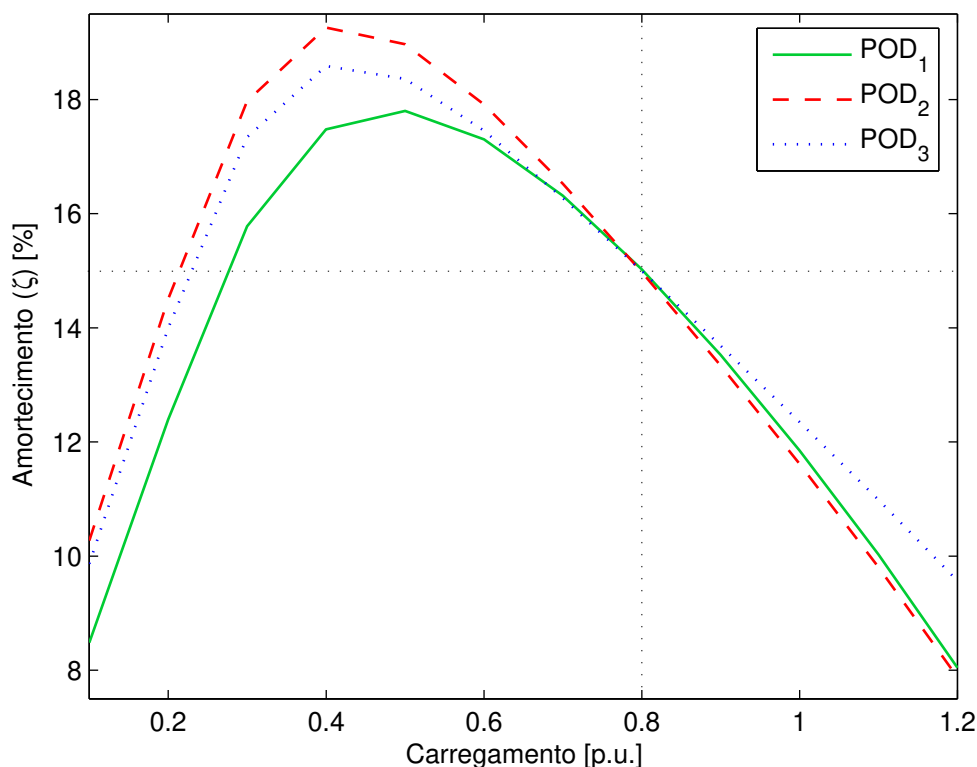


Figura 4.15: Curva do amortecimento x carregamento para os três tipos de POD's.

4.3.5 Análise Paramétrica

Na Figura 4.16 é mostrada a trajetória do modo eletromecânico no plano complexo quando o carregamento do sistema varia de 0,1 à 1,8 p.u.. São analisados os casos em que o PST se encontra sem estabilizador e equipado com os POD's derivados do sinal da velocidade, potência e corrente. É observada a ocorrência de Bifurcação de Hopf (o modo eletromecânico cruza o eixo imaginário definindo o carregamento para o qual o sistema perde a estabilidade) em todos os casos. No entanto, o sistema sem POD se torna instável em um carregamento

muito menor se comparado aos casos em que o PST está equipado com controladores. Quando o POD é utilizado, o controlador garante a estabilidade em uma faixa de operação muito maior. Observa-se ainda que o estabilizador derivado do sinal da corrente apresenta o melhor desempenho, pois assegura a estabilidade do sistema para maiores níveis de carregamento.

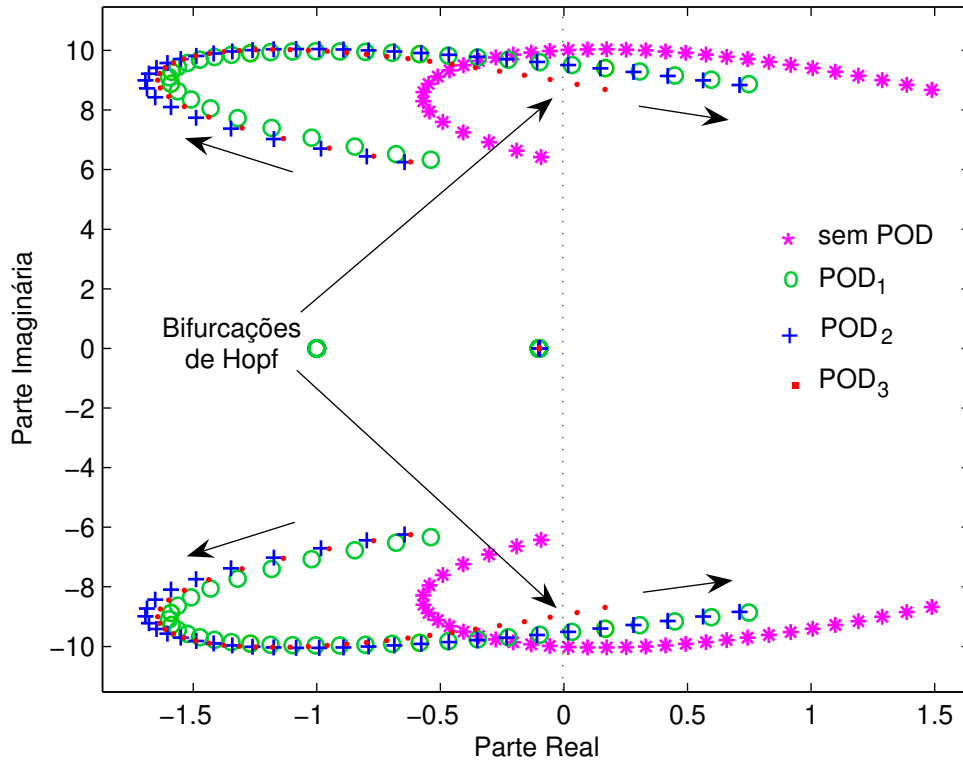


Figura 4.16: Trajetória dos autovalores associados ao modo eletromecânico.

A Figura 4.17 ilustra a trajetória da parte real dos autovalores do modo eletromecânico (uma medida direta do amortecimento) para sucessivos incrementos no carregamento. O carregamento para o qual esses autovalores alcançam o eixo imaginário ($\sigma = 0$) é denominado de ponto de Bifurcação de Hopf e define o carregamento para qual o sistema torna-se instável. É visto que os estabilizadores POD's aumentam significativamente o limite de estabilidade do sistema. Esses limites são precisamente fornecidos na Tabela 4.9 para as quatro configurações analisadas.

Observa-se que o POD_1 e POD_2 possuem desempenhos similares em carregamentos elevados e que ambos fornecem praticamente o mesmo limite de estabilidade ao sistema, conforme indicado na Tabela 4.9. Os resultados confirmam também que o POD derivado do sinal

<i>sem POD</i>	<i>POD₁</i>	<i>POD₂</i>	<i>POD₃</i>
0,93	1,53	1,54	1,72

Tabela 4.9: Limites de estabilidade em p.u..

da corrente na linha de transmissão (*POD₃*) apresenta um comportamento mais robusto frente a variações nas condições de operação do sistema. Portanto, o PST equipado com o *POD₃* assegura uma maior faixa de estabilidade ao sistema. Contudo, sabe-se que altos níveis de carregamento são impraticáveis em sistemas reais.

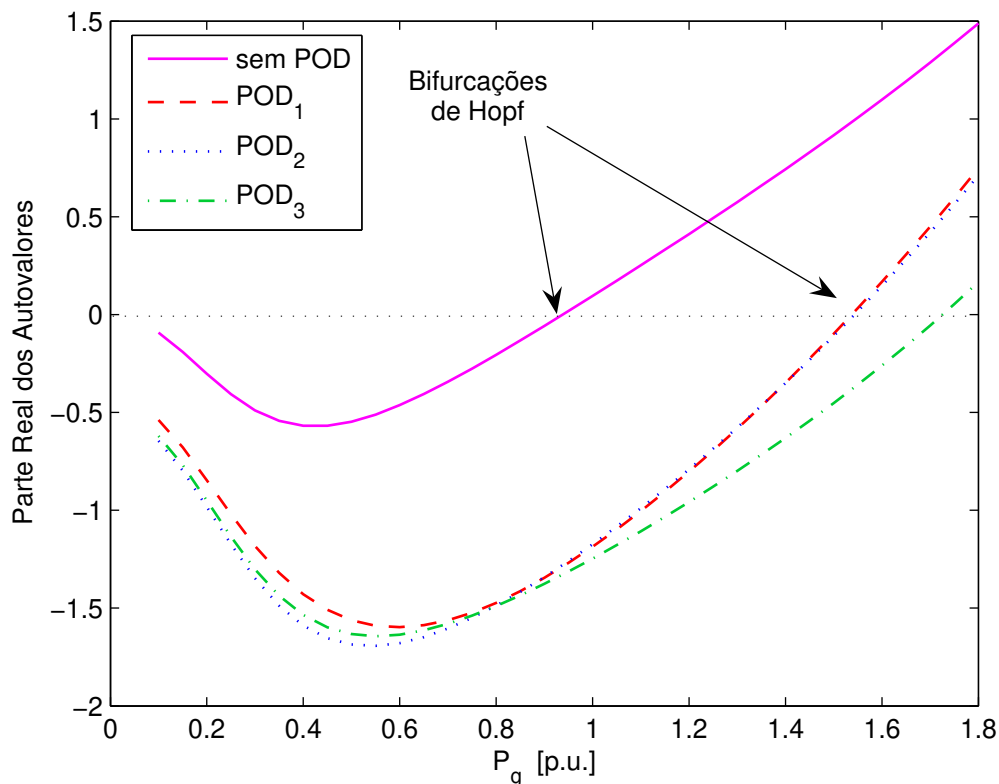


Figura 4.17: Trajetória da parte real dos autovalores associados ao modo eletromecânico.

A figura 4.18 ilustra a variação do ângulo de defasagem (ϕ) quando o PST está equipado com o controlador *POD₃*. Pode-se notar que a máxima variação da defasagem supera os 7%, sendo a modulação do ângulo inferior a $4,5^\circ$.

É importante retratar que a variação da defasagem devido às ações de controle é a mesma, independentemente do valor inicial do ângulo do PST, ou seja, ângulo definido no momento pré-

perturbação. Conforme mencionado na seção 4.2.1, isso ocorre pois, mudanças no ângulo do PST não alteram o estado da rede para sistemas do tipo radial.

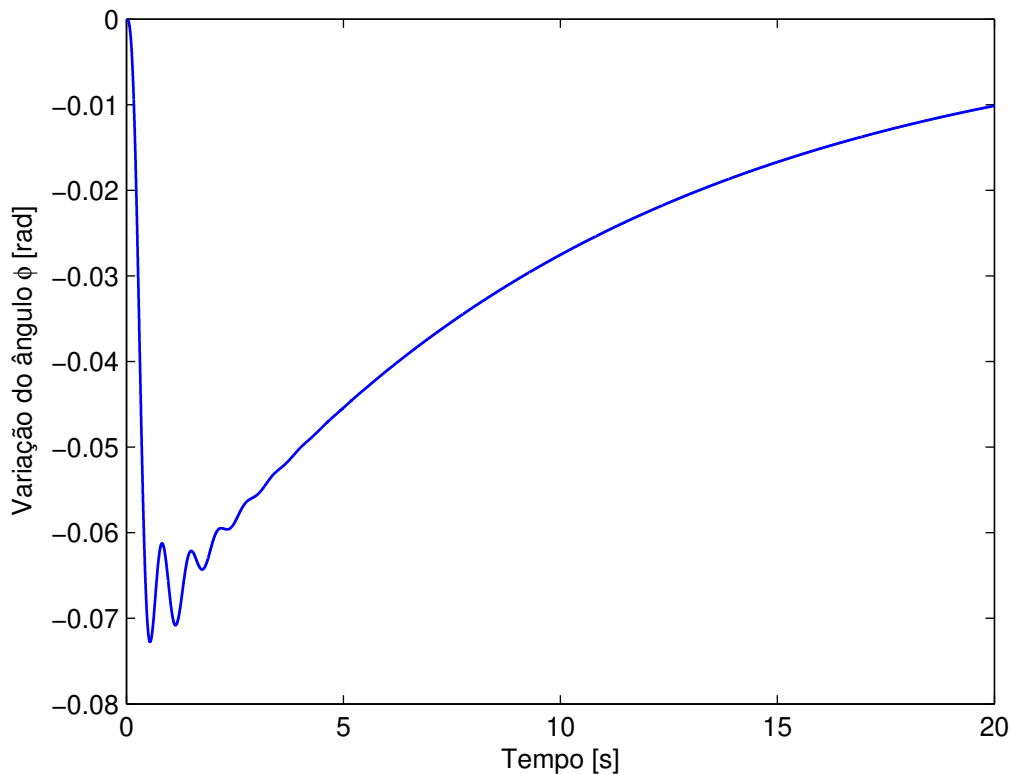


Figura 4.18: Variação do ângulo de defasagem para o PST equipado com o POD_3 .

4.4 Sistemas Multimáquinas

O sistema simétrico de duas áreas mostrado na Figura 4.19 vem sendo largamente utilizado em inúmeros trabalhos para o estudo de oscilações de modo local e, principalmente, de modo interárea. Embora seja um sistema de pequeno porte, seus parâmetros e sua estrutura são realistas, favorecendo a investigação de vários efeitos do modo interárea. Esse sistema é o mesmo apresentado em Kundur (1994), porém com algumas modificações. A modelagem do gerador, bem como a quantidade de barras do sistema foi alterada para efeito de simplificação já que o modelo utilizado permite todas as análises propostas nesse trabalho. Os dados são fornecidos no Apêndice B. Nas simulações realizadas nesse trabalho foi considerado o fator de carregamento μ , que expressa a quantidade de potência em p.u. transferida da Área 1 para Área

2. O caso base, em que $\mu = 1,0 p.u.$, corresponde ao ponto de operação no qual a potência transferida é $350 MW$.

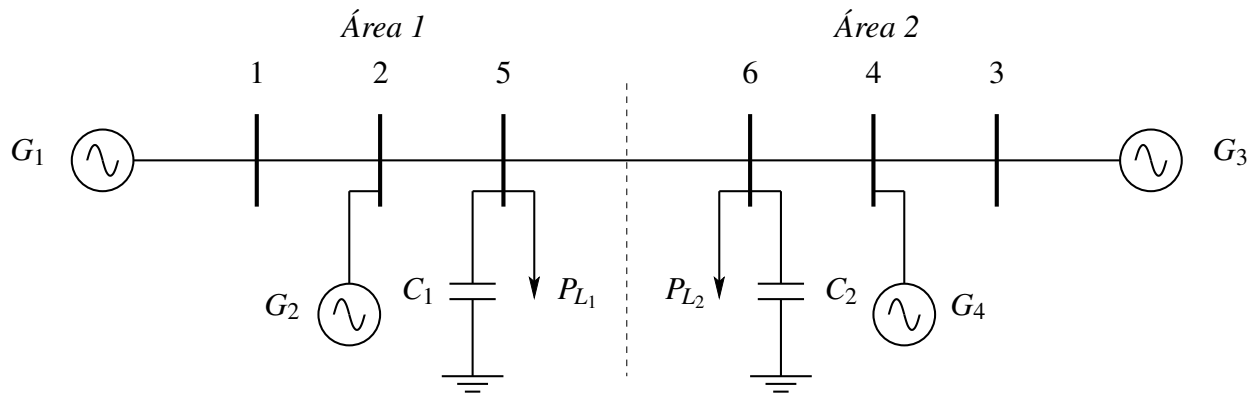


Figura 4.19: Sistema de duas áreas.

Esse sistema exibe três modos eletromecânicos, dois modos locais (modo local 1, referente a Área 1, e modo local 2, referente a Área 2) e um modo interárea (Kundur 1994). A identificação desses modos pode ser realizada usando fatores de participação, que mostram a relação entre os autovalores da matriz de estado \mathcal{A} e as variáveis de estado do sistema. Nos gráficos das Figuras 4.20 (a) e (b), e 4.21, as variáveis são apresentadas na seguinte ordem: $\Delta\delta$, $\Delta\omega$, $\Delta E'_q$, $\Delta E'_d$ e ΔE_{FD} , respectivamente para os geradores G_2 , G_3 e G_4 . Para o gerador G_1 , não foi apresentada a variável de estado $\Delta\delta_1$ utilizada como referência. Nesses gráficos, as variáveis com maiores fatores de participação são $\Delta\delta$ e $\Delta\omega$ de cada gerador, indicando que esses fatores de participação são referentes aos modos eletromecânicos. Na Figura 4.20 (a), é visto que os maiores fatores de participação são das variáveis eletromecânicas referentes aos geradores G_1 e G_2 , indicando que o par conjugado $-0,891 \pm j7,63$ está associado ao modo local 1. De maneira análoga, a Figura 4.20 (b) relaciona o par conjugado $-0,811 \pm j7,90$ ao modo local 2, e a Figura 4.21 relaciona o par conjugado $+0,0259 \pm j2,72$ ao modo interárea. A Tabela 4.10 fornece os autovalores, a frequência de oscilação e a taxa de amortecimento para cada modo eletromecânico do sistema.

Na Tabela 4.10 é verificado que os modos locais são bem amortecidos ($\zeta > 10\%$), no entanto, o modo interárea tem amortecimento negativo caracterizando instabilidade oscilatória. O amortecimento efetivo desse modo pode ser conseguido pela instalação de PSS's nos geradores ou pela instalação de equipamentos FACTS equipados com controladores POD na linha de transmissão que interliga as duas áreas (linha 5-6).

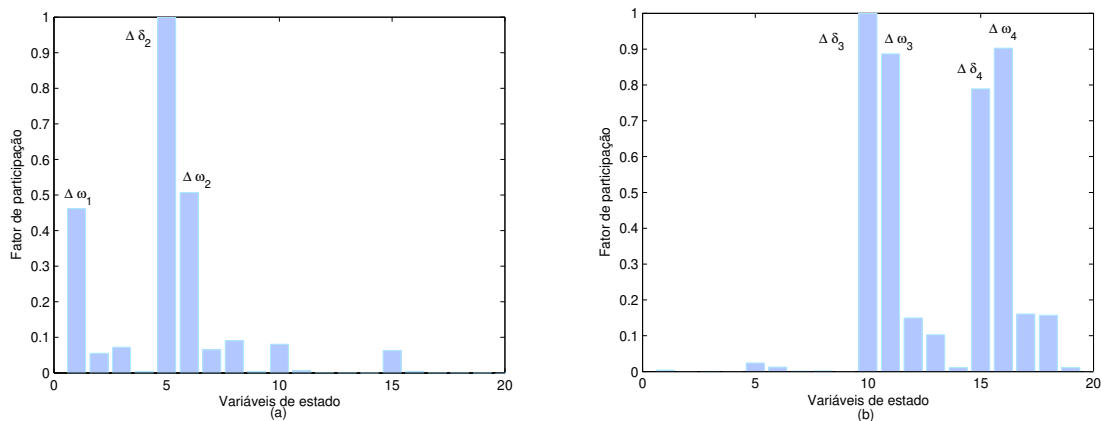


Figura 4.20: Fatores de participação: (a) Modo local 1 , (b) Modo local 2.

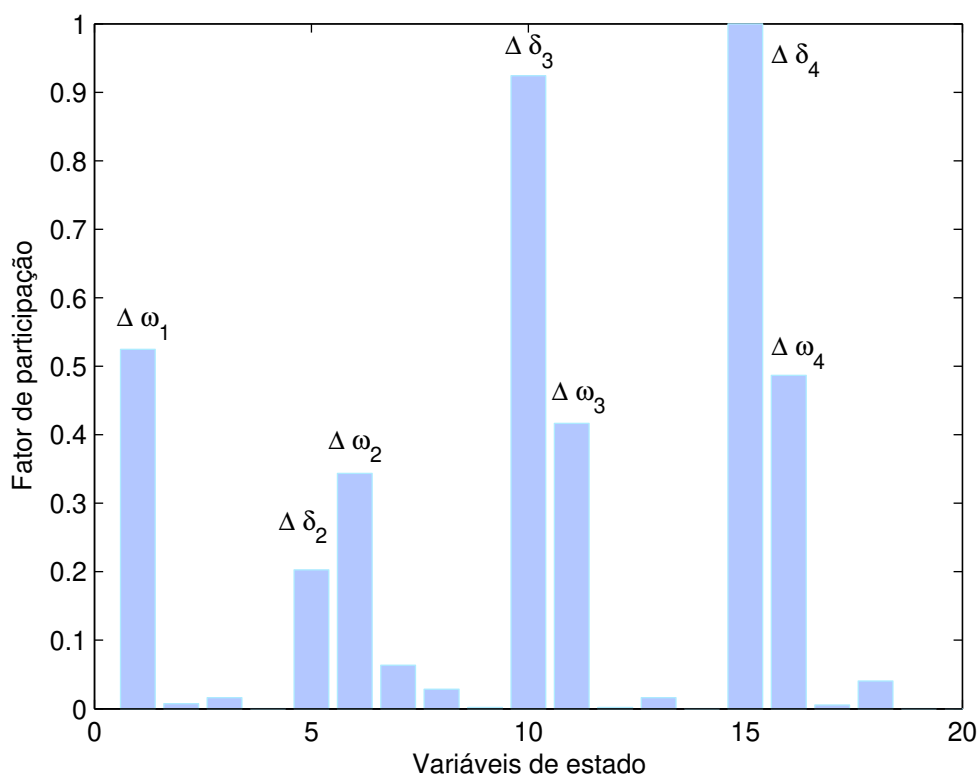


Figura 4.21: Fatores de participação do modo interárea.

A localização de um controlador FACTS no sistema está relacionada com a capacidade de controle do mesmo. Esse aspecto pode ser analisado através do conceito de controlabilidade. Por exemplo, se um controlador FACTS estiver situado numa linha de interligação entre áreas, ele terá significativa controlabilidade sobre o modo de oscilação associado entre as áreas e pouca

<i>Modo</i>	<i>Autovalor</i>	<i>Frequência de Oscilação [Hz]</i>	ζ [%]
<i>Local 1</i>	$-0,891 \pm j7,63$	1,22Hz	11,6
<i>Local 2</i>	$-0,811 \pm j7,90$	1,26Hz	10,2
<i>Interárea</i>	$0,0259 \pm j2,72$	0,43Hz	-0,00951

Tabela 4.10: Frequência de oscilação e taxa de amortecimento dos modos eletromecânicos.

controlabilidade sobre os modos locais (Watanabe, Barbosa et al. 1998).

4.4.1 Modo Interárea

As oscilações de modo interárea podem ser visualizadas nas variações de velocidade de todos os geradores. A Figura 4.22 (a) mostra a mudança na velocidade dos geradores da área 1, enquanto que em 4.22 (b) tem-se a variação da velocidade dos geradores da área 2. Em todos os casos foi aplicado um degrau na potência mecânica do gerador 1, considerando-se defasagem nula. Na Figura 4.23 são mostrados os desvios de velocidade para todos os geradores. Pode-se observar que os geradores da área 1 oscilam em fases opostas aos geradores da área 2, de forma sincronizada.

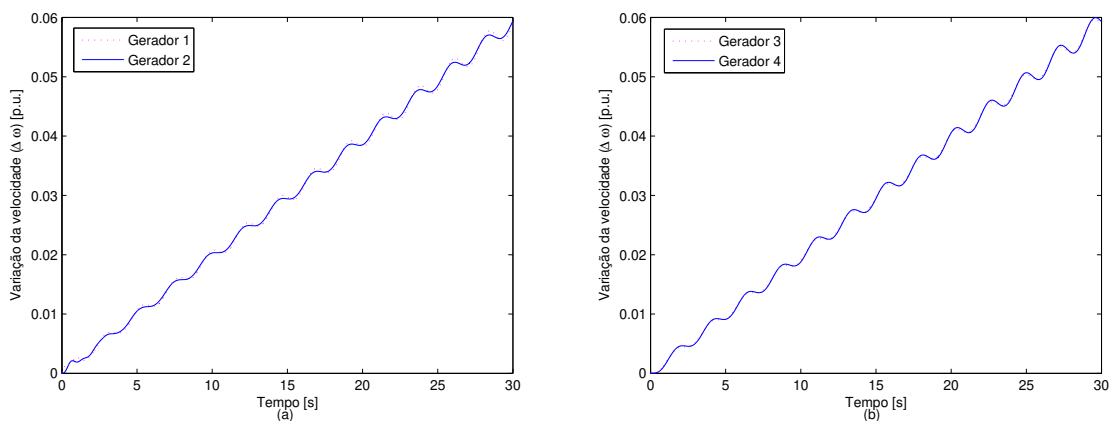


Figura 4.22: Desvio de velocidade: (a) Área_1 , (b) Área_2 .

Para as simulações realizadas com o sistema multimáquinas, considerou-se como referência a variação do ângulo do rotor do gerador 1. Nas Figuras 4.22 e 4.23 os desvios de velocidade não estão colocados na referência, por isso as oscilações aumentam indefinidamente.

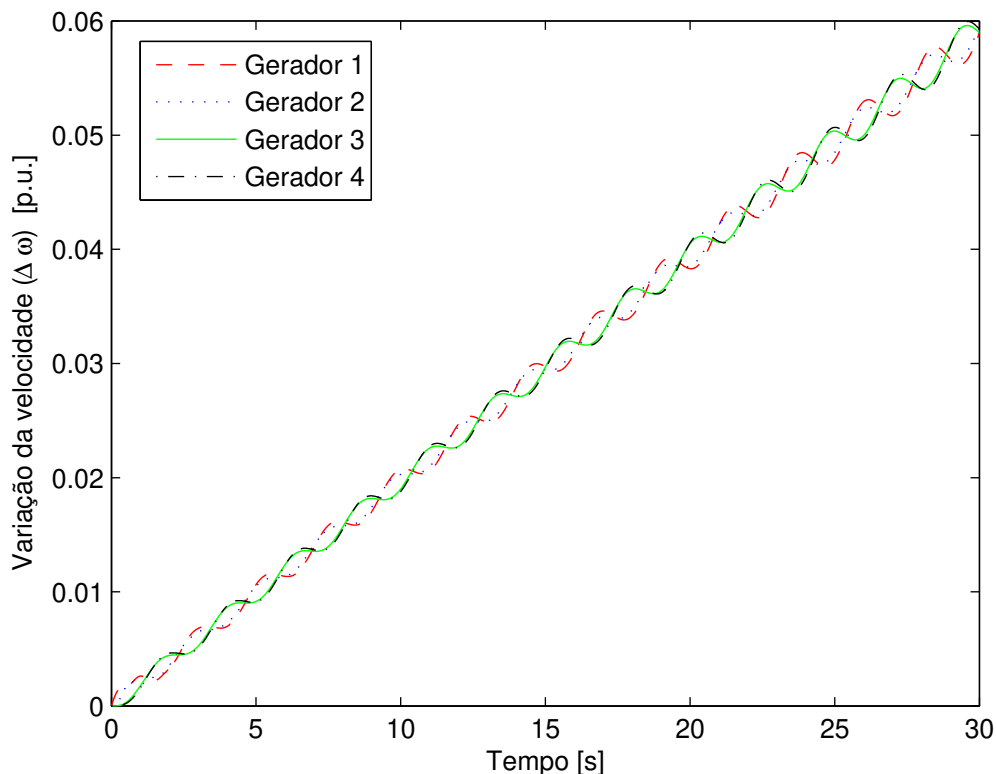


Figura 4.23: Desvio de velocidade para todos os geradores.

4.5 Controle do Fluxo de Potência e Amortecimento de Oscilações com o PST

O controlador PST, assim como outros controladores FACTS conectados em série (TCSC e SSSC), possui um grande potencial no controle do fluxo de potência em rotas específicas de transmissão (Castro 2005). Regulando o ângulo de transmissão de forma adequada, ele pode manter o fluxo de potência ativa desejado nas linhas. Nessa seção, será investigado o desempenho do PST realizando, conjuntamente, as funções de amortecimento de oscilações e controle de fluxo de potência.

Considere o sistema de 4 barras mostrado na Figura 4.24, composto por um gerador síncrono conectado à um barramento infinito através de um transformador em fase, seguido por duas linhas de transmissão em paralelo. O PST está instalado entre os ramos (2–3), permitindo regular o ângulo de defasagem entre as barras 2 e 3 através de ações de controle. As linhas são puramente indutivas, sendo a impedância efetiva entre a linha (2–3–4) maior que a da linha

(2 – 4). Os parâmetros do gerador, do regulador automático de tensão e do PST são os mesmos indicados nas Tabelas 4.1 e 4.2. Os dados dos transformadores, das barras e das linhas de transmissão estão apresentados nas Tabelas 3.2 e 3.3.

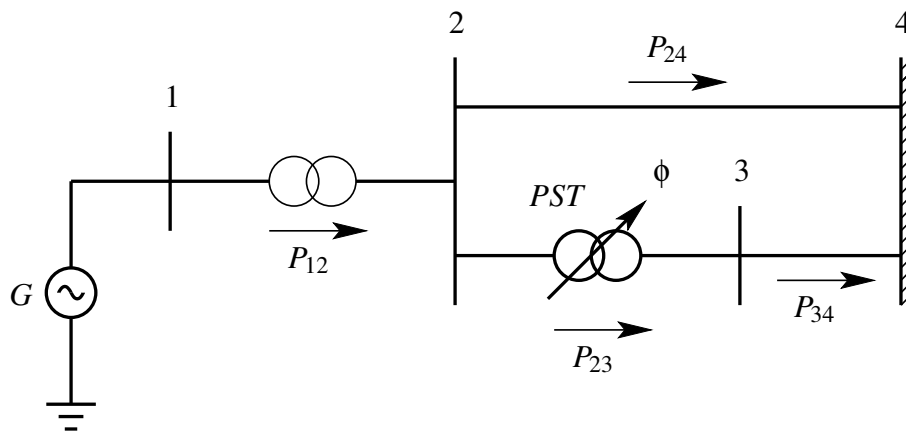


Figura 4.24: Sistema isolado com PST.

4.5.1 Estudo do Circuito de 4 Barras

A Tabela 3.4 apresenta o estado da rede e os fluxos de potência observados em diferentes graus de compensação (ϕ), para o sistema de 4 barras. Essa análise em regime permanente permite observar que, diferentemente do circuito radial ilustrado na Figura 3.15, em que mudanças na defasagem introduzida pelo PST não provocavam mudanças no estado da rede, o circuito de 4 barras analisado nesta seção é afetado a cada alteração do ângulo do PST. Sendo assim, pode-se concluir que mesmo na ausência de estabilizadores, o sistema da Figura 4.24 apresenta para cada estado da rede uma matriz de estados e um fator de amortecimento. Na Tabela 4.11 são mostrados os autovalores dominantes e o amortecimento para diferentes valores de ϕ .

Mudanças no estado da rede permitem, portanto, o controle do fluxo de potência pelo PST. Nesse sistema, percebe-se pela Tabela 3.4 que para os maiores valores do grau de compensação tem-se um fluxo maior pelo ramo (2 – 3) onde se encontra o PST e, conseqüentemente, um menor fluxo de potência pelo ramo (2 – 4).

ϕ [graus]	<i>autovalores</i>	ζ [%]
-30	$0,0722 \pm j8,4831$	-0,851
-20	$-0,0615 \pm j8,4607$	0,727
-10	$-0,1445 \pm j8,6554$	1,67
0	$-0,2078 \pm j8,6569$	2,40
10	$-0,2080 \pm j8,4390$	2,46
20	$-0,0897 \pm j8,4772$	1,06
30	$-0,0170 \pm j8,7994$	0,193

Tabela 4.11: Autovalores dominantes - Influência do grau de compensação ϕ .

4.5.2 Análise Dinâmica

No ponto de operação base, situação na qual o gerador está entregando $0,8p.u.$ de potência ativa ao barramento infinito, considerando o ângulo do PST igual a zero, o sistema é estável, porém o modo eletromecânico é mal amortecido, conforme mostrado na Tabela 4.12.

<i>Autovalor</i> [λ]	<i>Frequência de Oscilação</i> [Hz]	<i>Amortecimento</i> [%]
$-0,2078 \pm j8,6569$	1,38	+2,40

Tabela 4.12: Características do modo eletromecânico para $\phi = 0^\circ$.

A Figura 4.25 ilustra os desvios dos fluxos de potência em cada ramo após a aplicação do degrau na potência mecânica, para o PST ainda sem estabilizador. Nessa simulação o PST está operando com tensão constante, uma vez que, o estado de rede é mantido o mesmo do momento pré-perturbação. Dessa forma, o acréscimo de carga é distribuído de forma inversamente proporcional às impedâncias efetivas das linhas paralelas como mostra a Figura 4.25. Como a tensão do PST é mantida constante, a impedância efetiva da linha (2 – 3 – 4) no ponto pós perturbação é maior que a da linha (2 – 4) e, conseqüentemente, o fluxo de potência na linha (2 – 4) é maior que na linha (2 – 3 – 4).

Com o controle do grau de compensação, o PST pode regular o fluxo de potência ativa (Watanabe, Barbosa et al. 1998), sendo esta uma aplicação convencional desse equipamento.

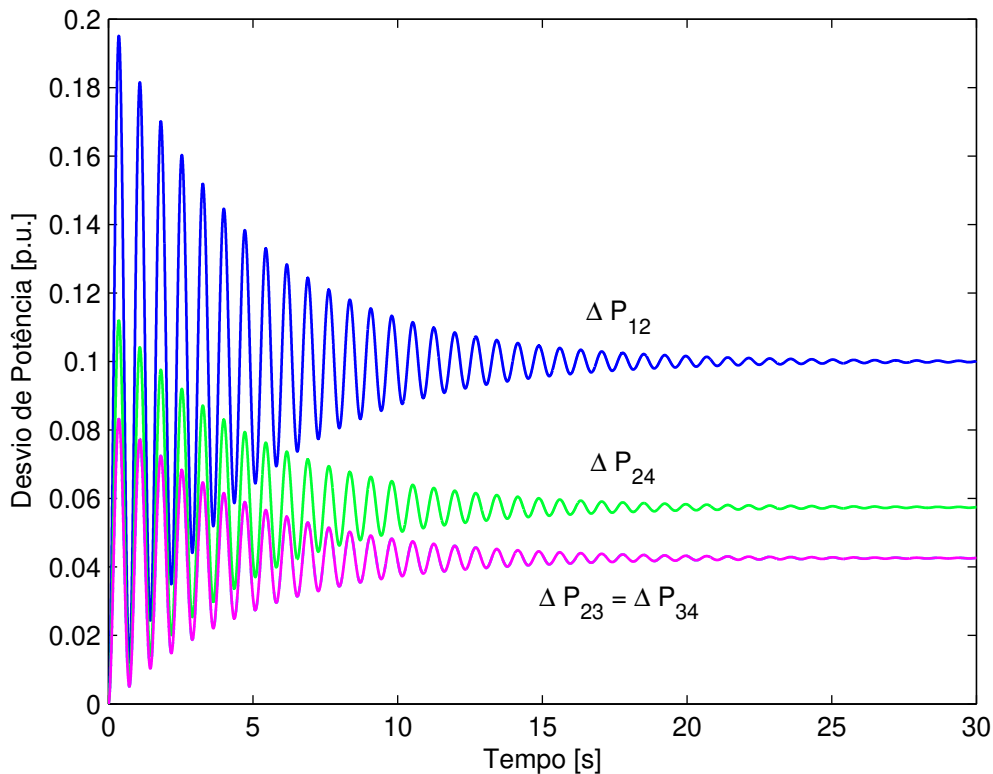


Figura 4.25: Desvio do fluxo de potência com o PST sem controlador.

Ações de controle serão tomadas, para de forma conjunta, amortecer as oscilações eletromecânicas de baixa frequência (controlador POD) e regular o fluxo de potência (controlador PI). No projeto de todos os controladores, $\phi = 0^\circ$ foi definido como ângulo base do PST.

4.5.3 Controlador PI

Através do controle do ângulo de fase do PST ($\Delta\phi$) via $\Delta\phi_{ref}$, o PST pode operar no sentido de regular algum parâmetro do sistema. Por exemplo, no caso do PST manter constante (em regime permanente) o fluxo de potência na linha em que está instalado (ΔP_{23}), $\Delta\phi_{ref}$ será a saída de um controlador proporcional integral (PI) do qual a entrada é a diferença entre o valor especificado e a potência na linha em qualquer instante de tempo. Desse modo, a defasagem introduzida pelo PST é continuamente ajustada de forma que haja controle do fluxo de potência no ramo (2 – 3).

Por meio da compensação variável (ajuste contínuo da defasagem), duas estratégias de controle do fluxo de potência nas linhas paralelas foram utilizadas. Uma estratégia, denominada

estratégia de “potência constante”, mantém o fluxo de potência na linha (2 – 3) em um valor especificado. A outra estratégia, conhecida como “ângulo constante”, mantém constante o fluxo de potência na linha (2 – 4) fazendo a linha (2 – 3) absorver qualquer mudança na potência gerada (Martins, Pinto et al. 1999).

Na Figura 4.26 é mostrado o diagrama de blocos do esquema de controle de potência do PST. O bloco $PI(s)$ denota a função de transferência do controlador PI.

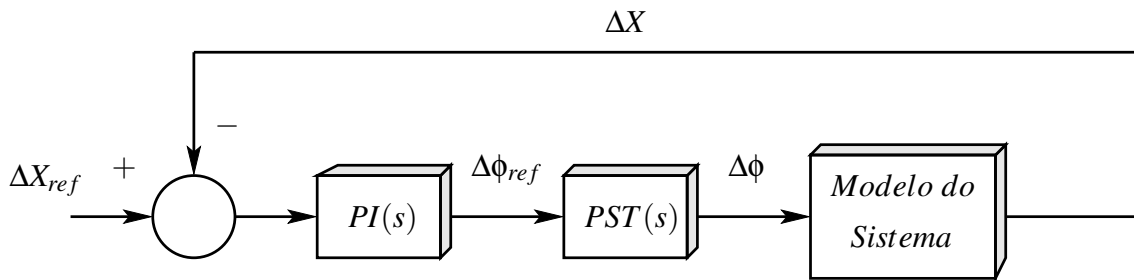


Figura 4.26: Esquema do controle de potência do PST.

Esse controlador é de ação lenta a qual é finalizada em um tempo superior a 20 segundos. O símbolo X_{ref} denota a referência ou *setpoint* do controlador do PST e seu valor em regime permanente é igual a X , o qual determina a estratégia de controle adotada. Para se utilizar a estratégia de “potência constante”, ΔX deve ser igual à ΔP_{23} . A estratégia de “ângulo constante” é adotada fazendo $\Delta X = \Delta P_{23} + \Delta P_{21}$ (Martins, Pinto et al. 1999, Martins, Pinto et al. 2000). A função de transferência do controlador PI é dada por:

$$PI(s) = \left(\frac{K_i}{s} + K_p \right) \quad (4.4)$$

na qual os parâmetros K_i e K_p são, respectivamente, os ganhos do integrador e do proporcional. Os valores usados nesse trabalho são, respectivamente, 0,4002 e 1,2270 quando se utiliza a estratégia de “potência constante”.

Pode-se melhor compreender a operação do sistema analisando a resposta de ΔP_{12} , ΔP_{23} , ΔP_{24} e ΔP_{34} à um degrau positivo (10%) na potência mecânica do gerador do sistema mostrado na Figura 4.24.

No gráfico da Figura 4.27 é possível visualizar a ação do controlador PI que mantém constante (em regime permanente) o fluxo na linha (2 – 3) fazendo a linha (2 – 4) absorver todo acréscimo de potência (estratégia de “potência constante”).

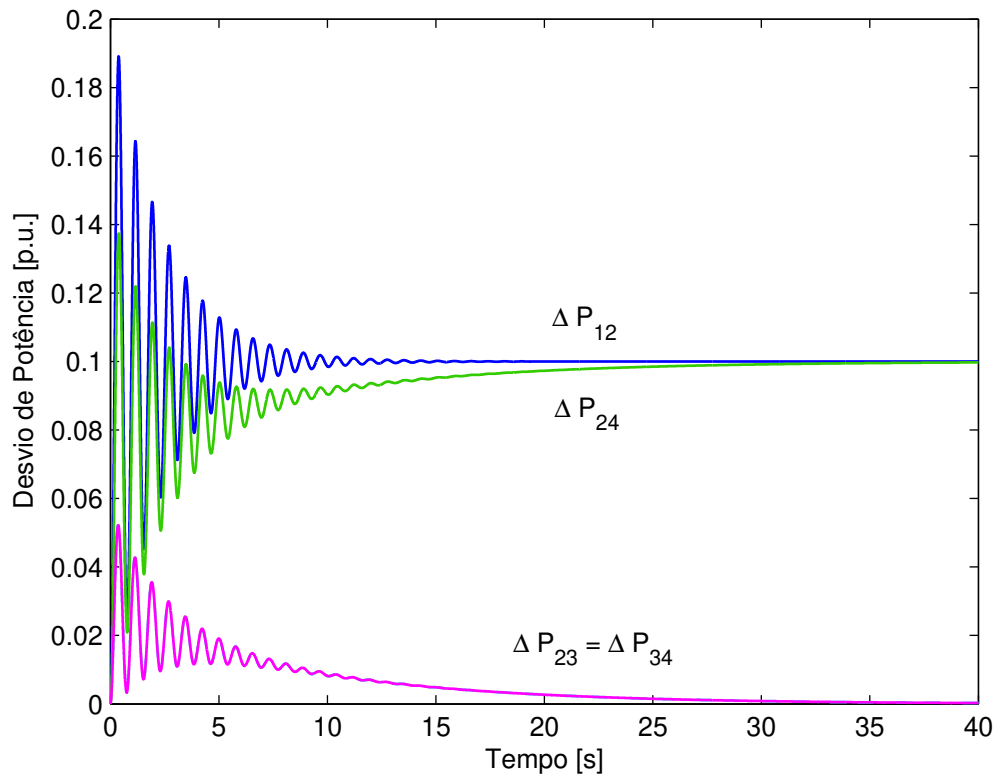


Figura 4.27: Desvio do fluxo de potência ($\Delta P_{23} = 0$ em regime permanente).

Na Figura 4.28 é mostrado a resposta ao degrau quando a estratégia de “ângulo constante” é utilizada. Observa-se que a linha (2 – 3) absorve todo o acréscimo de carga com o aumento da potência gerada ($\Delta P_{24} = 0$ em regime permanente).

Nos gráficos das Figuras 4.27 e 4.28 verifica-se o pobre amortecimento do modo eletromecânico com oscilações permanecendo por um longo tempo (superior a 25 segundos).

Na Figura 4.29 é mostrada a resposta transitória de ΔP_{21} , ΔP_{23} e ΔP_{24} para a aplicação de uma degrau de 10% na referência do controle de potência do PST (X_{ref}) quando a estratégia de “potência constante” é utilizada. Assim, tem-se que, em regime permanente, $\Delta X_{ref} = \Delta P_{23} = 0,1$. Nesse gráfico, os benefícios de se projetar um controlador de potência de ação lenta podem ser compreendidos: ele tem pouco impacto nos transitórios eletromecânicos. O amortecimento efetivo do modo eletromecânico ($-0,4156 \pm j8,1183$) pode ser conseguido pela adição de um PSS no sistema de excitação do gerador ou através da introdução de um controlador POD na malha de controle do PST. Aqui, somente a segunda alternativa será considerada.

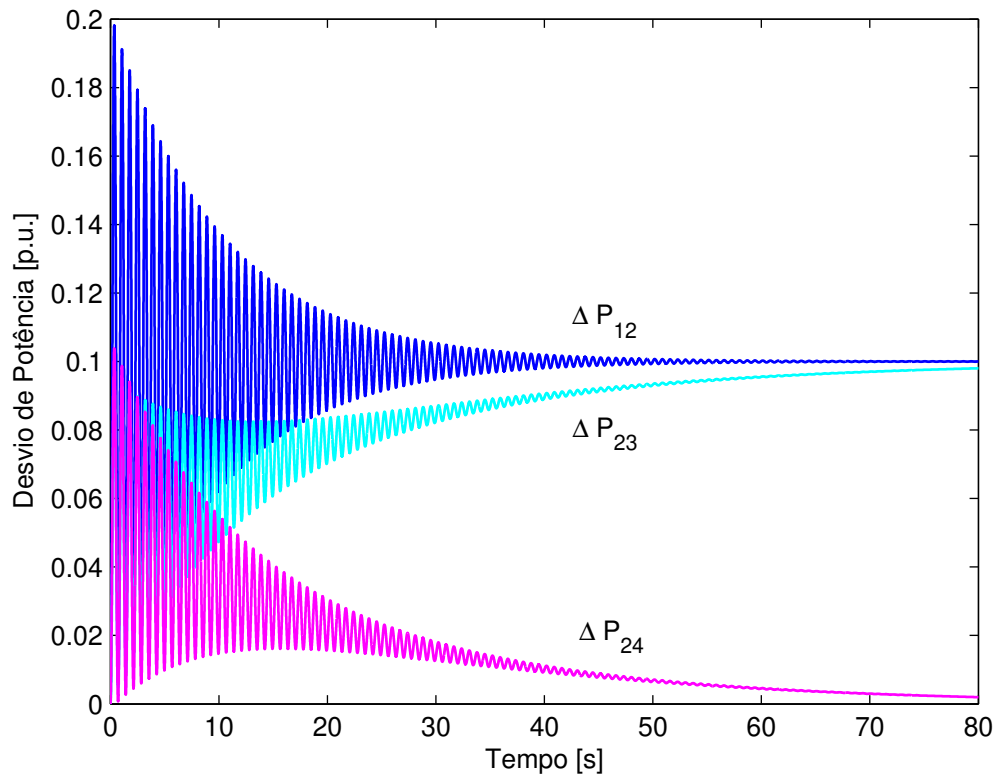


Figura 4.28: Desvio do fluxo de potência ($\Delta P_{23} + \Delta P_{21} = 0$ em regime permanente).

4.5.4 Controlador POD e PI

Na Figura 4.30 está detalhado o diagrama de blocos do sistema de controle do PST considerando o controlador PI (ação lenta) e o controlador POD (ação rápida) quando é utilizada a estratégia de “potência constante”. Note que em qualquer instante de tempo t , o ângulo de saída do PST é dado por $\phi(t) = \phi_{ref}(t - T_{PST}) + \phi_{ss}(t - T_{PST})$.

Para o projeto do controlador POD, foram considerados como sinais de entrada a potência ΔP_{12} , a corrente na linha ΔI_{12} e a velocidade do rotor do gerador $\Delta \omega$. Assumindo que o PST está localizado próximo da barra 2, tanto P_{12} quanto I_{12} podem ser considerados sinais locais. O objetivo é projetar um estabilizador que propicie uma taxa de amortecimento de 15% ao modo eletromecânico. Sem o estabilizador POD, verifica-se para o sistema da Figura 4.27 um baixo amortecimento ($\zeta = 5,11\%$).

Para o estudo da estabilidade são analisados os diagramas de *Nyquist*. Nos gráficos da Figura 4.31 é observado que o sinal da velocidade precisa de uma compensação de fase em torno de 32° e um ganho para conseguir boas margens de fase e de ganho, assim como, a taxa

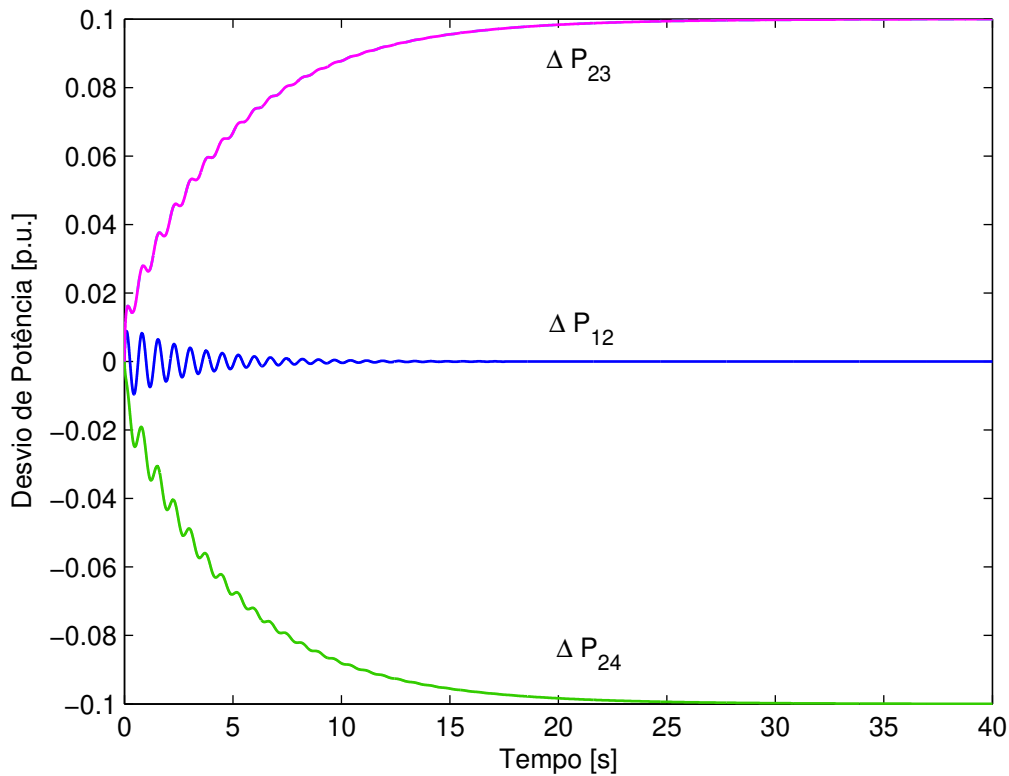


Figura 4.29: Degrâu na referência do controle do PST.

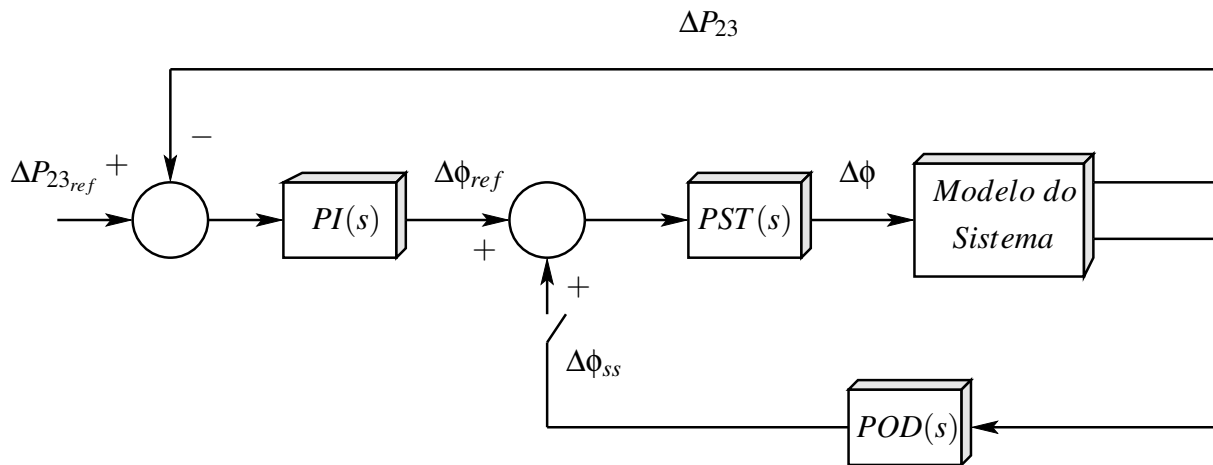


Figura 4.30: Diagrama de blocos dos controles do PST.

de amortecimento desejada. A função de transferência do POD derivado do sinal da velocidade é dada por:

$$POD_4(s) = 13,6 \frac{10s}{1 + 10s} \left(\frac{1 + s0,2085}{1 + s0,0640} \right) \quad (4.5)$$

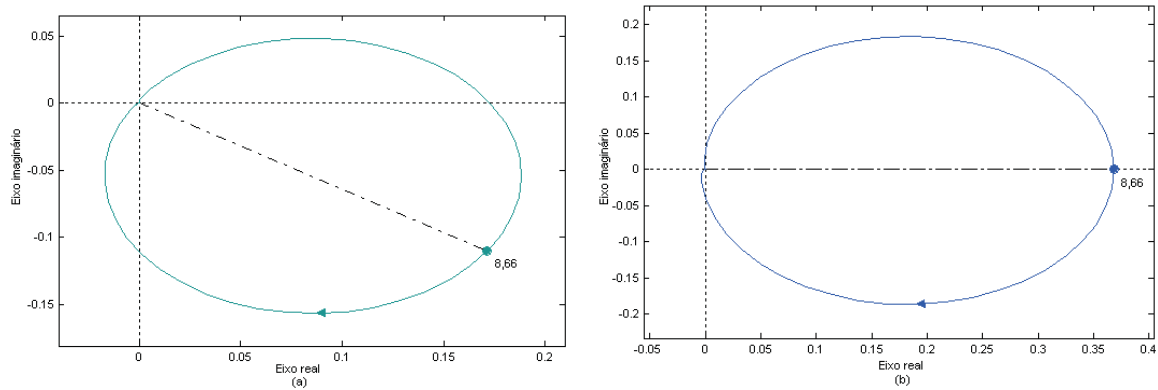


Figura 4.31: Diagramas de Nyquist: (a) $\Delta\omega(s)/\Delta\phi_{ss}(s)$, (b) $[\Delta\omega(s)/\Delta\phi_{ss}(s)] \cdot POD_4(s)$.

Na Figura 4.32 é verificado o bom desempenho desse estabilizador. Agora, além do PST manter constante o fluxo de potência na linha (2 – 3) através do controlador PI, ele também garante adequado amortecimento ao modo eletromecânico por meio do POD ($\zeta = 12,3\%$).

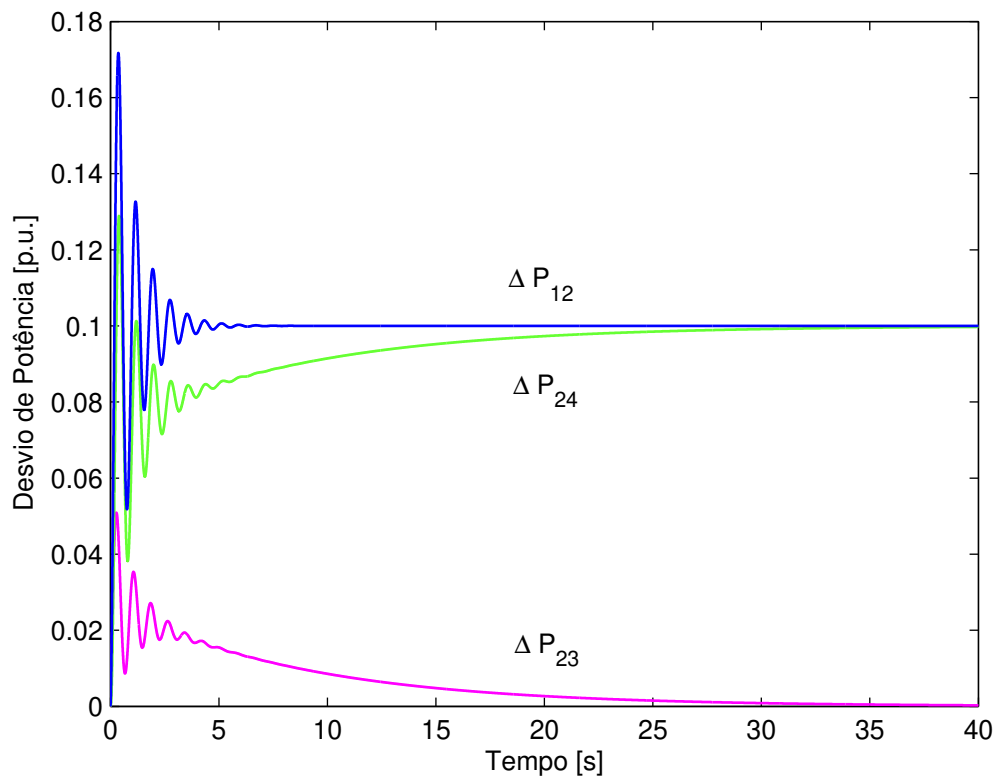


Figura 4.32: Resposta ao degrau - estabilizador derivado de $\Delta\omega$ (POD_4).

Estabilizadores derivados de sinais locais devem ser escolhidos quando se deseja maior confiabilidade do sistema e menores custos. De acordo com o gráfico polar da Figura 4.33 (a) o

signal da potência P_{12} requer uma compensação em torno de 60° em atraso na frequência de $8,66 \text{ rad/s}$. Na Figura 4.33 (b) é mostrado o diagrama de *Nyquist* adequadamente compensado pelo POD_5 possuindo boas margens de fase e ganho. A função de transferência do POD derivado do sinal da potência é dada por:

$$POD_5(s) = 2,08 \frac{10s}{1+10s} \left(\frac{1+s0,0331}{1+s0,4023} \right) \quad (4.6)$$

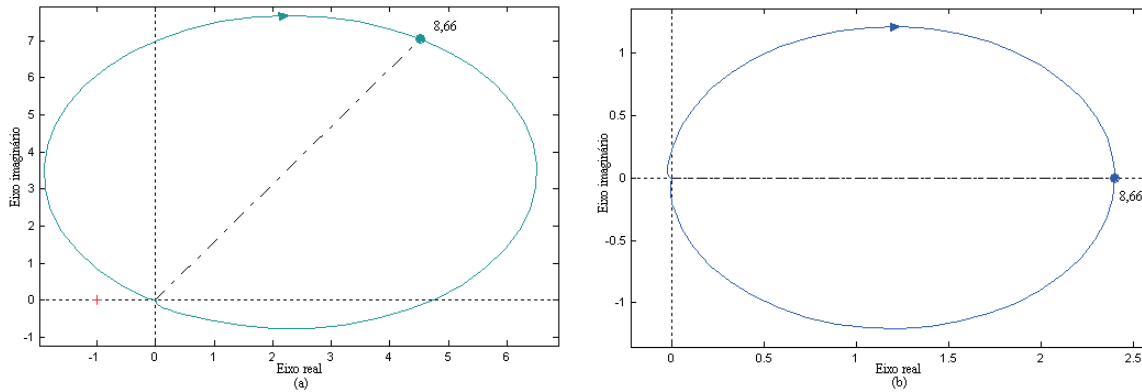


Figura 4.33: Diagramas de *Nyquist*: (a) $\Delta P_{12}(s)/\Delta\phi_{ss}(s)$, (b) $[\Delta P_{12}(s)/\Delta\phi_{ss}(s)] \cdot POD_5(s)$.

O desempenho do estabilizador POD_5 pode ser avaliado através do gráfico da Figura 4.34 no qual é observado que apesar do amortecimento adequado ($\zeta = 13,1\%$), o sinal permanece por um longo período sem se estabilizar devido a ação lenta do controlador PI.

Na Figura 4.35 (b) é mostrado o gráfico polar resultante da aplicação do estabilizador derivado do sinal da corrente (POD_6). O sistema é estável, sendo possível obter o amortecimento desejado do modo eletromecânico. Em 4.35 (a) é mostrado que o sinal da corrente I_{12} requer uma compensação em torno de 60° em atraso na frequência de $8,66 \text{ rad/s}$.

$$POD_6(s) = 2,02 \frac{10s}{1+10s} \left(\frac{1+s0,0344}{1+s0,3871} \right) \quad (4.7)$$

O desempenho desse estabilizador é conferido através do gráfico da Figura 4.36. Note que as respostas ao degrau são bastante semelhantes às obtidas com a aplicação do estabilizador derivado do sinal da potência (POD_5), sendo que o sinal também permanece por um longo período sem se estabilizar devido a atuação do controlador PI. É verificado um amortecimento de $12,7\%$. Portanto, uma boa opção dentre as consideradas nessa seção, é a utilização do estabilizador POD derivado do sinal da velocidade $\Delta\omega$ (POD_4), pois o mesmo apresenta um

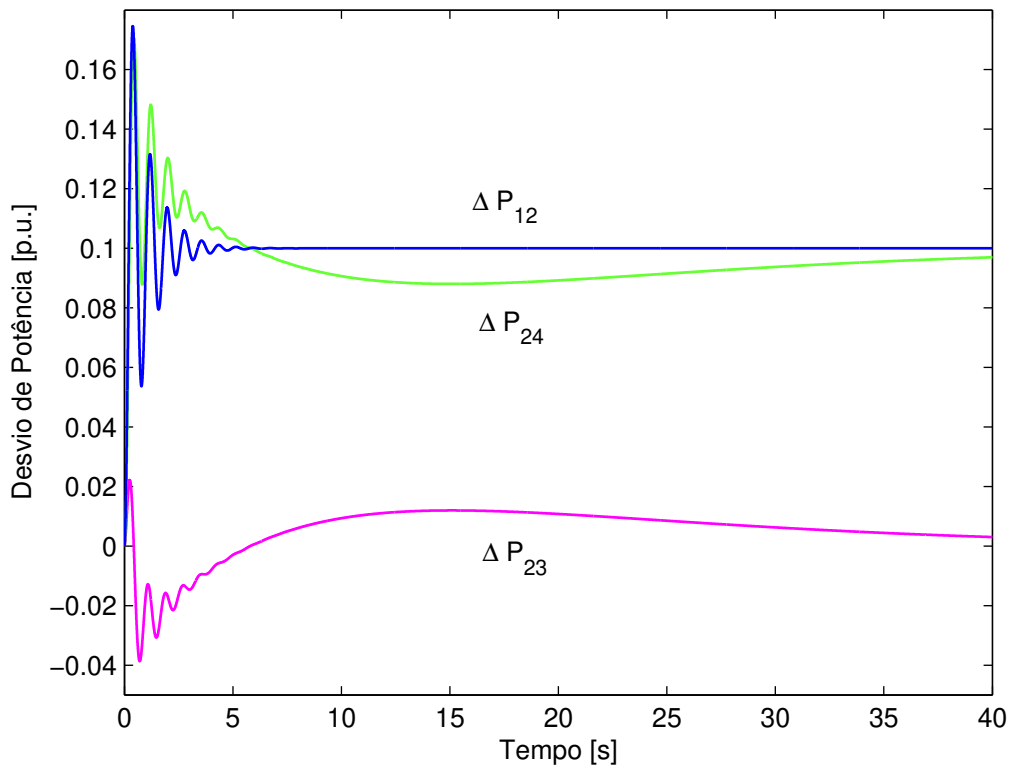


Figura 4.34: Resposta ao degrau - estabilizador derivado de ΔP_{12} (POD_5).

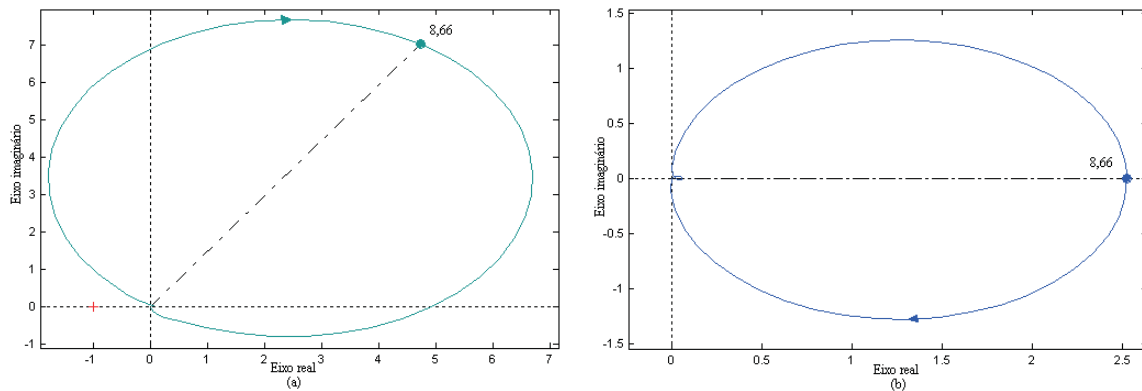


Figura 4.35: Diagramas de Nyquist: (a) $\Delta I_{12}(s)/\Delta\phi_{ss}(s)$, (b) $[\Delta I_{12}(s)/\Delta\phi_{ss}(s)] \cdot POD_6(s)$.

bom amortecimento e o sinal se estabiliza mais rapidamente. No entanto, como os sinais locais garantem maior confiabilidade e melhor relação custo benefício, pode-se considerar também o sinal ΔP_{12} (POD_5) como uma boa opção de sinal de entrada para o POD. Este sinal apresenta ainda, a melhor taxa de amortecimento do modo eletromecânico. Contudo, através de todas essas análises pode-se confirmar a boa atuação do PST realizando simultaneamente o controle

do fluxo de potência e o amortecimento de oscilações eletromecânicas.

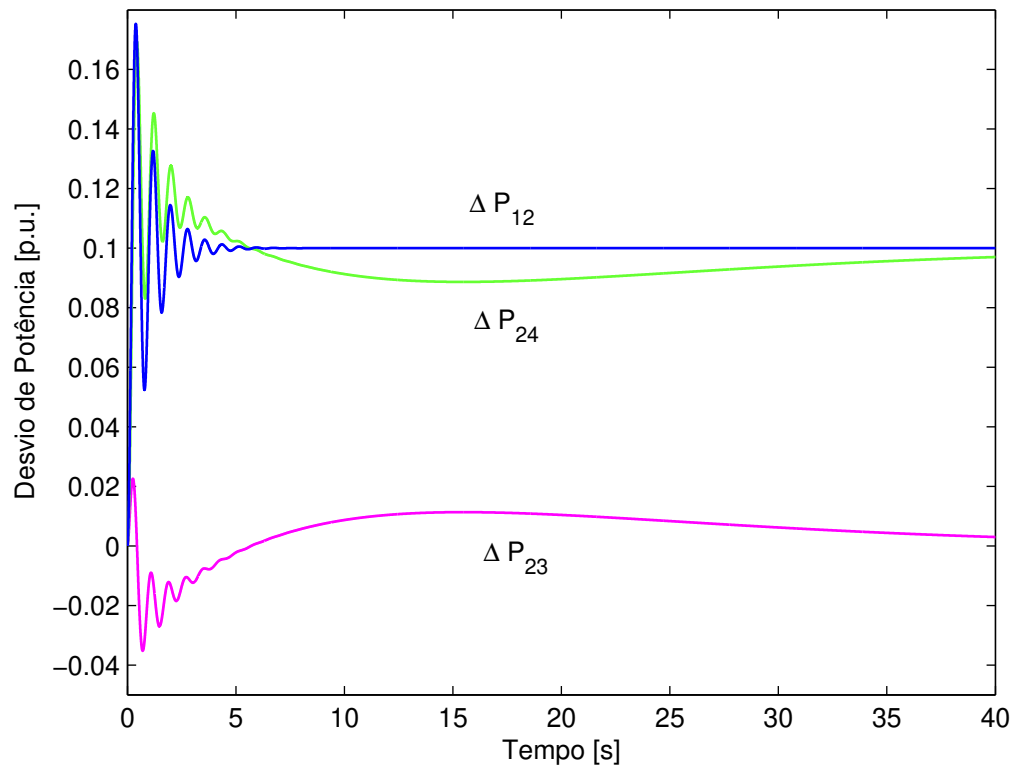


Figura 4.36: Resposta ao degrau - estabilizador derivado de ΔI_{12} (POD_6).

Capítulo 5

Conclusões

Nessa dissertação de mestrado foram realizados estudos avaliando o desempenho do PST para o amortecimento de oscilações eletromecânicas sob condições de pequenas perturbações. O modelo dinâmico que representa o PST foi introduzido no Modelo de Sensibilidade de Potência (MSP) para análise da estabilidade angular de sistemas de potência. A análise da estabilidade e o projeto dos estabilizadores POD foram realizados usando a análise modal, bifurcações de Hopf, gráficos do lugar das raízes e técnicas de resposta no domínio da frequência e do tempo. Foram considerados diferentes sinais de entrada para os controladores POD.

Neste trabalho, explorando o potencial do MSP juntamente com os *toolboxes* de controle do programa MATLAB, diversas simulações e análises foram realizadas considerando-se três sistemas teste largamente utilizados na literatura em estudos de estabilidade angular. A partir dos resultados dessas simulações algumas conclusões devem ser ressaltadas:

1. O controlador PST apresenta um grande potencial para o amortecimento de oscilações eletromecânicas de baixa frequência, assim como para estender o limite de estabilidade de ângulo a pequenas perturbações dos sistemas.
2. A escolha do sinal de entrada do controlador POD do PST não é um aspecto importante, uma vez que foi verificada uma pequena diferença entre seus desempenhos. Embora em alguns casos o sinal da velocidade seja mais apropriado, preferência deve ser dada ao sinal da corrente ou potência, dadas as vantagens obtidas com o uso de um sinal local.
3. O PST exibe boa eficiência para desempenhar de forma conjunta o controle de fluxo de potência e o amortecimento de oscilações eletromecânicas de baixa frequência.

A fim de se estender os resultados apresentados nesse trabalho, algumas possibilidades para trabalhos futuros são enumeradas a seguir:

1. Projeto de controladores para FACTS utilizando técnicas de controle adaptativo, bem como lógica nebulosa.
2. Projeto de estabilizadores POD para FACTS instalados em sistemas de maior porte. Nesse caso, é fundamental a realização de estudos que indiquem os melhores pontos do sistema para a instalação dos equipamentos de forma a se obter maior eficiência no amortecimento das oscilações.
3. Avaliação do desempenho dos PST para o amortecimento de oscilações eletromecânicas quando o sistema é submetido a grandes perturbações.

Referências Bibliográficas

- E. Acha, C. R. Fuerte-Esquivel, H. Ambriz-Pérez and C. Angeles-Camacho, *FACTS Modelling and Simulation in Power Networks*. John Wiley & Sons, LTD, 2004.
- P. M. Anderson and A. A. Fouad, *Power System Control and Stability*. IEEE Press - John Wiley & Sons, 2003.
- R. L. Araujo Jr. and P. B. Araujo, “Modelo Linear do Sistema Elétrico de Potência com a Inclusão do Compensador Estático de Reativos”, *CBA 2002*, pp. 2840-2845, 2002.
- H. M. Ayres, *Aplicação do Controlador UPFC para o Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas em Sistemas Elétricos de Potência*. Tese de Mestrado FEEC/UNICAMP, 2005.
- L. J. Cai and I. Erlich, “Simultaneous Coordinated Tuning of PSS and FACTS Controller for Damping Power System Oscillations in Multi-machine Systems”, *IEEE Power Tech Conference Proceedings*, vol. 2, pp. 136-141, 2003.
- M. S. Castro, *A Influência de Controladores FACTS na Estabilidade de Ângulo a Pequenas Perturbações de Sistemas Elétricos de Potência*. Tese de Mestrado FEEC/UNICAMP, 2005.
- V. F. da Costa, *Modelo de Sensibilidade de Potência para Análise de Oscilações de Baixa Frequência em Sistemas de Energia Elétrica*. Tese de Doutorado FEEC/UNICAMP, 1992.
- S. M. Deckmann and V. F. da Costa, “A Power Sensitivity Model for Electromechanical Oscillation Studies”, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 9, no. 2, pp. 965-971, 1994.

- F. P. de Mello and C. Concordia, "Concepts of Synchronous Machine Stability as affected by Excitation Control", *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 88, no. 4, pp. 316-329, 1969.
- A. F. Domingues, *Aplicação de Dispositivos FACTS para o Amortecimento de Oscilações Eletromecânicas de Baixa Freqüência em Sistemas de Energia Elétrica*. Tese de Mestrado FEEC/UNICAMP, 2001.
- R. C. Dorf and R. H. Bishop, *Sistemas de Controle Modernos*. LTC, 2001.
- A. A. Edris, "Enhancement of First-swing Stability Using a High-speed Phase Shifter", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 6, no. 3, pp. 1113-1118, 1991.
- FACTS Terms & Definitions Task Force of the FACTS Working Group of the DC and FACTS Subcommittee, "Proposed Terms and Definitions for Flexible AC Transmission System (FACTS)", *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 12, no. 4, pp. 1848-1853, 1997.
- U. Gabrijel and R. Mihalic, "Transient Stability Assessment of Power Systems with Phase Shifting Transformers", *IEEE Region 8 EUROCON*, vol. 2, pp. 235-239, 2003.
- C. Gama, "Brazilian North-South Interconnection Control Application and Operating Experience with a TCSC", *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, vol. 2, pp. 1103-1108, 2003.
- L. Gyugyi, "Dynamic Compensation of AC Transmission Lines by Solid-States Synchronous Voltage Sources", *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 9, no. 2, pp. 904-911, 1994.
- W. G. Heffron and R. A. Phillips, "Effect of a Modern Amplidyne Voltage Regulator on Underexcited Operation of large Turbine Generators", *AIEE Trans.*, vol. 71, pp. 692-697, 1952.
- R. M. Hilloowala and A. M. Sharaf, "Bus Voltage Regulation of Interconnected Power System Using Static Phase Shifter", *Proceedings of the Twenty first Annual North-American Power Symposium*, pp. 192-200, 1989.

- N. G. Hingorani, "High Power Electronics and Flexible AC Transmission System", *IEEE Power Engineering Review*, vol. 8, no. 7, pp. 3-4, 1988.
- N. G. Hingorani and L. Gyugyi, "Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems", *IEEE Press - Jon Wiley & Sons*, 2000.
- IEEE/CIGRE Joint Task Force on Stability Terms and Definitions, "Definition and Classification of Power System Stability", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, no. 3, pp. 1387-1401, 2004.
- M. R. Iravani and D. Maratukulam, "Review of Semiconductor-controlled (Static) Phase Shifters for Power Systems Applications", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 9, no. 4, pp. 1833-1839, 1994.
- P. Kumkratug and M. H. Haque, "Versatile Model of a Unified Power Flow Controller in a Simple Power System", *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, vol. 150, no. 2, pp. 155-161, 2003.
- P. Kundur, *Power System Control and Stability*. Editora Mc Graw-Hill, 1994.
- E. V. Larsen, J. J. Sanchez-Gasca and J. H. Chow, "Concepts for Design of FACTS Controllers to Damp Power Swings", *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 10, no. 2, pp. 948-956, 1995.
- N. Martins, H. J. C. P. Pinto and J. J. Paserba, "TCSC Controls for Line Scheduling and System Oscillation Damping - Results for a Small Example System", *Proceedings of 13th Power System Computation Conference (PSCC)*, Trondheim, Norway, pp. 1244-1251, 1999.
- N. Martins, H. J. C. P. Pinto and J. J. Paserba, "Using a TCSC for Line Power Scheduling and System Oscillation Damping - Small-signal and Transient Stability Studies", *IEEE PES Winter Meeting*, vol. 2, pp. 1455-1461, 2000.
- A. S. Mehraban, A. Edris, C. D. Schauder and J. H. Provanzana, "Installation, Commissioning and Operation of the World's first UPFC on the AEP System", *Proceedings of International Conference on Power System Technology (POWERCON)*, vol. 1, pp. 323-327, 1998.

- A. B. Nassif, *Análise da Estabilidade de Ângulo e de Tensão de Sistemas Elétricos de Potência Sujeitos a Pequenas Perturbações*. Tese de Mestrado FEEC/UNICAMP, 2004.
- A. B. Nassif, V. F. da Costa and L. C. P. da Silva “Effects of the SVC and the STATCOM on Damping Power Systems Low Frequency Electromechanical Oscillations”, *IEEE Latin America Transactions*, vol. 2, no. 2, pp. 1-6, 2004.
- M. Norrozian and G. Anderson “Damping of Power System Oscillations by use of Controllable Components”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 9, no. 4, pp. 2046-2054, 1994.
- K. Ogata, *Modern Control Engineering*. Prentice Hall International, 1970.
- B. Pal and B. Chaudhuri, *Robust Control in Power Systems*. Ed. Springer, 2005.
- T. M. Papazoglou, D. P. Popovic and S. V. Mijailovic, “Phase Shifting Transformers in an Efficient Power Flow Control Method”, *International Conference on Electric Power Engineering*, 1999.
- G. Rogers, *Power System Oscillations*. Cherry Tree Scientific Software, Ed. Kluwer Academic Publishers, 2000.
- R. Seydel, *Practical Bifurcation and Stability Analysis: From Equilibrium to Chaos*. Second Edition, New York: Springer-Verlag, 1994.
- Y. H. Song and A. T. Johns, *Flexible AC Transmission Systems (FACTS)*. The Institution of Electrical Engineers, 1999.
- J. Verboomen, D. Van Hertem, P. H. Schavemaker, W. L. Kling and R. Belmans, “Phase Shifting Transformers: Principles and Applications”, *International Conference on Future Power Systems*, pp. 1-6, 2005.
- H. F. Wang and F. J. Swift, “A Unified Model for the Analysis of FACTS Devices in Damping Power System Oscillations Part I: Single-machine Infinite-bus Power Systems”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 12, no. 2, pp. 941-946, 1997.
- H. F. Wang and F. J. Swift, “Capability of the Static VAr Compensator in Damping Power System Oscillations”, *IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution*, Vol. 143, no. 4, pp. 353-358, 1996.

- H. F. Wang, M. Li and F. J. Swift, “FACTS-based Stabilizer Designed by the Phase Compensation Method Part I: Single-machine Infinite-bus Power Systems”, *APSCOM - 97*, pp. 638-642, 1997.
- E. H. Watanabe, P. G. Barbosa, K. C. Almeida and G. N. Taranto, “Tecnologia FACTS - Tutorial”, *SBA Controle & Automação*, Vol. 9, no. 1, pp. 39-55, 1998.

Apêndice A

Coeficientes de Sensibilidade de Potência

Neste apêndice são fornecidas as expressões dos coeficientes de sensibilidade de potência ativa e reativa, utilizados na modelagem dos sistemas máquina barramento infinito, apresentados no Capítulo 3. Esses sistemas incluem um sistema isolado ilustrado na Figura 3.12 e um sistema isolado com um PST instalado mostrado na Figura 3.15.

A.1 Sistema Isolado (Figura 3.12)

*Gerador*¹

- Coeficientes de sensibilidade de potência ativa:

$$A_{1g} = \frac{\partial P_g}{\partial(\delta - \theta_t)} = \frac{E'_q V_t}{X'_d} \cos(\delta - \theta_t) + V_t^2 \left[\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X'_d} \right] \cos 2(\delta - \theta_t) \quad (\text{A.1})$$

$$A_{2g} = \frac{\partial P_g}{\partial E'_q} = \frac{V_t}{X'_d} \text{sen}(\delta - \theta_t) \quad (\text{A.2})$$

$$A_{3g} = \frac{\partial P_g}{\partial V_t} = \frac{E'_q}{X'_d} \text{sen}(\delta - \theta_t) + V_t \left[\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X'_d} \right] \text{sen} 2(\delta - \theta_t) \quad (\text{A.3})$$

¹As expressões dos coeficientes de sensibilidade do gerador são as mesmas para os dois sistemas.

- Coeficientes de sensibilidade de potência reativa:

$$R_{1g} = \frac{\partial Q_g}{\partial(\delta - \theta_t)} = -\frac{E'_q V_t}{X'_d} \text{sen}(\delta - \theta_t) - V_t^2 \left[\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X'_d} \right] \text{sen}2(\delta - \theta_t) \quad (\text{A.4})$$

$$R_{2g} = \frac{\partial Q_g}{\partial E'_q} = \frac{V_t}{X'_d} \text{cos}(\delta - \theta_t) \quad (\text{A.5})$$

$$R_{3g} = \frac{\partial Q_g}{\partial V_t} = \frac{E'_q}{X'_d} \text{cos}(\delta - \theta_t) - V_t \left[\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X'_d} \right] [1 - \text{cos}2(\delta - \theta_t)] - \frac{2V_t}{X'_d} \quad (\text{A.6})$$

- Coeficientes de reação da armadura:

$$K_V = \left[\frac{X_d - X'_d}{X'_d} \right] \text{cos}(\delta - \theta_t) \quad (\text{A.7})$$

$$K_A = \left[\frac{X_d - X'_d}{X'_d} \right] \text{sen}(\delta - \theta_t) \quad (\text{A.8})$$

Rede

- Coeficientes de sensibilidade de potência ativa:

$$A_{1t} = \frac{\partial P_t}{\partial \theta_t} = \frac{V_t V_o}{X_e} \text{cos}\theta_t \quad (\text{A.9})$$

$$A_{2t} = \frac{\partial P_t}{\partial V_t} = \frac{V_o}{X_e} \text{sen}\theta_t \quad (\text{A.10})$$

- Coeficientes de sensibilidade de potência reativa:

$$R_{1t} = \frac{\partial Q_t}{\partial \theta_t} = \frac{V_t V_o}{X_e} \text{sen} \theta_t \quad (\text{A.11})$$

$$R_{2t} = \frac{\partial Q_t}{\partial V_t} = \frac{2V_t}{X_e} - \frac{V_o}{X_e} \text{cos} \theta_t \quad (\text{A.12})$$

A.2 Sistema Isolado Incluindo um PST (Figura 3.15)

Rede

- Coeficientes de sensibilidade de potência ativa:

$$A_{1t} = \frac{\partial P_t}{\partial \theta_t} = \frac{V_t V_o}{X_e} \text{cos}(\theta_t + \phi) \quad (\text{A.13})$$

$$A_{2t} = \frac{\partial P_t}{\partial V_t} = \frac{V_o}{X_e} \text{sen}(\theta_t + \phi) \quad (\text{A.14})$$

$$A_{3t} = \frac{\partial P_t}{\partial \phi} = \frac{V_t V_o}{X_e} \text{cos}(\theta_t + \phi) \quad (\text{A.15})$$

- Coeficientes de sensibilidade de potência reativa:

$$R_{1t} = \frac{\partial Q_t}{\partial \theta_t} = \frac{V_t V_o}{X_e} \text{sen}(\theta_t + \phi) \quad (\text{A.16})$$

$$R_{2t} = \frac{\partial Q_t}{\partial V_t} = \frac{2V_t}{X_e} - \frac{V_o}{X_e} \text{cos}(\theta_t + \phi) \quad (\text{A.17})$$

$$R_{3t} = \frac{\partial Q_t}{\partial \phi} = \frac{V_t V_o}{X_e} \text{sen}(\theta_t + \phi) \quad (\text{A.18})$$

Apêndice B

Sistema Multimáquinas

Esse apêndice fornece os dados utilizados no sistema teste multimáquinas analisado no Capítulo 4, apresentado na Figura 4.19.

B.1 Dados do Sistema Multimáquinas

<i>Linha</i>			<i>Parâmetros</i>			
<i>Início</i>	<i>Fim</i>	<i>Tipo</i>	<i>R</i>	<i>X_L</i>	<i>b_c</i>	<i>ϕ [graus]</i>
1	2	<i>Linha</i>	–	0,025	0,04375	0,0
2	5	<i>Linha</i>	–	0,010	0,01750	0,0
3	4	<i>Linha</i>	–	0,025	0,04375	0,0
4	6	<i>Linha</i>	–	0,010	0,01750	0,0
5	6	<i>Transformador Defasador</i>	–	0,220	0,38500	0,0

Tabela B.1: Dados das linhas em p.u. na base de 100 MVA.

<i>H</i>	<i>X_d</i>	<i>X'_d</i>	<i>X_q</i>	<i>X'_q</i>	<i>T'_{do}</i>	<i>T'_{qo}</i>	<i>R_a</i>
6,500 (<i>G₁eG₂</i>) 6,175 (<i>G₃eG₄</i>)	1,8	0,3	1,7	0,55	8,0	0,4	0,0025

Tabela B.2: Parâmetros dos geradores.

K_e	T_e
[p.u./p.u.]	[s]
200	0,01

Tabela B.3: Parâmetros do regulador de tensão.

Reatâncias e resistências são dadas em p.u. na base de 900 MVA; constantes de tempo e inércias em segundos. Os geradores são representados por um modelo de 4^a ordem e os reguladores de tensão por um modelo de 1^a ordem.