



UNIVERSIDADE
ESTADUAL DE LONDRINA

EDNEI LUIZ MIOTTO

**ANÁLISE DA ESTABILIDADE DINÂMICA DE SISTEMAS
ELÉTRICOS DE POTÊNCIA MULTIMÁQUINAS COM
DISPOSITIVOS FACTS TCSC E CONTROLADORES
ROBUSTOS**

Londrina
2010

EDNEI LUIZ MIOTTO

**ANÁLISE DA ESTABILIDADE DINÂMICA DE SISTEMAS
ELÉTRICOS DE POTÊNCIA MULTIMÁQUINAS COM
DISPOSITIVOS FACTS TCSC E CONTROLADORES
ROBUSTOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Controle e Simulação
Sistemas Elétricos de Potência.

Especialidade: Sistemas Eletrônicos

Orientador: Prof. Dr. Márcio Roberto Covacic

Londrina
2010

**Catálogo elaborado pela Divisão de Processos Técnicos da Biblioteca Central da
Universidade Estadual de Londrina.**

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

M669a	<p>Miotto, Ednei Luiz. Análise da estabilidade dinâmica de sistemas elétricos de potência multimáquinas com dispositivos FACTS TCSC e controladores robustos / Ednei Luiz Miotto. - Londrina, 2010. 141 f. : il.</p> <p>Orientador: Márcio Roberto Covacic. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Londrina, Centro de Tecnologia e Urbanismo, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2010. Inclui bibliografia.</p> <p>1. Engenharia elétrica - Dispositivos eletrônicos - Teses. 2. Sistema de transmissão de corrente alternada - Teses. 3. Oscilações eletromecânicas - Teses. I. Covacic, Márcio Roberto. II. Universidade Estadual de Londrina Centro de Tecnologia e Urbanismo. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.</p> <p style="text-align: right;">CDU 621.3.052.6</p>
-------	--

EDNEI LUIZ MIOTTO

**ANÁLISE DA ESTABILIDADE DINÂMICA DE SISTEMAS ELÉTRICOS
DE POTÊNCIA MULTIMÁQUINAS COM DISPOSITIVOS FACTS TCSC
E CONTROLADORES ROBUSTOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

BANCA EXAMINADORA

Orientador. Prof. Dr. Márcio Roberto Covacic
Universidade Estadual de Londrina – UEL

Prof. Dr. Ruberlei Gaiano
Universidade Estadual de Londrina – UEL

Prof. Dr. Percival Bueno de Araújo
Universidade Estadual Paulista – UNESP

Londrina, 06 de dezembro de 2010.

"Pouco conhecimento faz com que as pessoas se sintam orgulhosas. Muito conhecimento, que se sintam humildes.

É assim que as espigas sem grãos erguem desdenhosamente a cabeça para o Céu, enquanto que as cheias as baixam para a terra, sua mãe."

Leonardo Da Vinci

***Dedico este trabalho a minha esposa Edna,
uma mulher maravilhosa, inteligente, corajosa, companheira e
minha fonte de inspiração.***

Agradecimentos

Agradeço ao professor Márcio Roberto Covacic, pela orientação e dedicação concedidas a realização deste trabalho e, principalmente, pela confiança e amizade.

Aos professores Ruberlei Gaiano e Leonimer Flávio de Melo, pelas contribuições que ajudaram a enriquecer o trabalho.

Aos professores do programa de pós-graduação: Alexandre, Treviso, Sílvia, Taufik, Pizolato pelos ensinamentos.

Aos colegas da pós-graduação: Emerson, Evandro, Cleber, Fábio, Anderson, Wagner, Nelson e Osni com quem tive o prazer de conviver durante este período tão importante da minha vida.

Agradeço a minha amada esposa Edna, sem a qual eu não conseguiria esta conquista.

À minha querida mãe Nilva, por todo o carinho e apoio, uma pessoa pela qual eu tenho uma profunda admiração.

À memória de meu pai Valdir Miotto, por todo o seu esforço para colocar a educação de seus filhos em primeiro lugar.

A Deus.

Agradeço a CAPES, pelo apoio financeiro; e a UEL pelo ensino gratuito e de qualidade.

MIOTTO, Ednei Luiz. **Análise da estabilidade dinâmica de sistemas elétricos de potência multimáquinas com dispositivos FACTS TCSC e controladores robustos.** 141 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2010.

RESUMO

Este trabalho apresenta estudos referentes à estabilidade dinâmica de um sistema elétrico de potência multimáquinas. Com o objetivo de fornecer amortecimento as oscilações eletromecânicas de baixa frequência é utilizado inicialmente o dispositivo FACTS (*Flexible Alternating Current Transmission System*) TCSC (*Thyristor Controlled Series Capacitor*) através de um modelo de compensação fixa e na sequência com um controlador de primeira ordem. Novos resultados são obtidos pela introdução de um controlador ESP (Estabilizadores de Sistemas de Potência) ao sistema em estudo. Este tem seus parâmetros projetados com base na teoria de controle clássico através do método de compensação de fase e nos fatores de participação para determinação da melhor alocação do mesmo no sistema. Por último este trabalho utiliza uma metodologia previamente desenvolvida, para o projeto simultâneo e coordenado de controladores ESP e POD (*Power Oscillation Damping*). Esta metodologia é fundamentada na teoria de controle robusto e estruturada na forma de LMIs (*Linear Matrix Inequalities*). A modelagem politópica é utilizada para tratar a robustez dos controladores frente às variações no ponto de operação do sistema. Um fator de amortecimento mínimo aos modos oscilatórios do sistema em malha fechada é utilizado como índice de desempenho. Tais controladores possuem uma estrutura de realimentação dinâmica de saída e utilizam sinais medidos localmente como entrada controle. As simulações e as análises realizadas em um sistema teste mostram os resultados das diferentes ações de controle abordadas neste trabalho.

Palavras-chave: Dispositivos FACTS. ESP. MSP. POD. TCSC. Oscilações eletromecânicas. Controle robusto. LMI.

MIOTTO, Ednei Luiz. **Analysis of dynamic stability at multimachine power systems with TCSC FACTS devices and robust controllers.** 2010. 141 p. Dissertation (Master's Degree in Electrical Engineering) - Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2010.

ABSTRACT

This work presents studies on the dynamic stability of a multimachine power system. Aiming to provide the damping low frequency oscillations is initially used the device FACTS (Flexible Alternating Current Transmission System) TCSC (Thyristor Controlled Series Capacitor) through a fixed compensation model and on sequence with a first order controller. New results are obtained by the introduction of a controller PSS (Power System Stabilizer) in the study system. These has its designed parameters based on classical control theory through the method of phase compensation and in participation factors to determine the best allocation of the same system. Finally this paper uses a methodology previously developed for the simultaneous and coordinated design of controllers PSS and POD (Power Oscillation Damping). This methodology is based on the theory of robust control, structured in the form of LMIs (Linear Matrix Inequalities). The polytopic modeling is used to treat the robustness of the controllers to variations in operating point of the system. A minimum damping factor of the modes of response of the closed loop system is used as a performance index. Such controllers have a structure dynamic output feedback and use locally measured signals as input control. The simulations and the analysis performed on a test system show the results of different control measures addressed in this work.

Key words: FACTS devices. PSS. PSM. POD. TCSC. Electromechanical oscillations. Robust control. LMI.

Lista de Figuras

Figura 2.1	– Enrolamento do Gerador Síncrono Trifásico (2 Pólos).....	25
Figura 2.2	– Diagrama Unifilar do Gerador Síncrono	26
Figura 2.3	– Potências no Sistema Multimáquinas	29
Figura 2.4	– Sistema de Excitação (RAT) do Gerador Síncrono.....	35
Figura 2.5	– Diagrama de Blocos: MSP para Sistema Multimáquinas	44
Figura 3.1	– Sistema de Transmissão de 2 Barras	46
Figura 3.2	– Fluxo de Potência Ativa Com e Sem Compensação.....	47
Figura 3.3	– Configuração Básica do TCSC	50
Figura 3.4	– Modelo Dinâmico Linearizado do TCSC	51
Figura 4.1	– Estrutura básica do ESP	59
Figura 4.2	– RAT com adição de sinal suplementar.....	62
Figura 4.3	– Diagrama de blocos do MSP com o ESP.....	63
Figura 4.4	– Malha reativa do MSP multimáquinas.....	66
Figura 4.5	– Diagrama de blocos do laço eletromecânico – Amortecimento puro inserido pelo ESP	68
Figura 4.6	– Função de transferência do sistema de potência com controlador POD	69
Figura 5.1	– Diagrama Unifilar: Sistema 2 áreas, 4 geradores, 10 barras	89
Figura 5.2	– Variação angular dos geradores - Caso Base	92
Figura 5.3	– Modo Local 1.....	93
Figura 5.4	– Modo Local 2.....	93
Figura 5.5	– Modo Interárea.....	94
Figura 5.6	– Desvio angular do gerador 3 – ESP instalado no gerador 2 com menor ganho	97
Figura 5.7	– Desvio angular do gerador 3 – ESP instalado no gerador 3 com menor ganho	97
Figura 5.8	– Desvio angular do gerador 3 – ESP instalado no gerador 4 com menor ganho	97
Figura 5.9	– Desvio angular do gerador 3 – com e sem ESP	99
Figura 5.10	– Desvio angular do gerador 3 (PSS instalado em diferentes geradores).....	101

Figura 5.11 – Comportamento do Par Complexo de Autovalores Associados ao Modo Interárea.....	102
Figura 5.12 – Variação angular do gerador 3 – TCSC com Compensação Fixa.....	103
Figura 5.13 – Comportamento do Par Complexo de Autovalores Devido a Variação do ganho KTCSC.....	104
Figura 5.14 – Modo Local 1.....	105
Figura 5.15 – Modo Interárea.....	106
Figura 5.16 – Variação angular gerador 3 – sem TCSC e com TCSC com Controlador Dinâmico de Primeira Ordem	106
Figura 5.17 – Variação angular gerador 2 – sem TCSC e com TCSC com Controlador Dinâmico de Primeira Ordem	107
Figura 5.18 – Variação da velocidade angular gerador 3 – sem TCSC e com TCSC com Controlador Dinâmico de Primeira Ordem.....	108
Figura 5.19 – Variação da velocidade angular gerador 2 – sem TCSC e com TCSC com Controlador Dinâmico de Primeira Ordem.....	108
Figura 5.20 – Comportamento dos Modos de Oscilação Interárea, Local 1 e Local 2 sem a Atuação dos Dispositivos de Controle Robusto, para os Cinco Pontos de Operação Analisados.....	110
Figura 5.21 – Variação angular do rotor dos geradores 2 e 3 – TCSC com Compensação Fixa ($n_c= 10\%$) e sem a atuação de Dispositivos de Controle Robusto no Sistema	111
Figura 5.22 – Comportamento dos Modos de Oscilação Interárea, Local 1 e Local 2 após a introdução dos controladores Robustos (POD e ESP), para os Cinco Pontos de Operação Analisados	113
Figura 5.23 – Variação angular do rotor dos geradores 2 e 3 - TCSC Compensação Fixa ($n_c= 10\%$) e Dispositivos POD e ESP Robustos em atuação	114
Figura 5.24 – Variação da velocidade do rotor dos geradores 2 e 3 - TCSC Compensação Fixa ($n_c= 10\%$) e Dispositivos POD e ESP Robustos em atuação	114
Figura 5.25 – Variação da carga para construção do politopo ($\pm 7,5\%$ L7 e L8).....	115
Figura 5.26 – Variação da carga para construção do politopo ($\pm 2,5\%$ L7 e L8).....	115

Lista de Tabelas

Tabela 5.1 – Dados das barras.....	89
Tabela 5.2 – Dados das linhas de transmissão	90
Tabela 5.3 – Dados dos geradores.....	90
Tabela 5.4 – Dados dos Reguladores Automáticos de Tensão.....	90
Tabela 5.5 – Autovalores Dominantes Caso Base.....	91
Tabela 5.6 – Variáveis de Estado (figuras 5.3, 5.4 e 5.5)	93
Tabela 5.7 – Parâmetros do ESP	95
Tabela 5.8 – Autovalores Dominantes com atuação do ESP no Gerador 1 ($\xi_{des} = 0,2$)	96
Tabela 5.9 – Autovalores Dominantes com atuação do ESP no Gerador 1 ($\xi_{des} = 0,8$)	98
Tabela 5.10 – Autovalores Dominantes com atuação do ESP no Gerador 2 ($\xi_{des} = 0,8$)	99
Tabela 5.11 – Autovalores Dominantes com atuação do ESP no Gerador 3 ($\xi_{des} = 0,8$)	100
Tabela 5.12 – Autovalores Dominantes com atuação do ESP no Gerador 4 ($\xi_{des} = 0,8$)	100
Tabela 5.13 – Autovalores Dominantes com TCSC com Compensação Fixa ($nc = 86\%$).....	102
Tabela 5.14 – Variação do Amortecimento dos Modos de Oscilação Devido a Variação do Ganho do TCSC.....	105
Tabela 5.15 – Variáveis de Estado (figuras 5.14 e 5.15)	105
Tabela 5.16 – Autovalores Dominantes com TCSC com Compensação Fixa ($nc = 10\%$) para Cinco Pontos de Operação Analisados	109
Tabela 5.17 – Coeficientes de Amortecimento e Frequência com TCSC com Compensação Fixa ($nc = 10\%$) para os Cinco Pontos de Operação Analisados	111
Tabela 5.18 – Autovalores Dominantes com TCSC com Compensação Fixa ($nc = 10\%$) e Controladores Robustos (POD e ESP) em Atuação no Sistema	112
Tabela 5.19 – Coeficientes de Amortecimento e Frequência com TCSC com Compensação Fixa ($nc = 10\%$) e Controladores Robustos (POD e PSS) em atuação no Sistema, para os Cinco Pontos de Operação Analisados	113

Lista de Abreviaturas e Siglas

FACTS	Sistemas de Transmissão Flexível em Corrente Alternada (<i>Flexible Alternating Current Transmission Systems</i>)
MHP	Modelo de Heffron & Phillips
MSP	Modelo de Sensibilidade de Potência
LMI	Inequação Matricial Linear (<i>Linear Matrix Inequality</i>)
POD	Amortecedor de Oscilações de Potência (<i>Power Oscillation Damping</i>)
PSS	Estabilizador de Sistemas de Potência (<i>Power System Stabilizer</i>)
ESP	Estabilizador de Sistemas de Potência
RAT	Regulador Automático de Tensão
SEP	Sistema Elétrico de Potência
GTO	tíristor com Desligamento pelo Gatilho (<i>Gate-Turn Off Thyristor</i>)
SSSC	Compensador Série Estático Síncrono (<i>Static Synchronous Series Compensator</i>)
STATCOM	Compensador Estático Síncrono (<i>Static Synchronous Compensator</i>)
SVC	Compensador Estático de Reativos (<i>Static Var Compensator</i>)
TCSC	Capacitor Série Controlado a Tiristor (<i>Thyristor Controlled Series Capacitor</i>)
UPFC	Controle de Fluxo de Potência Unificado (<i>Unified Power Flow Controlled</i>)
IPFC	Controle de Fluxo de Potência entre Linhas (<i>Interline Power Flow Controlled</i>)
$A1_{Gk}$, $A2_{Gk}$, $A3_{Gk}$	Coeficientes de potência ativa do gerador k
$A1_{km}$, $A2_{km}$, $A3_{km}$	Coeficientes de potência ativa da linha de transmissão $k-m$

$A4_{km}, R4_{km}$	Coeficientes ativo e reativo da linha de transmissão $k-m$ com TCSC
D_k	Coeficiente de amortecimento do gerador k
E_{ak}	Tensão de definição da posição do sistema de coordenadas rotativo
E_{fdk}	Tensão de campo do gerador k
E'_{qk}	Tensão interna em quadratura do gerador k
GEP(s)	Função de transferência para projeto de PSS
I_{dk}	Componente de eixo direto da corrente da barra k
I_k	Corrente elétrica do gerador k
I_{qk}	Componente do eixo em quadratura da corrente da barra k
J1, J2, J3, J4, B1, B2	Matrizes do MSP
J1_E, J2_E, J3_E, J4_E, B1_E, B2_E	Matrizes do MSP com PSS
J1_T, J2_T, J3_T, J4_T, B1_T, B2_T	Matrizes do MSP com TCSC
K_{AK}, K_{Vk}	Coeficientes da reação de armadura do gerador k no MSP
K_{PSS}	Ganho do controlador PSS
K_{rk}	Ganho do RAT
K_{TCSC}	Ganho do TCSC
M_k = 2H_k	Constante de Inércia do gerador k
nc	Nível de compensação
P_{Gk}	Potência ativa gerada pelo gerador k
P_{km}	Fluxo de potência ativa entre as barras k e m
P_{Lk}	Carga ativa da barra k
P_{Meck}	Potência mecânica de entrada do gerador k
Q_{Gk}	Potência reativa gerada pelo gerador k
Q_{km}	Fluxo de potência reativa entre as barras k e m
Q_{Lk}	Carga reativa da barra k
R1_{Gk}, R2_{Gk}, R3_{Gk}	Coeficiente de potência reativa do gerador k
R1_{km}, R2_{km}, R3_{km}	Coeficiente de potência reativa da linha de transmissão $k-m$
R_{ijk}	Resíduo associado ao modo k devido à entrada i e saída j

R_{km}	Resistência da linha de transmissão entre as barras k e m
s	Operador de Laplace
T	Matriz de Transformação de Coordenadas
T'_{d0k}	Constante de tempo transitória de eixo direto do gerador k
T_{rk}	Constante de tempo do RAT
T_{TCSC}	Constante de Tempo do TCSC
T_w	Constante de tempo <i>washout</i> para PSS
$T1, T2, T3, T4$	Constantes de tempo dos blocos de avanço-atraso de fase para PSS
V_{dk}	Componente de eixo direto da tensão da barra k
V_k	Tensão terminal da barra k
V_{qk}	Componente de eixo em quadratura da tensão da barra k
V_{refk}	Tensão de referência para o RAT
X_{CSC}	Reatância do TCSC
x_{dk}	Reatância síncrona de eixo direto do gerador k
x'_{dk}	Reatância transitória de eixo direto do gerador k
X_{km}	Reatância da linha de transmissão entre as barras k e m
x_{qk}	Reatância síncrona de eixo em quadratura do gerador k
Z_{km}	Impedância da linha de transmissão entre as barras k e m
Y_{km}	Admitância da linha de transmissão entre as barras k e m
δ_k	Ângulo interno do gerador k
θ_k	Ângulo da tensão da barra k
Ω_k	Conjunto de barras vizinhas à barra k
ω_k	Velocidade Angular do gerador k
ω_0	Velocidade síncrona – 377 rad/s
λ	Autovalor
Φ	Autovetor direito

Ψ	Autovetor esquerdo
$[\cdot]$	Representa a derivada da variável em relação ao tempo
Δ	Representa pequenas variações em torno do ponto de equilíbrio
(r, m)	Sistema de coordenadas fixo, eixos real e imaginário
(d, q)	Sistema de coordenadas rotativo, eixos direto e em quadratura
$()^*$	Conjugado da variável
\ddot{x}	Fasor da variável x

Sumário

1 INTRODUÇÃO	17
1.2 APRESENTAÇÃO	24
2 MODELO DE SENSIBILIDADE DE POTÊNCIA (MSP) PARA SISTEMAS MULTIMÁQUINAS	25
2.1 INTRODUÇÃO	25
2.2 EQUAÇÕES GERAIS DO MSP PARA SISTEMAS MULTIMÁQUINAS	25
2.3 POTÊNCIAS GERADAS E FLUXOS DE POTÊNCIAS NO SISTEMA MULTIMÁQUINAS	28
2.4 BALANÇO NODAL DE POTÊNCIA NO SISTEMA MULTIMÁQUINAS	32
2.5 TENSÃO INTERNA DA MÁQUINA SÍNCRONA.....	33
2.6 TENSÃO DE CAMPO DA MÁQUINA SÍNCRONA.....	35
2.7 EQUAÇÕES DO MOVIMENTO DA MÁQUINA SÍNCRONA.....	36
2.8 REPRESENTAÇÃO DO SISTEMA MULTIMÁQUINAS PELO MSP	37
2.9 CONCLUSÕES	43
3 INCLUSÃO DO COMPENSADOR SÉRIE CONTROLADO A TIRISTOR NO MODELO DE SENSIBILIDADE DE POTÊNCIA EM SISTEMAS MULTIMÁQUINAS	45
3.1 INTRODUÇÃO	45
3.2 TEORIA DOS DISPOSITIVOS FACTS	45
3.3 CAPACITOR SÉRIE CONTROLADO A TIRISTOR (TCSC).....	48
3.3.1 Inclusão do TCSC no Modelo de Sensibilidade de Potência	50
3.4 CONCLUSÕES	57
4 PROJETO DE CONTROLES SUPLEMENTARES	58
4.1 INTRODUÇÃO	58
4.2 PROJETO DE CONTROLADOR ESP UTILIZANDO TÉCNICAS DE CONTROLE CLÁSSICO.....	58
4.2.1 Inclusão do ESP no MSP	60
4.3 PARÂMETROS DO CONTROLADOR ESP	66
4.4 TEORIA DOS RESÍDUOS.....	69

4.5 PROJETO SIMULTÂNEO DE CONTROLADORES POD E ESP UTILIZANDO TÉCNICAS DE CONTROLE ROBUSTO.....	72
4.5.1 As Desigualdades Matriciais Lineares.....	72
4.5.2 O Problema De Controle	75
4.5.3 Procedimento Para Projeto De Controladores Robustos	77
4.6 CONCLUSÕES	86
5 RESULTADOS E SIMULAÇÕES	88
5.1 INTRODUÇÃO	88
5.2 SISTEMA SIMÉTRICO: 4 GERADORES E 10 BARRAS	89
5.2.1 Sistema Simétrico – Sema Atuação de Controladores.....	91
5.2.2 Sistema Simétrico – Dispositivo ESP instalado no sistema Multimáquinas	94
5.2.3 Sistema Simétrico – Dispositivo TCSC com Compensação Fixa	101
5.2.4 Sistema Simétrico – Dispositivo TCSC com Controlador Dinâmico de Primeira Ordem	103
5.2.5 Sistema Simétrico – Controladores Robustos ESP e POD Instalados no Sistema Multimáquinas	109
5.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	116
6 CONCLUSÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS	118
6.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	120
REFERÊNCIAS.....	121
APÊNDICE I – MATRIZ DE TRANSFORMAÇÃO DE COORDENADAS.....	125
APÊNDICE II – ANÁLISE MODAL.....	127
APÊNDICE III – FORMULAÇÃO DO PROBLEMA DE CONTROLE POR MEIO DE LMIs	130
III.1 – Robustez.....	131
III.2 – Índice de desempenho.....	133
III.3 – Descentralização	134
APÊNDICE IV – PROGRAMAS UTILIZADOS.....	139
ANEXO I – ARTIGOS SUBMETIDOS E PUBLICADOS	141

1 INTRODUÇÃO

Este trabalho realiza um estudo referente ao problema da estabilidade dinâmica, também chamada de estabilidade a pequenas perturbações, em um sistema elétrico de potência multimáquinas modelado matematicamente através do MSP (Modelo de Sensibilidade de Potência).

O estudo da estabilidade em sistemas elétricos está relacionado com o seu comportamento quando submetido a uma perturbação. Desta forma, este estudo pode ser dividido em duas importantes vertentes, a estabilidade transitória e a estabilidade dinâmica. A primeira ocorre quando o sistema elétrico sofre uma grande perturbação, por exemplo, a perda de sincronismo de um parque gerador ou uma falta em linha de transmissão. A estabilidade dinâmica (ou estabilidade a pequenas perturbações), por sua vez, é ocasionada por pequenas perturbações no sistema, por exemplo, pequenas variações de carga que ocorrem naturalmente ao longo do dia e que levam a consequentes ajustes na geração (KUNDUR, et al, 2004).

Uma pequena perturbação pode ser descrita matematicamente como um pequeno desvio no estado do sistema. Assim, todas as equações que descrevem o sistema podem ser linearizadas em torno de um ponto de equilíbrio e, desta forma, todas as propriedades aplicáveis à análise de sistemas lineares podem ser utilizadas (KUNDUR, et al, 2004).

Encontrar a melhor representação matemática para sistemas elétricos cada vez mais complexos, tornou-se um grande desafio para os engenheiros e pesquisadores desta área.

Até a década de 50 o chamado Modelo Clássico (YU, 1983; ANDERSON; FOUAD, 1993; KUNDUR, 1994) foi muito utilizado para o estudo de estabilidade dinâmica, onde o fluxo concatenado pelo circuito de campo da máquina síncrona era considerado constante por um intervalo de tempo igual a 1 ou 2 segundos e os efeitos dos controladores e reguladores não eram considerados. Este modelo é de grande importância para os estudos dos conceitos básicos de estabilidade. Porém, com o avanço tecnológico alcançado pelos reguladores e controladores, a atuação desses aparelhos se tornou extremamente rápida. Outro fator que contribuiu para a introdução de novas formas de análises foi a interligação

entre grandes sistemas com grandes inércias, resultando em aumentos consideráveis dos períodos oscilatórios. Neste contexto, Heffron e Phillips (1952) propuseram um modelo linear muito eficiente e amplamente difundido (MHP - Modelo de Heffron-Phillips).

O Modelo de Heffron-Phillips é uma representação linearizada de um sistema de potência composto por um único gerador síncrono conectado ao restante do sistema (o qual inclui os demais geradores e o sistema de transmissão). Esta parcela restante é representada, de maneira simplificada, por uma linha de transmissão e um barramento infinito, o que sugere o nome pelo qual é conhecido como sistema *SMBI* (*single machines VS infinite bus*). (DEMELLO; CONCÓRDIA, 1969).

Porém, segundo Deckmann e da Costa (1994) algumas restrições são associadas ao sistema MBI (Máquina Síncrona versus Barramento Infinito), entre elas destaca-se:

- O fato de que o sistema MBI não contém informações a respeito dos modos interárea, pois as interações dinâmicas que ocorrem entre os geradores do sistema não estão presentes no mesmo;
- A impossibilidade de se abordar problemas associados à coordenação dos controladores na etapa de projeto, dado que as interações dinâmicas entre os geradores do sistema não estão incluídas no modelo do sistema MBI;
- A consideração de uma barra infinita entre sistemas reais interligados não é totalmente correta.

Com o objetivo de superar as limitações inerentes à modelagem supracitada, Deckmann e da Costa (1994) propuseram um modelo alternativo para o sistema de potência, baseado em coeficientes de sensibilidade de potência ativa e reativa, denominado de “Modelo de Sensibilidade de Potência - MSP”. Este, além de superar as limitações do modelo de sistema MBI, facilita a sua extensão para sistemas multimáquinas e a análise de estabilidade a pequenas perturbações nestes sistemas, além de facilitar a inclusão de novos dispositivos ao mesmo, tais como FACTS e ESP.

Outro problema bastante observado com o crescimento das interconexões entre grandes sistemas elétricos é o surgimento de modos oscilações de baixa frequência fracamente amortecidas por fontes naturais. Estas, por sua vez,

são conhecidos como modos eletromecânicos de oscilação do tipo interárea, pois são originadas pela interação das oscilações dos rotores das diversas máquinas geradoras do sistema elétrico. O efetivo amortecimento destes tornou-se decisivo para a estabilidade dos sistemas elétricos de potência. Quando mal amortecidos, as oscilações eletromecânicas podem provocar desgastes mecânicos nas máquinas do sistema de geração, restrições na capacidade de transferência de potência em linhas de transmissão e, em casos extremos, podem provocar a interrupção no fornecimento de energia elétrica e a perda de sincronismo dos geradores (KUIAVA, 2007).

Os modos eletromecânicos de maior relevância são conhecidos como modos locais e modos interárea, e estes são diferenciados de acordo com a sua frequência. Os modos locais se encontram na faixa de 0,8 a 2,0 Hz e estão associados às oscilações dos rotores de um grupo de geradores próximos, fisicamente ou eletricamente. Os modos interárea localizam-se na faixa de 0,1 a 0,8 Hz e são relacionados com as oscilações de grupos de geradores de uma área contra outro grupo de geradores de outra área (YU, 1983; ANDERSON; FOUAD, 1993; KUNDUR, 1994; FURINI, 2008). Este trabalho analisará o comportamento de ambos os modos oscilatórios através de simulações realizadas em um sistema teste.

Uma das áreas de pesquisa associadas à estabilidade a pequenas perturbações envolve estudos e análise de projeto de controladores cuja finalidade é fornecer amortecimento adequado às oscilações eletromecânicas. O projeto desses controladores é geralmente uma tarefa complexa devido a vários aspectos relacionados às características construtivas e operativas dos sistemas de potência (características não-lineares na transferência de potência, saturação nos geradores, cargas não-lineares, interações dinâmicas entre os geradores, dentre outros aspectos) (KUIAVA, 2007).

Outro aspecto relevante na formulação do problema de controle diz respeito às variações sucessivas nos níveis de carregamento do sistema que ocorrem ao longo do dia. A associação destas características aos aspectos construtivos e topológicos do sistema de potência são fatores que influenciam diretamente a maneira pelo qual este irá responder às pequenas perturbações. Assim, o problema de controle está em garantir um desempenho satisfatório do controlador frente às variações das condições de operação do sistema, o que sugere a idéia de robustez.

Com o objetivo de controlar as oscilações de baixa frequência, DeMello e Concórdia (1969) introduziram os conceitos básicos para o projeto de Estabilizadores do Sistema Elétrico (PSS – do inglês *Power System Stabilizers*). Estes Estabilizadores são largamente utilizados pelas empresas de geração de energia elétrica e fornecem amortecimento às oscilações eletromecânicas através de um sinal estabilizante adicionado ao Regulador Automático de Tensão da unidade geradora. Em muitos casos, esta é uma solução versátil e relativamente barata, mas considerando sistemas multimáquinas o ESP acresce torque de amortecimento às oscilações de modo local, não mostrando significativa contribuição para o amortecimento dos modos interárea (PUPIN, 2009). Assim, outras soluções devem ser estudadas e aplicadas para garantir que tais modos sejam adequadamente amortecidos.

Neste trabalho é feita uma análise detalhada das contribuições de um dispositivo ESP, instalado em diferentes geradores do sistema elétrico em estudo, para o amortecimento das oscilações eletromecânicas. Estes controladores têm seus parâmetros calculados utilizando-se a teoria de controle clássico através do método de compensação de fase. Já a sua alocação no sistema é determinada pela análise dos fatores de participação, ferramenta pela qual é possível encontrar o ponto de instalação onde o dispositivo ESP torna-se mais eficiente.

Outra solução que tem sido considerada recentemente para melhorar o desempenho da operação dos sistemas de potência é a utilização de dispositivos FACTS. Estes são baseados em circuitos da eletrônica de potência e são instalados diretamente na rede de transmissão. Os dispositivos FACTS podem aumentar a capacidade de transferência de potência ativa por uma linha de transmissão e também controlar diretamente o fluxo de potência em rotas específicas de transmissão. Adicionalmente se equipados com controladores suplementares, podem introduzir amortecimento às oscilações eletromecânicas (HINGORANI; GYUGY, 1999; WATANABE, et al, 1998; HINGORANI, 1998; PASERBA, 2003; SONG; JOHNS, 1999). Salienta-se que esses benefícios adicionais não são obtidos por meio de controladores do tipo ESP.

Todavia, para que ocorra a adição de amortecimento de maneira efetiva e semelhante à realizada pelo ESP é necessária a introdução de um controlador suplementar designado POD (*Power Oscillation Damping*) à malha de controle do dispositivo FACTS que atuará na sua variável de controle (NOROOZIAN;

ANDERSSON, 1995). Normalmente os sinais utilizados como entrada do controlador POD deve ser medido, preferencialmente, no local de sua instalação, de maneira semelhante a que ocorre com o controlador ESP. Estando os FACTS instalados diretamente na linha de transmissão, alguns exemplos de variáveis utilizadas como entrada são o fluxo de potência ativa ou reativa, a corrente na linha e a tensão na barra terminal do dispositivo. Outra vantagem da utilização de sinais locais como entrada do POD é a eliminação de canais de comunicação para a obtenção de sinais remotos, isso diminui custos e aumenta a confiabilidade (KUIAVA; RAMOS; BRETAS, 2009; FURINI, 2007).

Os dispositivos FACTS podem ser divididos em duas grandes gerações de acordo com a utilização de dispositivos semicondutores para o seu controle. A primeira geração utiliza o controle do tempo de condução de chaves tiristoras de potência para introduzir montantes variáveis de potência reativa ao sistema, necessitando, portanto, de bancos de capacitores e reatores, já na segunda geração são utilizados dispositivos semicondutores autocomutados, como o GTO (*Gate-Turn Off*) que são agrupados em estruturas de ponte para geração de uma tensão síncrona. São da primeira geração os dispositivos FACTS como o TCSC (*Thyristor Controlled Series Capacitor*), SVC (*Static Var Compensator*) e o PS (*Phase-Shifter*). Na segunda geração têm-se o STATCOM (*Static Synchronous Compensator*), o SSSC (*Static Synchronous Series Compensator*), o UPFC (*Unified Power Flow Controller*) e o IPFC (*Interline Power Flow Controller*) (HINGORANI; GYUGY, 1999; FURINI, 2007).

Outro importante objetivo deste trabalho é analisar os efeitos do dispositivo FACTS TCSC para o amortecimento das oscilações eletromecânicas, quando o mesmo é aplicado ao sistema multimáquinas em estudo. As respostas do TCSC modelo fixo e de um TCSC utilizando um controlador de primeira ordem são analisadas e comparadas.

O TCSC é um dos dispositivos FACTS com maior número de aplicações comerciais, sendo muito utilizado pelos sistemas de potência para fornecer amortecimento às oscilações do modo interárea (KUIAVA, 2007). Alguns exemplos de aplicações deste dispositivo são elencadas abaixo:

- Em 1999, uma linha de transmissão de 500KV e 1000Km de extensão, conectando os sistemas brasileiros Norte e Sul entrou em operação. Dois TCSCs foram instalados nessa linha, um em cada extremidade, para amortecer o

modo interárea de baixa frequência (0,2Hz) presente entre os sistemas (GAMA, 1999).

- Até o final de 2004, três TCSCs entraram em operação na Ásia, sendo dois na China e um na Índia com a finalidade de melhorar a estabilidade das oscilações interárea de tais sistemas (JIANBO, et al, 2005; YUE; BAILU, 2005).

- Estudos dos impactos no amortecimento que poderiam ser alcançados com a instalação de dispositivos FACTS série e *shunt* no sistema europeu (o qual apresenta vários modos interárea) é apresentado em Handschin, Schnurr e Wellssow (2003).

- Estudos sobre o uso de TCSCs no sistema radial da Argentina é apresentado em Del Rosso, et al (2000).

Segundo Kuiava (2007) os avanços tecnológicos alcançados em relação à capacidade de processamento dos computadores atuais somadas as evoluções nas áreas da teoria e engenharia de controle, contribuíram para o desenvolvimento de técnicas de controle robusto para o projeto de controladores de amortecimento aplicados aos sistemas elétricos de potência. Ao longo dos últimos anos um grande número de pesquisas que abordam o uso de LMIs para o projeto de controladores robustos para sistemas elétricos de potência foram publicados, a exemplo de (KUIAVA; RAMOS; BRETAS, 2009; KUIAVA, et al, 2006; OLIVEIRA; RAMOS; BRETAS, 2005; NASSIF, et al., 2004; TROFINO; BAZANELLA; FISCHMAN, 1998; FISCHMAN et al., 1997; BAZANELLA; FISCHMAN; SILVA, 1995).

A estruturação do problema de controle na forma de LMIs permite a inclusão de índices de desempenho mínimo aos controladores projetados, bem como o projeto simultâneo e coordenado de vários controladores para um sistema de potência. Muito embora atualmente ainda seja muito comum empregar técnicas de controle clássico tanto no projeto de controladores suplementares para dispositivos FACTS como no projeto de controladores ESP.

Uma atenção especial deve ser dada em relação às vantagens de se utilizar controladores ESP e FACTS/POD de forma coordenada. O projeto simultâneo e coordenado destes evita interações adversas entre os controladores projetados e também permite a obtenção de um amortecimento adequado para os modos interárea e locais.

Neste contexto, este trabalho busca dar a sua contribuição nas

pesquisas relacionadas à estabilidade dinâmica utilizando controladores robustos, através da aplicação de uma metodologia previamente desenvolvida em outras pesquisas para o projeto simultâneo e coordenado de controladores suplementares para TCSC e controladores de amortecimento do tipo ESP em um sistema elétrico de potência multimáquinas. Desta forma, espera-se que o sistema controlado resultante seja robusto frente às variações em seu ponto de operação, e eficiente tanto no amortecimento dos modos locais quanto dos modos interárea.

Para que este objetivo seja alcançado, tal metodologia deve incorporar características de robustez e coordenação, além de atender a diversos requisitos práticos do problema de amortecimento de oscilações (KUIAVA; RAMOS; BRETAS, 2009; KUIAVA, et al, 2006).

A estrutura descentralizada dos controladores é garantida através da imposição de uma estrutura bloco-diagonal às variáveis matriciais presentes na formulação do problema de controle. A coordenação dos controladores propostos é obtida através do uso de um modelo multimáquinas para a representação do sistema de potência, que neste trabalho em particular será utilizado o Modelo de Sensibilidade de Potência proposto por Deckmann e da Costa (1994).

Para atender às exigências de robustez devido às variações de carga no sistema, a metodologia do projeto adota um modelo com incertezas politópicas, também conhecido como modelo politópico.

O problema de controle é estruturado na forma de desigualdades matriciais lineares (*LMIs*), ao qual é agregado um índice de amortecimento mínimo para os autovalores do sistema com os controladores em operação. Estes controladores possuem uma estrutura de realimentação dinâmica de saída, tendo em vista que a implementação de um controlador por realimentação de estados em sistemas de potência esbarra em dificuldades técnicas, tais como a medição dos ângulos dos rotores dos vários geradores do sistema com relação a uma referência comum (KUIAVA, 2007).

1.2. APRESENTAÇÃO

Esta dissertação está dividida em seis capítulos e três apêndices. Este primeiro capítulo consiste em uma introdução ao texto e serve como guia para situar o leitor com relação aos capítulos subsequentes. Os demais capítulos se estruturam como indicado:

- **Capítulo 2: MODELO DE SENSIBILIDADE DE POTÊNCIA (MSP) SISTEMA MULTIMÁQUINAS.** Neste capítulo são apresentadas as equações que compõem o MSP para um sistema multimáquinas, bem como a representação deste modelo no domínio do tempo e da frequência.

- **Capítulo 3: INCLUSÃO DO COMPENSADOR SÉRIE CONTROLADO A TIRISTOR NO MODELO DE SENSIBILIDADE DE POTÊNCIA PARA UM SISTEMA MULTIMÁQUINAS.** Nesse capítulo é apresentado um breve histórico dos dispositivos FACTS dando-se ênfase ao TCSC. Este último é modelado e incluso nas equações desenvolvidas no Capítulo anterior.

- **Capítulo 4: PROJETO DE CONTROLADORES SUPLEMENTARES.** Neste capítulo foram desenvolvidos os controles suplementares que serão inseridos nos equacionamentos obtidos nos capítulos 2 e 3. Primeiramente é realizado o projeto de um dispositivo ESP por compensação de fase no domínio da frequência e posteriormente o projeto simultâneo de controladores POD e ESP por técnicas de controle robusto.

- **Capítulo 5: SIMULAÇÕES E RESULTADOS.** Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos para o sistema teste, chamado de “Sistema Simétrico”. As simulações são realizadas por programas computacionais implementados através do *software MatLab* onde são implementadas as equações apresentadas nos capítulos 2, 3 e 4. A partir dos resultados obtidos é realizada uma análise da estabilidade a pequenas perturbações do sistema elétrico de potência, nos domínios do tempo (através de curvas de resposta a distúrbios) e da frequência (através dos autovalores da matriz de estado). Para a análise do fluxo de potência do sistema teste é utilizado o *Software MatPower*.

- **Capítulo 6: CONCLUSÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS.** Neste capítulo são apresentadas as conclusões gerais desta dissertação e as referências bibliográficas.

2 MODELO DE SENSIBILIDADE DE POTÊNCIA (MSP) PARA SISTEMAS MULTIMÁQUINAS

2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta o equacionamento do Modelo de Sensibilidade de Potência para um sistema multimáquinas baseado na proposta de Deckmann e da Costa (1994). O modelo baseia-se no princípio de que o balanço de potências ativa e reativa deve ser satisfeito continuamente em qualquer barra do sistema durante um processo dinâmico. Cada equação que compõe o modelo é linearizada e ao final tem-se o modelo linearizado representado na forma de espaço de estado.

2.2 EQUAÇÕES GERAIS DO MSP PARA SISTEMAS MULTIMÁQUINAS

Na modelagem que segue é considerado um modelo de gerador síncrono trifásico representado pelos enrolamentos trifásicos do estator e também um enrolamento de campo (fd), conforme ilustrado na Figura 2.1 (PUPIN, 2009), para o caso de um gerador de dois polos. Os enrolamentos amortecedores e seus efeitos não serão aqui considerados (PUPIN, 2009).

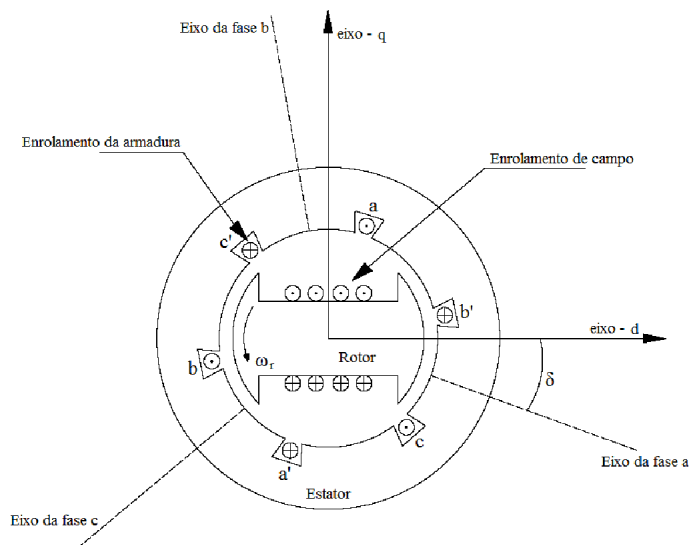


Figura 2.1 – Enrolamento do Gerador Síncrono Trifásico (2 Polos).

As grandezas medidas para o enrolamento do estator obedecem a um sistema de coordenadas fixo (r,m) . Para o enrolamento de campo que se move com uma velocidade angular (ω) junto com o rotor, suas grandezas são medidas no sistema de coordenadas (d,q) . Como atuam dois sistemas de coordenadas ao mesmo tempo, será realizada uma transformação de coordenadas baseada na Transformação de Park, que tem o intuito de facilitar a manipulação das equações posteriores (ANDERSON; FOUAD, 1993).

A transformação que permite referir as grandezas do sistema de coordenadas fixo (r,m) ao sistema de coordenadas rotativo (d,q) e vice-versa, é feito através da matriz (\mathbf{T}) (equação (2.1)), cuja dedução se encontra no Apêndice I e nas referências (FURINI, 2007; PUPIN, 2009) .

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \text{sen}\delta_k & -\text{cos}\delta_k \\ \text{cos}\delta_k & \text{sen}\delta_k \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Onde δ_k (equação (2.1)) é o ângulo interno do gerador conectado a uma barra k do sistema elétrico de potência, como ilustrado no diagrama da Figura 2.2. Neste diagrama \tilde{E}'_k é a tensão interna do gerador k , x'_{dk} a reatância transitória de eixo direto do gerador k , \tilde{V}_k a tensão terminal da barra contendo o gerador k e \tilde{i}_k é a corrente terminal do gerador k .

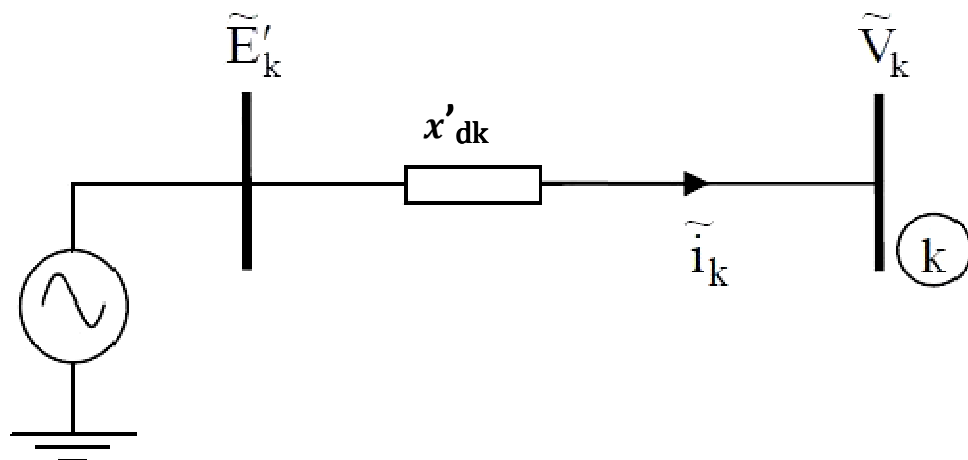


Figura 2.2 – Diagrama Unifilar do Gerador Síncrono.

A expressão para a tensão terminal nas componentes de eixo real e imaginário é dada pela equação (2.2), já a equação (2.3) pode ser obtida por inspeção da Figura 2.2 (PUPIN, 2009).

$$\tilde{V}_k = V_k \angle \theta_k = V_k \cos \theta_k + jV_k \text{sen} \theta_k = V_{rk} + jV_{mk} \quad (2.2)$$

$$\tilde{E}'_k = \tilde{V}_k + jx'_{dk} \tilde{I}_k \quad (2.3)$$

Pode-se definir uma tensão \tilde{E}_{ak} , localizada sobre o eixo em quadratura, a qual define a localização do sistema de coordenadas rotativo (d_k, q_k), para cada gerador (ANDERSON; FOUAD, 1993; KUNDUR, 1994). Esta tensão é expressa segundo a equação (2.4), onde a grandeza x_{qk} corresponde à reatância síncrona de eixo em quadratura do gerador k .

$$\tilde{E}_{ak} = \tilde{V}_k + jx_{qk} \tilde{I}_k \quad (2.4)$$

Faz-se a mudança de coordenadas da equação (2.2) aplicando-se a matriz de transformação \mathbf{T} , como resultado, a tensão terminal em componentes de eixo direto e em quadratura é mostrada na equação (2.5).

$$\begin{bmatrix} V_{dk} \\ V_{qk} \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} V_{rk} \\ V_{mk} \end{bmatrix} \Rightarrow V_{dk} = V_k \text{sen}(\delta_k - \theta_k) \quad (2.5)$$

$$V_{qk} = V_k \text{cos}(\delta_k - \theta_k)$$

Aplicando-se o mesmo procedimento nas equações (2.3) e (2.4), estas podem ser expressas em componentes de eixo direto e quadratura, pelas equações (2.6), (2.7), (2.8) e (2.9).

$$E'_{dk} = V_{dk} - x'_{dk} I_{qk} \quad (2.6)$$

$$E'_{qk} = V_{qk} - x'_{dk} I_{dk} \quad (2.7)$$

$$0 = V_{dk} - x_{qk} I_{qk} \quad (2.8)$$

$$E_{ak} = V_{qk} - x_{qk} I_{dk} \quad (2.9)$$

Através das equações (2.5) a (2.9), são obtidas as equações (2.10) e (2.11).

$$V_{dk} = V_k \text{sen}(\delta_k - \theta_k) = E'_{dk} + x'_{dk} I_{qk} = x_{qk} I_{qk} \quad (2.10)$$

$$V_{qk} = V_k \text{cos}(\delta_k - \theta_k) = E'_{qk} - x'_{dk} I_{dk} = E_{ak} - x_{qk} I_{dk} \quad (2.11)$$

Pela manipulação das equações (2.10) e (2.11), encontram-se as componentes de eixo direto e de eixo em quadratura da corrente terminal do gerador k , como mostrado nas equações (2.12) e (2.13).

$$I_{dk} = \frac{E'_{qk} - V_k \text{cos}(\delta_k - \theta_k)}{x'_{dk}} \quad (2.12)$$

$$I_{qk} = \frac{V_k \text{sen}(\delta_k - \theta_k)}{x_{qk}} \quad (2.13)$$

As equações (2.10) a (2.13) são equações básicas para o desenvolvimento do MSP (Modelo de Sensibilidade de Potência).

2.3 POTÊNCIAS GERADAS E FLUXOS DE POTÊNCIAS NO SISTEMA MULTIMÁQUINAS

A Figura 2.3 (PUPIN, 2009) ajudará no entendimento da dedução das equações que descrevem as potências envolvidas no sistema multimáquinas, onde uma barra de geração genérica k é conectada a outras duas barras m e l , através de linhas de transmissão de impedâncias $Z_{km} = R_{km} + jX_{km}$ e $Z_{kl} = R_{kl} + jX_{kl}$ respectivamente.

Nessa figura, P_{Gk} e Q_{Gk} são as potências ativa e reativa geradas pela máquina k e injetadas na barra k , P_{km} e Q_{km} são as potências ativa e reativa transmitidas da barra k para a barra m e P_{kl} e Q_{kl} são as potências ativa e reativa transmitidas da barra k para a barra l .

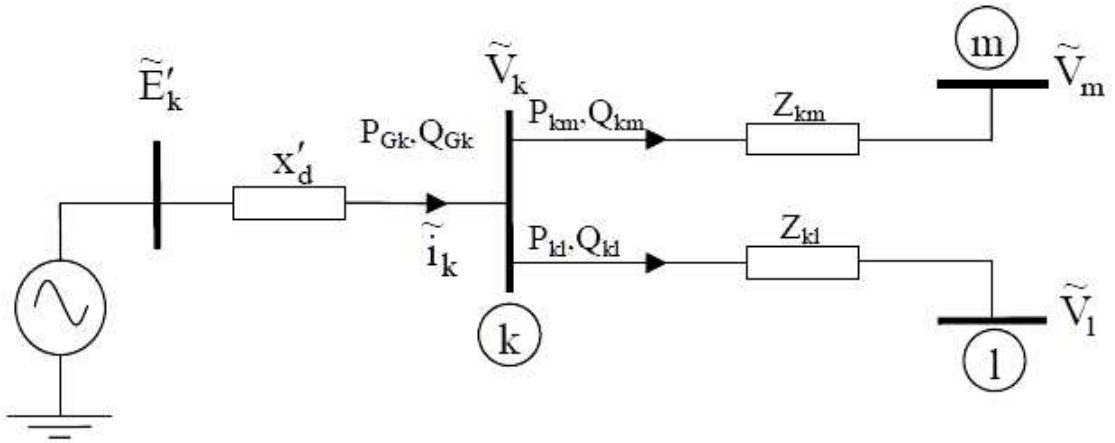


Figura 2.3 - Potências no Sistema Multimáquinas.

Através do cálculo da potência complexa entregue à barra k , obtêm-se as potências ativa e reativa fornecidas pelo gerador k , como mostrada na equação (2.14).

$$\tilde{S}_{Gk} = \tilde{V}_k (\tilde{i}_k)^* = P_{Gk} + jQ_{Gk} \quad (2.14)$$

Fazendo a substituição das equações (2.10) a (2.13) na equação (2.14) encontram-se as expressões para a potência ativa e reativa geradas, conforme equações (2.15) e (2.16).

$$P_{Gk} = \frac{E'_{qk} V_k \text{sen}(\delta_k - \theta_k)}{x'_{dk}} + \frac{1}{2} \left[\frac{1}{x_{qk}} - \frac{1}{x'_{dk}} \right] V_k^2 \text{sen}[2(\delta_k - \theta_k)] \quad (2.15)$$

$$Q_{Gk} = \frac{E'_{qk} V_k \cos(\delta_k - \theta_k)}{x'_{dk}} - \frac{V_k^2}{x'_{dk}} - \frac{V_k^2}{2} \left[\frac{1}{x_{qk}} - \frac{1}{x'_{dk}} \right] [1 - \cos[2(\delta_k - \theta_k)]] \quad (2.16)$$

Admitindo-se pequenas variações em torno do ponto de equilíbrio estável, as equações (2.15) e (2.16) podem ser linearizadas utilizando a expansão de Taylor e desconsiderando os termos de ordem maior e igual a dois, como mostrado nas equações (2.17) e (2.21).

$$\Delta P_{Gk} = A1_{Gk} \Delta(\delta_k - \theta_k) + A2_{Gk} \Delta E'_{qk} + A3_{Gk} \Delta V_k \quad (2.17)$$

$$A1_{Gk} = \left(\frac{\partial P_{Gk}}{\partial (\delta_k - \theta_k)} \right) = \frac{E'_{qk} V_k \cos(\delta_k - \theta_k)}{x'_{dk}} + V_k^2 \left[\frac{1}{x_{qk}} - \frac{1}{x'_{dk}} \right] [\cos [2(\delta_k - \theta_k)]] \quad (2.18)$$

$$A2_{Gk} = \left(\frac{\partial P_{Gk}}{\partial E'_{qk}} \right) = \frac{V_k \sin(\delta_k - \theta_k)}{x'_{dk}} \quad (2.19)$$

$$A3_{Gk} = \left(\frac{\partial P_{Gk}}{\partial V_k} \right) = \frac{E'_{qk} \sin(\delta_k - \theta_k)}{x'_{dk}} + V_k \left[\frac{1}{x_{qk}} - \frac{1}{x'_{dk}} \right] [\sin [2(\delta_k - \theta_k)]] \quad (2.20)$$

$$\Delta Q_{Gk} = R1_{Gk} \Delta (\delta_k - \theta_k) + R2_{Gk} \Delta E'_{qk} + R3_{Gk} \Delta V_k \quad (2.21)$$

$$R1_{Gk} = \left(\frac{\partial Q_{Gk}}{\partial (\delta_k - \theta_k)} \right) = - \frac{E'_{qk} V_k \sin(\delta_k - \theta_k)}{x'_{dk}} - V_k^2 \left[\frac{1}{x_{qk}} - \frac{1}{x'_{dk}} \right] [\sin [2(\delta_k - \theta_k)]] \quad (2.22)$$

$$R2_{Gk} = \left(\frac{\partial Q_{Gk}}{\partial E'_{qk}} \right) = \frac{V_k \cos(\delta_k - \theta_k)}{x'_{dk}} \quad (2.23)$$

$$R3_{Gk} = \left(\frac{\partial Q_{Gk}}{\partial V_k} \right) = \frac{E'_{qk} \sin(\delta_k - \theta_k)}{x'_{dk}} - \frac{2V_k}{x'_{dk}} - V_k \left[\frac{1}{x_{qk}} - \frac{1}{x'_{dk}} \right] [1 - \cos [2(\delta_k - \theta_k)]] \quad (2.24)$$

Sendo $A1_{Gk}$, $A2_{Gk}$ e $A3_{Gk}$ constantes denominadas “coeficientes de sensibilidade de potência ativa do gerador k ”, enquanto os termos $R1_{Gk}$, $R2_{Gk}$ e $R3_{Gk}$ são denominados “coeficientes de sensibilidade de potência reativa do gerador k ”.

Os coeficientes de sensibilidade de potência do sistema de transmissão são obtidos considerando a linha de transmissão que liga as barras k e m do sistema multimáquinas mostrado na Figura 2.3 (PUPIN, 2009), cuja impedância Z_{km} é mostrada na sua forma de admitância conforme equação (2.25).

$$Y_{km} = \frac{1}{Z_{km}} = \frac{R_{km}}{(R_{km}^2 + X_{km}^2)} - j \frac{X_{km}}{(R_{km}^2 + X_{km}^2)} = g_{km} + jb_{km} \quad (2.25)$$

A corrente que flui entre a barra k e a barra m pode ser expressa pela equação (2.26) enquanto que o fluxo de potência complexa com sentido da barra k para a barra m é dado pela equação (2.27).

$$\tilde{I}_{km} = Y_{km} (\tilde{V}_k - \tilde{V}_m) \quad (2.26)$$

$$\tilde{S}_{km} = \tilde{V}_k(\tilde{I}_{km})^* = P_{km} + jQ_{km} \quad (2.27)$$

Manipulando-se as duas últimas equações, são obtidos os fluxos de potência ativa e reativa da barra k para a barra m , equações (2.28) e (2.29).

$$P_{km} = V_k^2 g_{km} - V_k V_m g_{km} \cos\theta_{km} - V_k V_m b_{km} \sin\theta_{km} \quad (2.28)$$

$$Q_{km} = -V_k^2 b_{km} + V_k V_m b_{km} \cos\theta_{km} - V_k V_m g_{km} \sin\theta_{km} \quad (2.29)$$

Considerando pequenas variações em torno de um ponto de equilíbrio, as equações (2.28) e (2.29) podem ser linearizadas via Taylor, resultando nas equações (2.30) e (2.34).

$$\Delta P_{km} = A1_{km}\Delta(\theta_{km}) + A2_{km}\Delta V_k + A3_{km}\Delta V_m \quad (2.30)$$

$$A1_{km} = \left(\frac{\partial P_{km}}{\partial(\theta_{km})} \right) = V_k V_m g_{km} \sin\theta_{km} - V_k V_m b_{km} \cos\theta_{km} \quad (2.31)$$

$$A2_{km} = \left(\frac{\partial P_{km}}{\partial(V_k)} \right) = 2V_k g_{km} - V_m g_{km} \cos\theta_{km} - V_m b_{km} \sin\theta_{km} \quad (2.32)$$

$$A3_{km} = \left(\frac{\partial P_{km}}{\partial(V_m)} \right) = -V_k g_{km} \cos\theta_{km} - V_k b_{km} \sin\theta_{km} \quad (2.33)$$

$$\Delta Q_{km} = R1_{km}\Delta(\theta_{km}) + R2_{km}\Delta V_k + R3_{km}\Delta V_m \quad (2.34)$$

$$R1_{km} = \left(\frac{\partial Q_{km}}{\partial(\theta_{km})} \right) = -V_k V_m b_{km} \sin\theta_{km} - V_k V_m g_{km} \cos\theta_{km} \quad (2.35)$$

$$R2_{km} = \left(\frac{\partial Q_{km}}{\partial(V_k)} \right) = -2V_k (b_{km} + b_{km}^{sh}) - V_m b_{km} \cos\theta_{km} - V_m g_{km} \sin\theta_{km} \quad (2.36)$$

$$R3_{km} = \left(\frac{\partial Q_{km}}{\partial(V_m)} \right) = V_k b_{km} \cos\theta_{km} - V_k g_{km} \sin\theta_{km} \quad (2.37)$$

Os termos $A1_{km}$, $A2_{km}$ e $A3_{km}$ são chamados “coeficientes de sensibilidade de potência ativa da linha de transmissão $k-m$ ”, enquanto os termos $R1_{km}$, $R2_{km}$ e $R3_{km}$ são os “coeficientes de sensibilidade de potência reativa da linha de transmissão $k-m$ ”.

2.4 BALANÇO NODAL DE POTÊNCIA NO SISTEMA MULTIMÁQUINAS

O MSP para Sistemas Multimáquinas tem como idéia principal a aplicação do balanço incremental de potências ativa e reativa em cada barra do sistema (DECKMANN; da COSTA, 1994).

Considerando uma barra genérica k , conectada a outras duas barras l e m do sistema elétrico conforme Figura 2.3 (PUPIN, 2009), a variação das potências ativa e reativa geradas na barra k (ΔP_{Gk} e ΔQ_{Gk}) deve ser igual ao somatório das variações dos fluxos ativo e reativo (ΔP_{km} e ΔQ_{km}) e (ΔP_{kl} e ΔQ_{kl}) nas linhas de transmissão $k-m$ e $k-l$.

Este conceito pode ser generalizado, considerando um conjunto de todas as barras conectadas à barra k , chamado Ω_k . Para maior generalização considere ainda que na barra k está conectada uma carga que consome as potências ΔP_{Lk} e ΔQ_{Lk} .

Assim, o balanço incremental de potências ativa e reativa na barra k é descrito pelas equações (2.38) e (2.39).

$$\Delta P_{Gk} - \Delta P_{Lk} - \sum_{m \in \Omega_k} \Delta P_{km} = 0 \quad (2.38)$$

$$\Delta Q_{Gk} - \Delta Q_{Lk} - \sum_{m \in \Omega_k} \Delta Q_{km} = 0 \quad (2.39)$$

É importante salientar que as equações (2.38) e (2.39) são equações algébricas e traduzem o balanço nodal de potência na sua forma incremental em cada barra do sistema multimáquinas. Esta igualdade de potências deve ser satisfeita no decorrer de qualquer processo do sistema elétrico de potência (PUPIN, 2009).

2.5 TENSÃO INTERNA DA MÁQUINA SÍNCRONA

Considerando-se o circuito de campo do gerador síncrono, as variações da tensão interna são dadas pela equação (2.40), na qual x_{dk} é a reatância síncrona de eixo direto, E_{fdk} é a tensão de campo do gerador síncrono e T'_{d0k} a constante de tempo transitória de eixo direto em circuito aberto (ANDERSON; FOUAD, 1993; KUNDUR, 1994; YU, 1983).

$$T'_{d0k}\dot{E}'_{qk} = E_{fdk} - [E'_{qk} + (x_{dk} - x'_{dk})I_{dk}] \quad (2.40)$$

A linearização da equação (2.40) é feita admitindo-se pequenas variações em torno do ponto de equilíbrio, e desconsiderando-se os termos de ordem igual ou superior a dois, obtêm-se as equações (2.41).

$$T'_{d0k}\Delta\dot{E}'_{qk} = \left(\frac{\partial(T'_{d0k}\dot{E}'_{qk})}{\partial E_{fdk}}\right)\Delta E_{fdk} + \left(\frac{\partial(T'_{d0k}\dot{E}'_{qk})}{\partial E'_{qk}}\right)\Delta E'_{qk} + \left(\frac{\partial(T'_{d0k}\dot{E}'_{qk})}{\partial I_{dk}}\right)\Delta I_{dk} \quad (2.41)$$

$$\left(\frac{\partial(T'_{d0k}\dot{E}'_{qk})}{\partial E_{fdk}}\right) = 1 \quad (2.42)$$

$$\left(\frac{\partial(T'_{d0k}\dot{E}'_{qk})}{\partial E'_{qk}}\right) = -1 \quad (2.43)$$

$$\left(\frac{\partial(T'_{d0k}\dot{E}'_{qk})}{\partial I_{dk}}\right) = -(x_{dk} - x'_{dk}) \quad (2.44)$$

Para uma completa dedução da forma incremental das variações da tensão interna do gerador síncrono, necessita-se linearizar a corrente de eixo direto do gerador k , mostrada na equação (2.12). Sua forma linearizada, expressa em função das variações da magnitude da tensão interna do gerador k (E'_{qk}), pelas variações da magnitude da tensão terminal da barra k (V_k) e pelas variações das diferenças angulares ($\delta_k - \theta_k$), é mostrada no conjunto de equações (2.45).

$$\Delta I_{dk} = \left(\frac{\partial I_{dk}}{\partial E'_{qk}} \right) \Delta E'_{qk} + \left(\frac{\partial I_{dk}}{\partial V_k} \right) \Delta V_k + \left(\frac{\partial I_{dk}}{\partial (\delta_k - \theta_k)} \right) \Delta (\delta_k - \theta_k) \quad (2.45)$$

$$\left(\frac{\partial I_{dk}}{\partial E'_{qk}} \right) = \frac{1}{x'_{dk}} \quad (2.46)$$

$$\left(\frac{\partial I_{dk}}{\partial V_k} \right) = - \frac{\cos(\delta_k - \theta_k)}{x'_{dk}} \quad (2.47)$$

$$\left(\frac{\partial I_{dk}}{\partial (\delta_k - \theta_k)} \right) = \frac{V_k \text{sen}(\delta_k - \theta_k)}{x'_{dk}} \quad (2.48)$$

Substituindo as equações (2.45) na equação (2.41) tem-se a equação que representa as variações da tensão interna do gerador k (equação (2.49)).

$$T'_{d0k} \Delta \dot{E}'_{qk} = \Delta E_{fdk} - \frac{x_{dk}}{x'_{dk}} \Delta E'_{qk} + K_{V_k} \Delta V_k - K_{A_k} \Delta (\delta_k - \theta_k) \quad (2.49)$$

$$K_{V_k} = \frac{(x_{dk} - x'_{dk}) \cos(\delta_k - \theta_k)}{x'_{dk}} \quad (2.50)$$

$$K_{A_k} = \frac{(x_{dk} - x'_{dk}) V_k \text{sen}(\delta_k - \theta_k)}{x'_{dk}} \quad (2.51)$$

Os coeficientes K_{V_k} e K_{A_k} são denominados de coeficientes de reação de armadura do gerador síncrono k .

A reação de armadura no modelo de sensibilidade de potência é determinada pelas variações do ângulo da tensão interna do gerador síncrono (δ_k), da magnitude da tensão terminal (V_k) e do ângulo da tensão terminal (θ_k), em contraste com o Modelo Linear de Heffron e Philips (1952) onde a reação de armadura é associada somente às variações de (δ_k) ponderada pelo termo K_4 (DEMELLO; CONCÓRDIA, 1969; HEFFRON; PHILLIPS, 1952). Portanto, o Modelo de Sensibilidade de Potência apresentado por Deckmann e da Costa (1994), fornece

uma melhor representação da reação de armadura do gerador síncrono quando este é submetido a perturbações externas.

2.6 TENSÃO DE CAMPO DA MÁQUINA SÍNCRONA

A fim de se considerar os efeitos do enrolamento de campo, ou seja, a variação da tensão de excitação da máquina síncrona faz-se necessário introduzir o Regulador Automático de Tensão – RAT do gerador. O RAT tem por objetivo regular a tensão de excitação da máquina síncrona (E_{fdk}) de acordo com as variações da tensão terminal (V_k) em relação a uma tensão de referência especificada (V_{refk}), conforme Figura 2.4 (PUPIN, 2009).

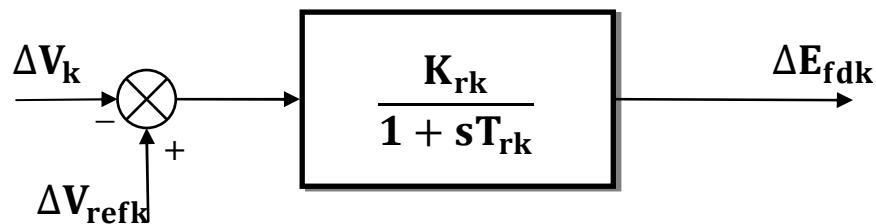


Figura 2.4 – Sistema de Excitação (RAT) do Gerador Síncrono.

Este trabalho considera um modelo de primeira ordem para o regulador automático de tensão, representado por um ganho K_{rk} e por uma constante de tempo T_{rk} , muito utilizado em estudos de estabilidade a pequenas perturbações (ANDERSON; FOUAD, 1993; KUNDUR, 1994; YU, 1983; DEMELLO; CONCÓRDIA, 1969).

As expressões da tensão de campo E_{fdk} nos domínios da frequência (2.52) e do tempo (2.53) são escritas através da inspeção do diagrama da Figura 2.4 (PUPIN, 2009).

$$E_{fdk} = \frac{K_{rk}}{1+sT_{rk}} (V_{refk} - V_k) \quad (2.52)$$

$$\dot{E}_{fdk} = -\frac{E_{fdk}}{T_{rk}} + \frac{K_{rk}}{T_{rk}}(V_{refk} - V_k) \quad (2.53)$$

A forma linearizada da equação (2.53) é apresentada através da equação (2.54). Para isso, pequenos desvios foram considerados em torno de um ponto de operação, e os termos de ordem igual ou superior a dois foram desprezados.

$$\Delta \dot{E}_{fdk} = -\frac{1}{T_{rk}} \Delta E_{fdk} + \frac{K_{rk}}{T_{rk}} \Delta V_{refk} - \frac{K_{rk}}{T_{rk}} \Delta V_k \quad (2.54)$$

2.7 EQUAÇÕES DO MOVIMENTO DA MÁQUINA SINCRONA

A equação de balanço (*swing*) do gerador síncrono, representada pela equação (2.55), descreve o comportamento das grandezas mecânicas de uma máquina síncrona em função das grandezas elétricas (ANDERSON; FOUAD, 1993; KUNDUR, 1994; YU, 1983; DEMELLO; CONCÓRDIA, 1969).

$$M_k \frac{\partial^2 \delta_k}{\partial t^2} = P_{Meck} - P_{Gk} - D_k \frac{\partial \delta_k}{\partial t} \quad (2.55)$$

A partir da equação de oscilação do gerador síncrono, as variações do ângulo interno ($\Delta \delta_k$) e as variações da velocidade angular do rotor ($\Delta \omega_k$) linearizadas em torno de um ponto de equilíbrio, são dadas nas equações (2.56) e (2.57).

$$\Delta \dot{\omega}_k = \frac{1}{M_k} (\Delta P_{Meck} - \Delta P_{Gk} - D_k \Delta \omega_k) \quad (2.56)$$

$$\Delta \dot{\delta}_k = \omega_0 \Delta \omega_k \quad (2.57)$$

Nas equações (2.56) e (2.57), ω_0 é a velocidade síncrona (377 rad/s), $M_k = 2H_k$ é a constante de inércia da máquina síncrona e D_k é o coeficiente de amortecimento inerente do sistema.

Este coeficiente é conhecido como torque de amortecimento do laço eletromecânico, e expressa os componentes de torques contrários às

oscilações do rotor e aceleração do gerador síncrono (DEMELLO; CONCÓRDIA, 1969; DECKMANN; da COSTA, 1993). Diversos fatores existentes no sistema elétrico de potência podem causar estes torques, como a inércia das cargas, as perdas do sistema de transmissão e do sistema de distribuição, além de possíveis atritos não considerados (ANDERSON; FOUAD, 1993; KUNDUR, 1994; YU, 1983).

2.8 REPRESENTAÇÃO DO SISTEMA MULTIMÁQUINAS PELO MSP

A representação do sistema multimáquinas através do MSP é dada pelo conjunto de equações algébricas (2.38) e (2.39) e diferenciais (2.49), (2.54), (2.56) e (2.57). Esta representação pode ser realizada no domínio do tempo ou da frequência. Considere também, que o sistema multimáquinas em estudo é formado por ng geradores e nb barras (FURINI, 2008; PUPIN, 2009).

Na equação (2.58) o Modelo de Sensibilidade de Potência para um sistema elétrico de potência multimáquinas é apresentado no domínio do tempo (FURINI, 2008; PUPIN, 2009). Onde $\Delta \mathbf{x}$ é o vetor de variáveis de estado, $\Delta \mathbf{z}$ é o vetor de variáveis algébricas e $\Delta \mathbf{u}$ o vetor de entradas. "**A**" é a matriz de estados e "**B**" a matriz de entradas (que definira a controlabilidade do sistema multimáquinas).

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \Delta \mathbf{x} + \mathbf{B} \Delta \mathbf{u} \quad (2.58)$$

$$\Delta \mathbf{x} = \left[[\Delta \omega_1 \dots \Delta \omega_{ng}] [\Delta \delta_1 \dots \Delta \delta_{ng}] [\Delta E'_{q1} \dots \Delta E'_{qng}] [\Delta E_{fd1} \dots \Delta E_{fdng}] \right]^t \quad (2.59)$$

$$\Delta \mathbf{u} = \left[[\Delta P_{Mec1} \dots \Delta P_{Mecng}] [\Delta V_{ref1} \dots \Delta V_{refng}] [\Delta P_{L1} \dots \Delta P_{Lnb}] [\Delta Q_{L1} \dots \Delta Q_{Lnb}] \right]^t \quad (2.60)$$

$$\Delta \mathbf{z} = \left[[\Delta \theta_1 \dots \Delta \theta_{nb}] [\Delta V_1 \dots \Delta V_{nb}] \right]^t \quad (2.61)$$

$$[\mathbf{D}]_{ng \times ng} = \begin{bmatrix} D_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & D_2 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & D_{ng} \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

$$[M]_{ng \times ng} = \begin{bmatrix} M_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & M_2 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & M_{ng} \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

$$[\omega_0]_{ng \times ng} = \begin{bmatrix} \omega_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \omega_0 & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & \omega_0 \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

$$[X'_d]_{ng \times ng} = \begin{bmatrix} X'_{d1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X'_{d2} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & X'_{dng} \end{bmatrix} \quad (2.65)$$

$$[T'_{do}]_{ng \times ng} = \begin{bmatrix} T'_{do1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & T'_{do2} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & T'_{dong} \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

$$[X_d]_{ng \times ng} = \begin{bmatrix} X_{d1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X_{d2} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & X_{dng} \end{bmatrix} \quad (2.67)$$

$$[K_A]_{ng \times ng} = \begin{bmatrix} K_{A1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & K_{A2} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & K_{Ang} \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

$$[K_V]_{ng \times ng} = \begin{bmatrix} K_{V1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & K_{V2} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & K_{Vng} \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

$$[A1_G]_{ng \times ng} = \begin{bmatrix} A1_{G1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & A1_{G2} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & A1_{Gng} \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

$$[A2_G]_{ng \times ng} = \begin{bmatrix} A2_{G1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & A2_{G2} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & A2_{Gng} \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

$$[A3_G]_{ng \times ng} = \begin{bmatrix} A3_{G1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & A3_{G2} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & A3_{Gng} \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

$$[R1_G]_{ng \times ng} = \begin{bmatrix} R1_{G1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R1_{G2} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & R1_{Gng} \end{bmatrix} \quad (2.73)$$

$$[R2_G]_{ng \times ng} = \begin{bmatrix} R2_{G1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R2_{G2} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & R2_{Gng} \end{bmatrix} \quad (2.74)$$

$$[R3_G]_{ng \times ng} = \begin{bmatrix} R3_{G1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R3_{G2} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & R3_{Gng} \end{bmatrix} \quad (2.75)$$

Através das equações (2.58) a (2.75), podem ser obtidas as equações diferenciais e algébricas do Modelo de Sensibilidade de Potência e suas subdivisões são mostradas nas equações (2.76) e (2.77) (FURINI, 2008; PUPIN, 2009).

$$\begin{bmatrix} [\Delta\dot{\omega}] \\ [\Delta\dot{\delta}] \\ [\Delta\dot{E}'_q] \\ [\Delta\dot{E}_{fd}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -[M]^{-1}[D] & -[M]^{-1}[A1_G] & -[M]^{-1}[A2_G] & [0]_{ng \times ng} \\ [\omega_0] & [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times ng} \\ [0]_{ng \times ng} & -[T'_{do}]^{-1}[K_A] & -[T'_{do}]^{-1}[X_d][X'_d] & [T'_{do}]^{-1} \\ [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times ng} & -[T'_r]^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Delta\omega] \\ [\Delta\delta] \\ [\Delta E'_q] \\ [\Delta E_{fd}] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -[M]^{-1}[A1_G] & [0]_{ng \times nb-ng} & -[M]^{-1}[A3_G] & [0]_{ng \times nb-ng} \\ [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times nb-ng} & [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times nb-ng} \\ [T'_{do}]^{-1}[K_A] & [0]_{ng \times nb-ng} & [T'_{do}]^{-1}[K_V] & [0]_{ng \times nb-ng} \\ [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times nb-ng} & -[T'_r]^{-1}[K_r] & [0]_{ng \times nb-ng} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Delta\theta] \\ [\Delta V] \end{bmatrix} \quad (2.76)$$

$$\begin{aligned}
& + \begin{bmatrix} -[M]^{-1}[D] & [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times nb} & [0]_{ng \times nb} \\ [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times nb} & [0]_{ng \times nb} \\ [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times nb} & [0]_{ng \times nb} \\ [0]_{ng \times ng} & [T_r]^{-1}[K_r] & [0]_{ng \times nb} & [0]_{ng \times nb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Delta P_{Mec}] \\ [\Delta V_{ref}] \\ [\Delta P_L] \\ [\Delta Q_L] \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} [0] \\ [0] \end{bmatrix} & = \begin{bmatrix} [0]_{ng \times ng} & [A1_G] & -[M]^{-1}[A2_G] & [0]_{ng \times ng} \\ [0]_{nb-ng \times ng} & [0]_{nb-ng \times ng} & [0]_{nb-ng \times ng} & [0]_{nb-ng \times ng} \\ [0]_{ng \times ng} & [R1_G] & [R2_G] & [0]_{ng \times ng} \\ [0]_{nb-ng \times ng} & [0]_{nb-ng \times ng} & [0]_{nb-ng \times ng} & [0]_{nb-ng \times ng} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Delta \omega] \\ [\Delta \delta] \\ [\Delta E'_q] \\ [\Delta E_{fd}] \end{bmatrix} \\
& + \begin{bmatrix} [J4_1] & [J4_2] \\ [J4_3] & [J4_4] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Delta \theta] \\ [\Delta V] \end{bmatrix} \\
& + \begin{bmatrix} [0]_{nb \times ng} & [0]_{nb \times ng} & [\text{diag}(-1)]_{nb \times nb} & [0]_{nb \times nb} \\ [0]_{nb \times ng} & [0]_{nb \times ng} & [0]_{nb \times nb} & [\text{diag}(-1)]_{nb \times nb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Delta P_{Mec}] \\ [\Delta V_{ref}] \\ [\Delta P_L] \\ [\Delta Q_L] \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.77}$$

A matriz **J4** que aparece na representação descrita pela equação matricial (2.77), possui formação semelhante à matriz Jacobiana do fluxo de potência. O conjunto de equações (2.78) a (2.81) mostra a lei de formação de cada sub-matriz componente da matriz **J4** (FURINI, 2008; PUPIN, 2009).

$$[J4_1] = \begin{cases} J4_{1kk} = -A1_{Gk} - \sum_{k \neq m} A1_{km} \\ J4_{1km} = A1_{km} \end{cases} \tag{2.78}$$

$$[J4_2] = \begin{cases} J4_{2kk} = A3_{Gk} - \sum_{k \neq m} A2_{km} \\ J4_{2km} = -A3_{km} \end{cases} \tag{2.79}$$

$$[J4_3] = \begin{cases} J4_{3kk} = -R1_{Gk} - \sum_{k \neq m} R1_{km} \\ J4_{3km} = R1_{km} \end{cases} \tag{2.80}$$

$$[J4_4] = \begin{cases} J4_{4kk} = R3_{Gk} - \sum_{k \neq m} R2_{km} \\ J4_{4km} = -R3_{km} \end{cases} \quad (2.81)$$

As equações (2.77) a (2.81) são apresentadas de uma forma compacta através da equação (2.82)

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{x} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J1 & J2 \\ J3 & J4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B1 \\ B2 \end{bmatrix} [\Delta u] \quad (2.82)$$

Sendo:

$$J1 = \begin{bmatrix} -[M]^{-1}[D] & -[M]^{-1}[A1_G] & -[M]^{-1}[A2_G] & [0]_{ng \times ng} \\ [\omega_0] & [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times ng} \\ [0]_{ng \times ng} & -[T'_{do}]^{-1}[K_A] & -[T'_{do}]^{-1}[X_d][X'_d] & [T'_{do}]^{-1} \\ [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times ng} & -[T'_r]^{-1} \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

$$J2 = \begin{bmatrix} -[M]^{-1}[A1_G] & [0]_{ng \times nb-ng} & -[M]^{-1}[A3_G] & [0]_{ng \times nb-ng} \\ [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times nb-ng} & [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times nb-ng} \\ [T'_{do}]^{-1}[K_A] & [0]_{ng \times nb-ng} & [T'_{do}]^{-1}[K_V] & [0]_{ng \times nb-ng} \\ [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times nb-ng} & -[T_r]^{-1}[K_r] & [0]_{ng \times nb-ng} \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

$$J3 = \begin{bmatrix} [0]_{ng \times ng} & [A1_G] & -[M]^{-1}[A2_G] & [0]_{ng \times ng} \\ [0]_{nb-ng \times ng} & [0]_{nb-ng \times ng} & [0]_{nb-ng \times ng} & [0]_{nb-ng \times ng} \\ [0]_{ng \times ng} & [R1_G] & [R2_G] & [0]_{ng \times ng} \\ [0]_{nb-ng \times ng} & [0]_{nb-ng \times ng} & [0]_{nb-ng \times ng} & [0]_{nb-ng \times ng} \end{bmatrix} \quad (2.85)$$

$$J4 = \begin{bmatrix} [J4_1] & [J4_2] \\ [J4_3] & [J4_4] \end{bmatrix} \quad (2.86)$$

$$B1 = \begin{bmatrix} -[M]^{-1}[D] & [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times nb} & [0]_{ng \times nb} \\ [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times nb} & [0]_{ng \times nb} \\ [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times ng} & [0]_{ng \times nb} & [0]_{ng \times nb} \\ [0]_{ng \times ng} & [T_r]^{-1}[K_r] & [0]_{ng \times nb} & [0]_{ng \times nb} \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

$$B2 = \begin{bmatrix} [0]_{nb \times ng} & [0]_{nb \times ng} & [diag(-1)]_{nb \times nb} & [0]_{nb \times nb} \\ [0]_{nb \times ng} & [0]_{nb \times ng} & [0]_{nb \times nb} & [diag(-1)]_{nb \times nb} \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

A representação em forma de espaço de estado é finalmente obtida através da eliminação do vetor de variáveis algébricas (Δz), resultando na equação (2.89).

$$\Delta \dot{x} = (J1 - J2J4^{-1}J3)\Delta x + (B1 - J2J4^{-1}B2)\Delta u \quad (2.89)$$

A equação (2.90) representa o Modelo de Sensibilidade de Potência na forma de espaço de estados.

$$\Delta \dot{x} = A\Delta x + B\Delta u \quad (2.90)$$

Onde a matriz de estados "**A**" será dada por $(J1 - J2J4^{-1}J3)$ e a matriz de entradas "**B**" é dada por $(B1 - J2J4^{-1}B2)$, ambos extraídos da comparação com a equação (2.89).

Aplicando-se a Transformada de Laplace nas equações algébricas (2.38) e (2.39) e diferenciais (2.49), (2.54), (2.56) e (2.57), tem-se o diagrama de blocos mostrado na figura 2.5, que representa o MSP no domínio da frequência.

A análise do diagrama de blocos permite ver a separação em um subsistema ativo e outro subsistema reativo (separados pela linha tracejada vertical). À esquerda da linha, um subsistema referente às potências ativa envolvidas

(subsistema ativo $-\Delta\mathbf{P}_k, \mathbf{A}_{Gk}, \mathbf{A}_{km}$), e à direita um subsistema reativo (referente às potências reativas envolvidas - $\Delta\mathbf{Q}_k, \mathbf{R}_{Gk}, \mathbf{R}_{km}$).

O diagrama também é separado por uma linha tracejada horizontal que divide em um subsistema lento (parte superior) composto de variáveis de estado de lenta variação ($\Delta\boldsymbol{\delta}_k, \Delta\mathbf{E}_{fdk}, \Delta\mathbf{E}'_{qk}$) e um subsistema rápido (parte inferior), constituído de variáveis algébricas de rápida variação ($\Delta\mathbf{V}_k, \Delta\boldsymbol{\theta}_k$) (DECKMANN; da COSTA, 1994).

2.9 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado o desenvolvimento de um modelo linear para a análise de estabilidade de sistemas elétricos submetidos a pequenas perturbações, denominado de Modelo de Sensibilidade de Potência. Tal modelo foi obtido a partir de equações que descrevem o comportamento mecânico e elétrico de um sistema de potência genérico.

Após o desenvolvimento matemático do modelo, foram feitas representações do Sistema Multimáquinas no domínio do tempo (na forma de espaço de estados), e no domínio da frequência (na forma de diagrama de blocos). Estas representações serão utilizadas posteriormente para a inclusão do dispositivo FACTS TCSC e de controlador ESP.

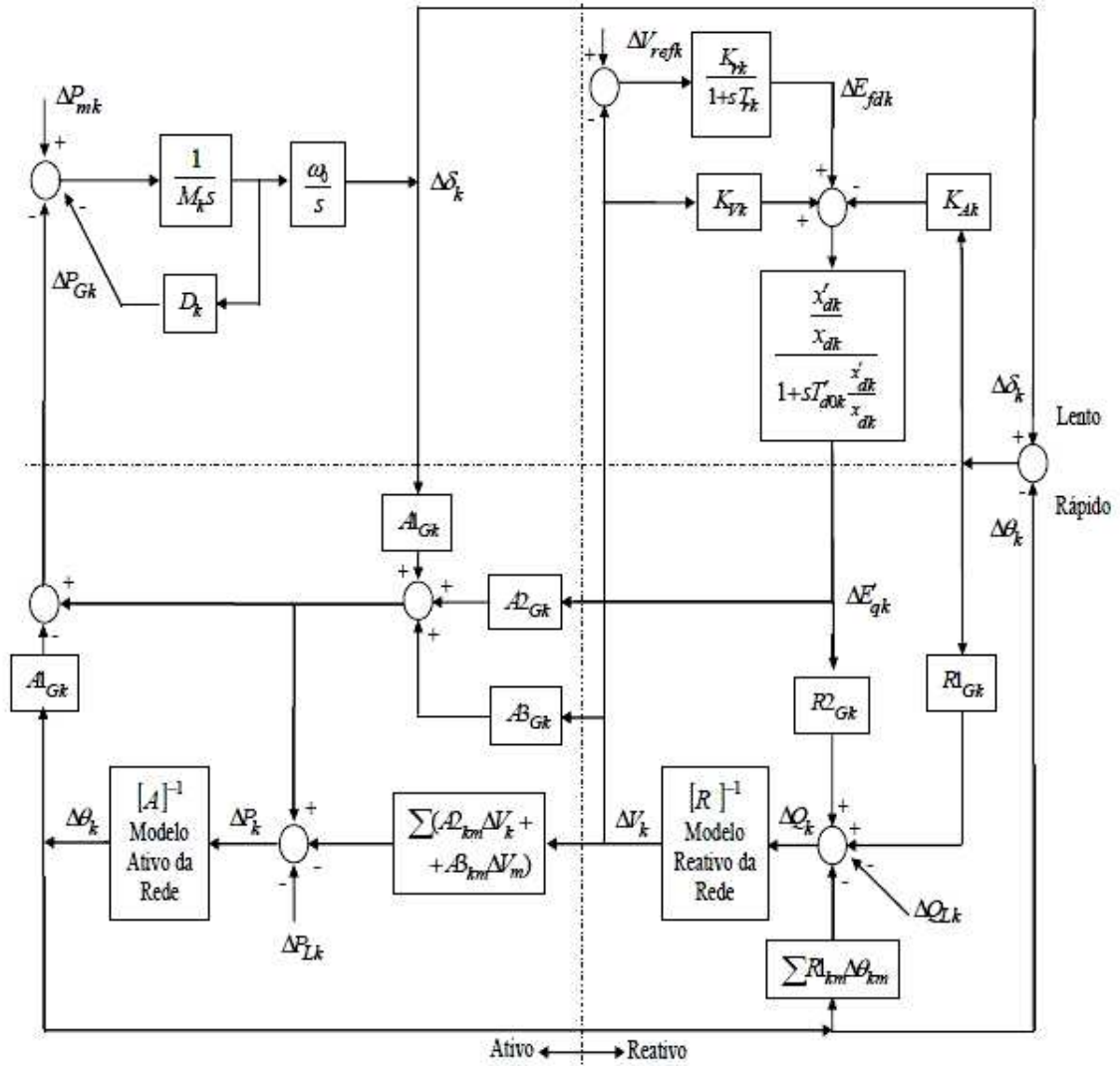


Figura 2.5 – Diagrama de Blocos: MSP para Sistema Multimáquinas.

3 INCLUSÃO DO COMPENSADOR SÉRIE CONTROLADO A TIRISTOR NO MODELO DE SENSIBILIDADE DE POTÊNCIA EM SISTEMAS MULTIMÁQUINAS

3.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta de forma breve os principais conceitos referentes à teoria e aplicação dos dispositivos FACTS (*Flexible Alternating Current Transmission Systems*). Uma atenção especial será dada ao dispositivo TCSC (*Thyristor-Controlled Series Capacitor*), seu modelo dinâmico será definido, e sua inclusão no Modelo de Sensibilidade de Potência será abordada.

3.2 TEORIA DOS DISPOSITIVOS FACTS

Diminuir os custos de operação e planejamento dos sistemas elétricos, além de aumentar a confiabilidade e qualidade do fornecimento de energia, são pressupostos que tornam as interligações entre subsistemas regionais, nacionais e até mesmo internacionais cada vez mais comuns (HINGORANI; GYUGYI, 1999). Por outro lado, estes subsistemas operam com equipamentos de diferentes características dinâmicas, o que torna o controle uma tarefa bem mais complexa em um sistema interligado. A máxima utilização do sistema é afetada por alguns fatores, sendo o principal deles as oscilações eletromecânicas entre áreas e grandes fluxos de potência.

Nas últimas décadas houve um aumento crescente na demanda de energia elétrica nos países emergentes, entre eles o Brasil. Em princípio a construção de novas usinas e linhas de transmissão resolveria o problema de atendimento, porém, além de ser uma medida de custo mais elevado, a construção de novas usinas e linhas de transmissão encontra sérias restrições na legislação de preservação ambiental, que dificulta e atrasa a construção de novos empreendimentos neste setor. Isso obriga a busca de novas alternativas de implementação mais rápida, e também, que os sistemas operem cada vez mais próximos de seus limites térmicos e de estabilidade.

Estas dificuldades tornaram-se o foco de pesquisas de estudiosos da área de sistemas elétricos, em cujos trabalhos surgiram propostas para o aumento da transmissão e geração de energia elétrica. Em Hingorani (1998) o uso da tecnologia FACTS em sistemas elétricos de potência, é sugerido como uma ferramenta de grande potencial de aplicação nos desafios atuais do setor elétrico. FACTS são dispositivos baseados na eletrônica de potência que se constituem de chaves eletrônicas para altos níveis de tensão e pequeno tempo de chaveamento quando comparado às oscilações eletromecânicas (PASERBA, 2003).

Os dispositivos FACTS aumentam a capacidade de transmissão das redes e contribuem para a estabilidade do sistema elétrico interligado, através do controle de algumas grandezas elétricas como tensão, ângulo, impedância e corrente (SONG; JOHNS, 1999; HINGORANI; GYUGYI, 1999).

Além disso, os FACTS são reconhecidos como uma alternativa eficiente para prover amortecimento às oscilações eletromecânicas de baixa frequência, principalmente quando junto à malha de controle do FACTS é instalado o dispositivo POD (*Power Oscillation Damping*) (WANG; SWIFT, 1998; CASTRO, 2005). Um exemplo da atuação de um dispositivo FACTS é mostrado através da Figura 3.1 (FURINI, 2008) onde o fluxo de potência ativa entre duas barras (k e m), conectadas por uma linha de transmissão com impedância $Z_{km} = jX_{km}$, sofre atuação do dispositivo que realiza compensação série simples através da reatância capacitiva X_c .

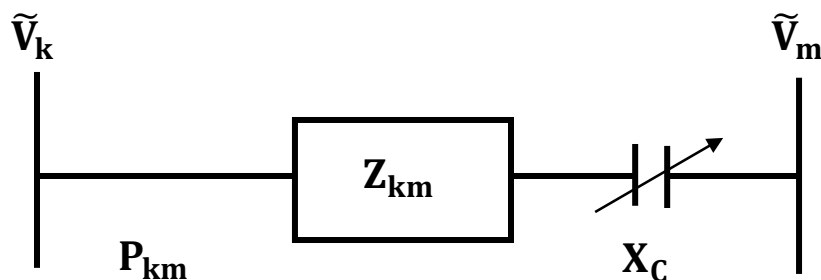


Figura 3.1 – Sistema de Transmissão de 2 Barras.

Nesta situação, na equação (3.1) é descrito o comportamento do fluxo de potência ativa na linha de transmissão. Seus efeitos para uma faixa de

diferença angular de 0 a 180 graus para o sistema sem compensação e com uma compensação de 50% do valor da reatância da linha original, são explicitados pela Figura 3.2 (FURINI, 2008).

$$P_{km} = \frac{V_k V_m}{X_{km} - X_c} \text{sen}(\theta_k - \theta_m) \quad (3.1)$$

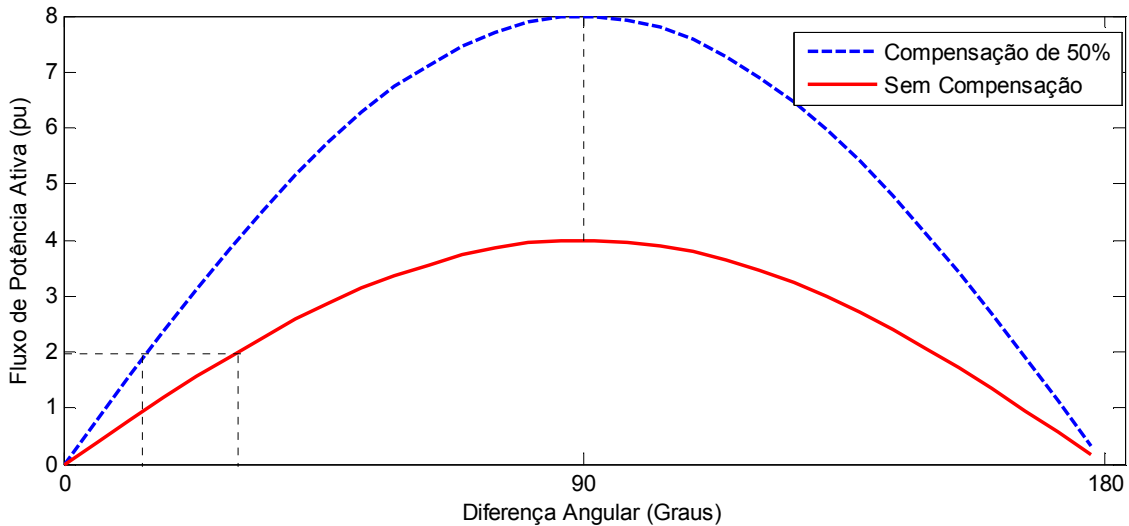


Figura 3.2 - Fluxo de Potência Ativa Com e Sem Compensação.

Através da Figura 3.2 (FURINI, 2008) é mostrado que a compensação aumenta a capacidade de transmissão da linha em 100%. Outro aspecto importante e desejado é que para um dado valor de fluxo de potência ativa, a margem de estabilidade de ângulo aumente consideravelmente após a compensação.

No exemplo anterior foi utilizada a compensação série, a qual pode ser realizada por dispositivos FACTS como o TCSC e o SSSC (*Static Synchronous Series Compensator*). Porém, estes dispositivos não se resumem aos compensadores série, mas, a uma grande variedade de dispositivos que podem ser classificados de acordo com sua inserção no sistema.

Assim, pode-se dividi-los em quatro grupos: Controladores Série, Controladores *Shunt*, Controladores Combinados Série - Série e Controladores Combinados Série - *Shunt* (HINGORANI; GYUGYI, 1999; PASERBA, 2003; WATANABE, et al, 1998)

Os Controladores Série, basicamente, atuam alterando a reatância

série efetiva da linha de transmissão e assim efetua o controle do fluxo de potência. O TCSC atua através do chaveamento de banco de capacitores por meio de tiristores, enquanto que o SSSC altera a impedância da linha de transmissão através de uma tensão série em quadratura com a corrente da linha. A magnitude desta tensão série então influenciaria diretamente a reatância série efetiva da linha de transmissão (SONG; JOHNS, 1999; WATANABE, et al, 1998).

Os Controladores *Shunt*, por sua vez, têm sua atuação baseada na injeção ou absorção de potência reativa à barra à qual está conectado por meio de banco de capacitores ou indutores variáveis e geralmente são usados para o controle da tensão desta barra. No caso do dispositivo SVC (*Static Var Compensator*) o controle é feito por meio de tiristores. Já o STATCOM (*Static Synchronous Compensator*) não se utiliza de banco de capacitores ou indutores para a troca de potência reativa com o sistema, mas sim de uma fonte de tensão CC que por meio de chaves GTO (*Gate Turn-Off*) faz a conversão em tensão AC com a mesma frequência fundamental da linha de transmissão (SONG; JOHNS, 1999; CASTRO, 2005).

Controladores Série e *Shunt* também podem ser combinados e com isso, modificar todos os parâmetros que determinam o fluxo de potência. A principal vantagem destes dispositivos é oferecer um caminho para o fluxo de potência ativa entre os controladores, atuando sobre as potências ativa e reativa. Um exemplo de um Controlador Combinado Série – Série é o IPFC (*Interline Power Flow Controller*) que atua sobre a potência reativa em múltiplas linhas de transmissão e realiza a transferência de potência ativa entre os controladores. Como exemplo de Controlador Combinado Série – *Shunt* apresenta-se o UPFC (*Unified Power Flow Controller*), dispositivo que pode atuar sobre todos os parâmetros que determinam o fluxo de potência de maneira isolada ou combinada.

A seguir o dispositivo TCSC será abordado em maior profundidade em relação à sua modelagem e implementação no MSP.

3.3 CAPACITOR SÉRIE CONTROLADO A TIRISTOR (TCSC)

A utilização de dispositivos de compensação de potência reativa

contribui para melhorar o comportamento em regime permanente e transitório de um sistema elétrico de potência. A aplicação de capacitores série fixos para compensação da reatância indutiva da linha de transmissão tem sido feita há décadas. A idéia básica da utilização destes capacitores é compensar a queda de tensão indutiva na linha através da inserção de uma tensão capacitiva, e com isso, reduzir a reatância efetiva da linha de transmissão. Esta tensão inserida pelo capacitor série é proporcional e em quadratura com a corrente da linha. A potência reativa gerada pelo capacitor é proporcional ao quadrado da magnitude da corrente, o que significa que o capacitor série tem uma característica de autorregulação. Desse modo, um aumento no carregamento do sistema produz um aumento nas quedas de tensão na reatância da linha, e a potência reativa gerada pelo capacitor também aumenta, o que torna possível regular a tensão do sistema conforme o desejado. Por reduzir a reatância da linha, a compensação série também aumenta as margens de estabilidade de tensão do sistema, portanto a sua aplicação é uma medida eficaz para prevenir a ocorrência de colapso de tensão (TAYLOR, 2008; SILVA, 2008).

Porém, para uma efetiva melhora da estabilidade do sistema são exigidos altos níveis de compensação, o que pode ocasionar problemas como grandes variações de corrente e fluxo de potência devido a pequenas flutuações na diferença angular entre as barras da linha de transmissão (KUNDUR, 1994).

A possibilidade de aumento do grau de compensação de capacitores série chaveados mecanicamente quando da ocorrência de saída de uma linha de operação, nota-se melhor desempenho da compensação chaveada quando comparado à compensação fixa por aumentar os limites de estabilidade e diminuir as oscilações angulares rapidamente (KIMBARK, 1966). O advento de tiristores de alta potência proporcionou grande avanço na compensação de potência reativa e conseqüentemente, melhora na estabilidade de sistemas elétricos de potência. Deste fato surgem os dispositivos FACTS, sendo que destaque especial é dado ao TCSC por oferecer controle de fluxo de potência e amortecimento de oscilações (NOROOZIAN; ANDERSSON, 1995).

O TCSC tem como uma de suas aplicações o controle do fluxo de potência em uma linha de transmissão através da injeção de uma reatância capacitiva variável, de forma a diminuir a queda de tensão indutiva e com isso, aumentar a capacidade de transmissão da linha. De maneira geral, trata-se de um

compensador série constituído por um reator controlado a tiristores em paralelo com um banco de capacitores série como mostrado na Figura 3.3 (FURINI, 2008). A reatância capacitiva do TCSC pode desta forma, ser rapidamente e continuamente variada de acordo com o tempo de condução dos tiristores.

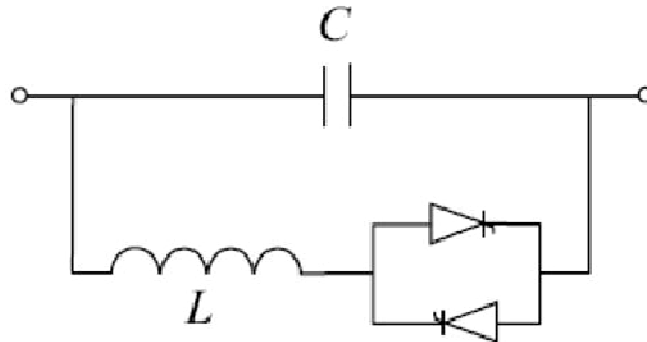


Figura 3.3 – Configuração Básica do TCSC.

3.3.1 Inclusão do TCSC no Modelo de Sensibilidade de Potência

Todas as análises feitas neste capítulo consideram o impacto de uma pequena perturbação no sistema, o que culminará com a linearização do modelo matemático proposto para o dispositivo FACTS. O modelo matemático adotado para o TCSC será como uma reatância variável (X_{CSC}) que provoca a diminuição da reatância original da linha (X_{km}), resultando em uma reatância efetiva (X_{kmef}) como mostrada pela equação (3.2) (FURINI, 2008).

$$X_{kmef} = X_{km} - X_{CSC} \quad (3.2)$$

Este pode ser representado por seu modelo dinâmico linearizado conforme mostrado na Figura 3.4 (FURINI, 2008), onde o sinal de entrada são as variações da potência ativa (ΔP_{km}) na linha de transmissão onde o controlador está instalado (DEL ROSSO; CAÑIZARES; DOÑA, 2003; YANG; LIU; MCCALLEY, 1998). A sua reatância (X_{CSC}) é modulada por um bloco de primeira ordem definido por um ganho estático (K_{TCSC}) e uma constante de tempo (T_{TCSC}), inerente ao tempo de

processamento do sistema de controle do dispositivo. O sinal de referência (ΔX_{ref}) pode ser utilizado para a inserção de um sinal estabilizante suplementar.

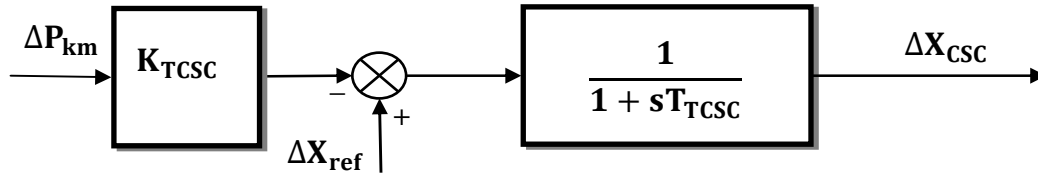


Figura 3.4 – Modelo Dinâmico Linearizado do TCSC.

Com base no modelo acima, é obtida a equação (3.3) que descreve o comportamento dinâmico do controlador. Desta forma a reatância do TCSC passa a ser uma variável de estado do sistema elétrico.

$$\Delta \dot{X}_{CSC} = \frac{1}{T_{TCSC}} (\Delta X_{ref} - \Delta X_{CSC} - K_{TCSC} \Delta P_{km}) \quad (3.3)$$

A inclusão do TCSC no MSP é feita considerando-se a equação (3.3) nas equações dinâmicas do modelo e com a colocação da reatância série constante do dispositivo (X_{CSC}), de maneira a modificar os fluxos de potências ativa e reativa. Assim, a impedância de uma linha de transmissão entre quaisquer barras k e m do sistema elétrico, após a inclusão do dispositivo, será dada pela equação (3.4).

$$Z_{kmef} = R_{km} + j(X_{km} - X_{CSC}) = R_{km} + jX_{kmef} \quad (3.4)$$

Porém, para fins de uniformização será utilizada a sua admitância conforme equação (3.4.a), que foi o mesmo critério adotado na dedução dos coeficientes de sensibilidade de potência ativa e reativa no Capítulo 2.

$$Y_{kmef} = \frac{1}{Z_{kmef}} = \frac{R_{km}}{(R_{km}^2 + X_{kmef}^2)} - j \frac{X_{kmef}}{(R_{km}^2 + X_{kmef}^2)} = g_{kmef} + b_{kmef} \quad (3.4.a)$$

A corrente e a potência complexa que fluem nesta linha de transmissão são dadas pelas equações (3.5) e (3.6), respectivamente.

$$\tilde{I}_{km} = Y_{kmef}(\tilde{V}_k - \tilde{V}_m) \quad (3.5)$$

$$\tilde{S}_{km} = \tilde{V}_k(\tilde{I}_{km})^* = P_{km} + jQ_{km} \quad (3.6)$$

De modo semelhante ao procedimento realizado no Capítulo 2 para as equações (2.28) e (2.29), os fluxos de potência ativa e reativa na linha de transmissão com o TCSC instalado são dados pelas equações (3.7) e (3.8), respectivamente.

$$P_{km} = V_k^2 g_{kmef} - V_k V_m g_{kmef} \cos \theta_{km} - V_k V_m b_{kmef} \sin \theta_{km} \quad (3.7)$$

$$Q_{km} = -V_k^2 b_{kmef} + V_k V_m b_{kmef} \cos \theta_{km} - V_k V_m g_{kmef} \sin \theta_{km} \quad (3.8)$$

Nas equações (3.9) e (3.14) são mostradas as formas linearizadas dos respectivos coeficientes de potência ativas e reativas das equações (3.7) e (3.8). Como realizado no capítulo anterior, os termos de ordem igual ou superior a dois foram desprezados.

$$\Delta P_{km} = A1_{km} \Delta(\theta_{km}) + A2_{km} \Delta V_k + A3_{km} \Delta V_m + A4_{km} \Delta X_{CSC} \quad (3.9)$$

$$A1_{km} = \left(\frac{\partial P_{km}}{\partial(\theta_{km})} \right) = V_k V_m g_{kmef} \sin \theta_{km} - V_k V_m b_{kmef} \cos \theta_{km} \quad (3.10)$$

$$A2_{km} = \left(\frac{\partial P_{km}}{\partial(V_k)} \right) = 2V_k g_{kmef} - V_m g_{kmef} \cos \theta_{km} - V_m b_{kmef} \sin \theta_{km} \quad (3.11)$$

$$A3_{km} = \left(\frac{\partial P_{km}}{\partial(V_m)} \right) = V_k g_{kmef} \cos \theta_{km} - V_k b_{kmef} \sin \theta_{km} \quad (3.12)$$

$$A4_{km} = \left(\frac{\partial P_{km}}{\partial(X_{CSC})} \right) = \frac{2R_{km} X_{kmef}}{|Z_{kmef}|^4} (V_k^2 - V_k V_m \cos \theta_{km}) + \frac{(-R_{km}^2 + X_{kmef}^2)}{|Z_{kmef}|^4} (V_k V_m \sin \theta_{km}) \quad (3.13)$$

Neste ponto dois novos coeficientes são definidos, um coeficiente ativo $A4_{km}$ e outro coeficiente reativo $R4_{km}$, que ponderam respectivamente as

variações dos fluxos de potências ativa e reativa devido às variações na reatância do TCSC.

$$\Delta Q_{km} = R1_{km}\Delta(\theta_{km}) + R2_{km}\Delta V_k + R3_{km}\Delta V_m + R4_{km}\Delta X_{CSC} \quad (3.14)$$

$$R1_{km} = \left(\frac{\partial Q_{km}}{\partial(\theta_{km})} \right) = -V_k V_m b_{kmef} \text{sen}\theta_{km} - V_k V_m g_{kmef} \text{cos}\theta_{km} \quad (3.15)$$

$$R2_{km} = \left(\frac{\partial Q_{km}}{\partial(V_k)} \right) = -2V_k b_{kmef} - V_m b_{kmef} \text{cos}\theta_{km} - V_m g_{kmef} \quad (3.16)$$

$$R3_{km} = \left(\frac{\partial Q_{km}}{\partial(V_m)} \right) = V_k b_{kmef} \text{cos}\theta_{km} - V_k g_{kmef} \text{sen}\theta_{km} \quad (3.17)$$

$$R4_{km} = \left(\frac{\partial Q_{km}}{\partial(X_{CSC})} \right) = \frac{-2R_{km}X_{kmef}}{|Z_{kmef}|^4} (V_k V_m \text{sen}\theta_{km}) + \frac{(-R_{km}^2 + X_{kmef}^2)}{|Z_{kmef}|^4} (V_k^2 - V_k V_m \text{cos}\theta_{km}) \quad (3.18)$$

O comportamento dinâmico do TCSC é completamente descrito pela equação (3.19) obtida da substituição de (3.9) em (3.3).

$$\Delta \dot{X}_{CSC} = K1_{CSC}\Delta X_{CSC} + K2_{CSC}\Delta \theta_{km} + K3_{CSC}\Delta V_k + K4_{CSC}\Delta V_m + K5_{CSC}\Delta X_{ref} \quad (3.19)$$

$$K1_{CSC} = \frac{(-K_{TCSC}A4_{km}-1)}{T_{TCSC}} \quad (3.20)$$

$$K2_{CSC} = \frac{(-K_{TCSC}A1_{km})}{T_{TCSC}} \quad (3.21)$$

$$K3_{CSC} = \frac{(-K_{TCSC}A2_{km})}{T_{TCSC}} \quad (3.22)$$

$$K4_{CSC} = \frac{(-K_{TCSC}A3_{km})}{T_{TCSC}} \quad (3.23)$$

$$K5_{CSC} = \frac{1}{T_{TCSC}} \quad (3.24)$$

Caso o sistema multimáquinas em estudo contemple vários dispositivos TCSC instalados, as constantes definidas na equação (3.19) podem ser agrupadas na forma matricial de acordo com o conjunto de equações (3.25) a (3.28). Para isso considere um sistema multimáquinas com ng geradores, nb barras e nt dispositivos TCSC instalados em linhas de transmissão que interligam barras iniciais (designadas por “ nb inicial”) e finais (designadas por “ nb final”), definidas de acordo com o sentido do fluxo de potência na referida linha de transmissão.

$$[K1_{CSC}]_{nt \times nt} = \begin{bmatrix} K1_{CSC1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & K1_{CSC2} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & K1_{CSCnt} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$[K2_{CSC}]_{1 \times nb} = \begin{cases} K2_{CSC}(nt, nb \text{ inicial}) = -K2_{CSC} \\ K2_{CSC}(nt, nb \text{ final}) = K2_{CSC} \\ K2_{CSC}(nt, nb) = 0 \end{cases} \quad (3.26)$$

$$[K34_{CSC}]_{1 \times nb} = \begin{cases} K34_{CSC}(nt, nb \text{ inicial}) = K3_{CSC} \\ K34_{CSC}(nt, nb \text{ final}) = K4_{CSC} \\ K34_{CSC}(nt, nb) = 0 \end{cases} \quad (3.27)$$

$$[K5_{CSC}]_{nt \times nt} = \begin{bmatrix} K5_{CSC1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & K5_{CSC2} & & \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & & & K5_{CSCnt} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

O conjunto de equações (3.25) a (3.28) e a equação matricial (2.76) podem ser agrupados de forma a obter-se a equação matricial (3.29), que representa o comportamento das variáveis dinâmicas do Modelo de Sensibilidade de Potência para sistemas multimáquinas com a consideração de múltiplos dispositivos TCSC. Para a representação das equações algébricas do modelo considere as equações (3.30) e (3.31) que mostram a regra de formação das sub-matrizes $A4_{Tkm}$ e $R4_{Tkm}$, que representam, respectivamente, o efeito da reatância do dispositivo no balanço de potência ativa e reativa em cada barra do sistema.

$$\begin{bmatrix} [\Delta\dot{\omega}] \\ [\Delta\dot{\delta}] \\ [\Delta E'_q] \\ [\Delta E'_{fd}] \\ [\Delta X_{CSC}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [J1] & [0]_{4ng \times nt} \\ [0]_{nt \times 4ng} & [K1_{CSC}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Delta\omega] \\ [\Delta\delta] \\ [\Delta E'_q] \\ [\Delta E'_{fd}] \\ [\Delta X_{CSC}] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [J2] \\ [K2_{CSC}] & [K34_{CSC}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Delta\theta] \\ [\Delta V] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [B1] & [0]_{4ng \times nt} \\ [0]_{nt \times 4ng} & [K5_{CSC}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Delta P_m] \\ [\Delta V_{ref}] \\ [\Delta P_L] \\ [\Delta Q_L] \\ [\Delta X_{ref}] \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$[A4_{Tkm}]_{nb \times 1} = \begin{cases} A4_{Tkm} (nb \text{ inicial}, nt) = -A4_{km} \\ A4_{Tkm} (nb \text{ final}, nt) = A4_{km} \\ A4_{Tkm} (nb, nt) = 0 \end{cases} \quad (3.30)$$

$$[R4_{Tkm}]_{nb \times 1} = \begin{cases} R4_{Tkm} (nb \text{ inicial}, nt) = -R4_{mk} \\ R4_{Tkm} (nb \text{ final}, nt) = -R4_{mk} \\ R4_{Tkm} (nb, nt) = 0 \end{cases} \quad (3.31)$$

Através das equações (3.9), (3.14) e (3.31) é obtida a forma matricial das equações algébricas, como mostrado em (3.32); tais equações algébricas representam o balanço de fluxo de potências ativa e reativa ao longo do tempo.

$$\begin{bmatrix} [0] \\ [0] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [J3] & [A4_{Tkm}] \\ [R4_{Tkm}] & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Delta\omega] \\ [\Delta\delta] \\ [\Delta E'_q] \\ [\Delta E'_{fd}] \\ [\Delta X_{CSC}] \end{bmatrix} + [J4] \begin{bmatrix} [\Delta\theta] \\ [\Delta V] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [B2] & [0]_{2ng \times nt} \\ [0]_{2ng \times nt} & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Delta P_m] \\ [\Delta V_{ref}] \\ [\Delta P_L] \\ [\Delta Q_L] \\ [\Delta X_{ref}] \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

A matriz **J4** possui a mesma lei de formação dada no Capítulo 2, pelo conjunto de equações (2.78) a (2.81), sendo que somente os coeficientes são modificados devido à presença da reatância do TCSC. Assim, as equações (3.29) e (3.32), podem ser expressas de uma maneira compacta conforme mostrado em (3.33).

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{x}_T \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J1_T & J2_T \\ J3_T & J4_T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_T \\ \Delta z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B1_T \\ B2_T \end{bmatrix} [\Delta u_T] \quad (3.33)$$

Sendo:

$$J1_T = \begin{bmatrix} [J1] & [0]_{4ng \times nt} \\ [0]_{nt \times 4ng} & [K1_{CSC}] \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

$$J2_T = \begin{bmatrix} [J2] \\ [K2_{CSC}] & [K34_{CSC}] \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$J3_T = \begin{bmatrix} [J3] & [A4_{Tkm}] \\ [R4_{Tkm}] \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$$J4_T = [J4] \quad (3.37)$$

$$B1_T = \begin{bmatrix} [B1] & [0]_{4ng \times nt} \\ [0]_{nt \times 4ng} & [K5_{CSC}] \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$$B2_T = \begin{bmatrix} [B2] & [0]_{2ng \times nt} \\ [0]_{2ng \times nt} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

A representação da equação (3.33) no espaço de estados é obtida da eliminação do vetor de variáveis algébricas Δz , fornecendo a equação (3.40).

$$\Delta \dot{x}_T = (J1_T - J2_T \cdot J4_T^{-1} \cdot J3_T) \cdot \Delta x_T + (B1_T - J2_T \cdot J4_T^{-1} \cdot B2_T) \Delta u_T \quad (3.40)$$

Onde a matriz de estados A é calculada da seguinte forma $(J1_T - J2_T \cdot J4_T^{-1} \cdot J3_T)$, e a matriz de entrada B é igual a $(B1_T - J2_T \cdot J4_T^{-1} \cdot B2_T)$.

3.4 CONCLUSÕES

Uma breve apresentação dos princípios que motivam a utilização dos dispositivos FACTS em Sistemas de Potência foi descrita neste Capítulo. Princípio básico de funcionamento de alguns dispositivos foi apresentado, dando uma atenção especial ao dispositivo TCSC que foi implementado no Modelo de Sensibilidade de Potência. Este foi representado como uma reatância variável, responsável pela compensação série da linha de transmissão.

Sendo uma das propostas deste trabalho o estudo da ação deste dispositivo na estabilidade a pequenas perturbações, suas equações foram linearizadas em torno de um ponto de equilíbrio estável. Foi apresentada a dedução e implementação de modelos dinâmicos simples, representados por blocos de primeira ordem, para as variáveis de controle do mesmo.

No Capítulo 5 são apresentados os resultados da inclusão do TCSC no sistema teste instável. Através das simulações no domínio do tempo e da frequência algumas conclusões são apresentadas.

4 PROJETO DE CONTROLES SUPLEMENTARES

4.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta os conceitos relevantes à teoria e aplicação de sinais estabilizadores suplementares em Sistemas Elétricos de Potência Multimáquinas. O projeto de dispositivos ESP (Estabilizadores de Sistemas de Potência) para geradores síncronos e a sua inclusão no Modelo de Sensibilidade de Potência também serão apresentados. O ESP será inicialmente projetado pela teoria de controle clássico, utilizando o método de compensação de fase. A análise dos fatores de participação será utilizada para a escolha da melhor localização do ESP no sistema analisado. Posteriormente um novo projeto para controladores ESP e POD (*Power Oscillation Damping*) para dispositivos FACTS TCSC será realizado simultaneamente, utilizando a teoria de controle moderno com o objetivo de encontrar um controlador mais robusto às variações de carga do sistema. Para alcançar esta estabilidade robusta, a nova metodologia utilizará um modelo politópico e uma taxa de amortecimento mínimo para os modos de oscilação do sistema com os controladores em operação. Outro objetivo pretendido com a segunda metodologia de projeto é a descentralização da estrutura dos controladores projetados, quando optar-se pelo projeto de dois ou mais destes controladores de forma simultânea.

4.2 PROJETO DE CONTROLADOR ESP UTILIZANDO TÉCNICAS DE CONTROLE CLÁSSICO

O ESP (Estabilizador de Sistema de Potência) atua no sistema de excitação dos geradores injetando um sinal estabilizante suplementar à malha de controle do regulador automático de tensão. Com isso, fornece amortecimento às oscilações do rotor da máquina geradora (ANDERSON; FOUAD, 1993; KUNDUR, 1994; DEMELLO; CONCÓRDIA, 1969; LARSEN; SWANN, 1981).

As variações da velocidade angular dos geradores são geralmente utilizadas como sinal de entrada deste dispositivo (visto que, com a instalação do ESP próximo ao gerador, este sinal é obtido localmente). Uma

característica do torque elétrico produzido pelo gerador é o atraso de fase devido aos atrasos produzidos pelo regulador de tensão, circuito de campo da máquina e também o atraso de fase do sistema de transmissão daí o nome como é conhecida $GEP(s)$: influências do Gerador, sistema de Excitação e sistema de Potência (ou sistema de transmissão). Além de definir o atraso de fase, a função $GEP(s)$ também expressa às características de ganho do controlador (DEMELLO; CONCÓRDIA, 1969).

Por isso, para uma introdução efetiva de amortecimento ao sistema elétrico, a estrutura do controlador é composta por blocos de avanço-atraso de fase (*lead-lag*) utilizados para compensar o atraso de fase que ocorre entre a entrada do regulador automático de tensão (no qual é adicionado o sinal estabilizante ΔV_{Sup} gerado pelo controlador) e o laço eletromecânico da máquina onde ocorre a ação de controle. Além de uma rede de compensação de fase, o controlador deve possuir um bloco *washout* que permite somente a passagem de sinais de baixas frequências (para o caso de sistemas de potência, na ordem de 0,8Hz a 2,0Hz, relacionados aos modos locais de interesse). O valor do ganho K_{PSS} , é ajustado para fornecer um amortecimento adequado aos modos oscilatórios instáveis ou pouco amortecidos do sistema elétrico, na Figura 4.1 (PUPIN, 2009) é ilustrada a estrutura básica do ESP utilizado neste trabalho.

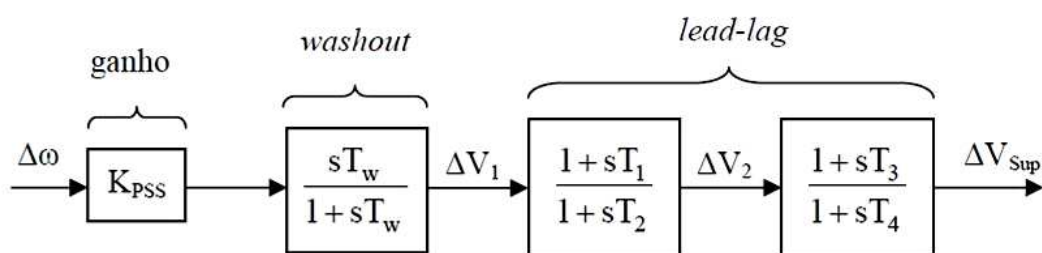


Figura 4.1 – Estrutura básica do ESP.

O problema de projeto de tal controlador é calcular os parâmetros dos blocos de avanço-atraso de fase, do bloco *washout* e do ganho de realimentação de tal modo que o controlador possa fornecer uma compensação de fase adequada para uma faixa de frequências de interesse (a qual está relacionada à frequência dos modos de oscilação). É importante lembrar que tal metodologia

proposta em Demello e Concórdia (1969) garante amortecimento apenas aos modos presentes no ponto de operação utilizado no projeto (pois o controlador é projetado para apenas uma condição de carregamento do sistema), sendo necessário, portanto, a aplicação de procedimentos de sintonia ao controlador, uma etapa posterior à de projeto (LARSEN; SWANN, 1981). Contudo, a execução de tal prática tem sido uma tarefa cada vez mais difícil para os engenheiros da área devido aos aumentos consideráveis na complexidade da operação dos sistemas de potência atribuídos, por exemplo, aos seguintes fatores:

- Expansão natural do setor eletroenergético (construção de novas linhas de transmissão e unidades geradoras, interconexões entre blocos de energia elétrica, surgimento de novos centros de carga, entre outros);
- A grande quantidade de controladores de amortecimento em operação nos sistemas de potência atuais;
- A utilização de controladores de amortecimento com princípios de operação diferentes entre si (como por exemplo, o emprego simultâneo em um sistema de potência de controladores do tipo ESP e dispositivos FACTS).

Com o passar dos anos, várias técnicas baseadas na teoria de controle clássico foram desenvolvidas para o projeto de controladores de amortecimento do tipo ESP, com o objetivo de tentar minimizar os problemas acima citados.

4.2.1 Inclusão do ESP no MSP

Neste trabalho a variação da velocidade angular do gerador genérico k ($\Delta\omega_k$) é escolhida como entrada do ESP, pois é um sinal com grande participação nos modos locais de oscilação (DEMELLO; CONCÓRDIA, 1969; LARSEN; SWANN, 1981).

A partir do diagrama mostrado na Figura 4.1 podem ser obtidas as equações do ESP apresentadas na sequência (PUPIN, 2009).

$$\Delta\dot{V}_{1k} = K_{PSS}\Delta\dot{\omega}_k - \frac{1}{T_w}\Delta V_{1k} \quad (4.1)$$

$$\Delta\dot{V}_{2k} = \frac{T_1}{T_2}\Delta\dot{V}_{1k} - \frac{1}{T_2}\Delta V_{1k} - \frac{1}{T_2}\Delta V_{2k} \quad (4.2)$$

$$\Delta\dot{V}_{Supk} = \frac{T_3}{T_4}\Delta\dot{V}_{2k} - \frac{1}{T_4}\Delta V_{2k} - \frac{1}{T_4}\Delta V_{Supk} \quad (4.3)$$

A aceleração angular (equação (4.4)) é função da variação da velocidade angular ($\Delta\omega_k$) na forma linearizada (equação (2.56)) e da variação da potência ativa do gerador k (equação (4.5)).

$$\Delta\dot{\omega}_k = \frac{1}{M_k}(\Delta P_{Meck} - \Delta P_{Gk} - D_k\Delta\omega_k) \quad (4.4)$$

$$\Delta P_{Gk} = A1_{Gk}\Delta(\delta_k - \theta_k) + A2_{Gk}\Delta E'_{qk} + A3_{Gk}\Delta V_k \quad (4.5)$$

Substituindo a equação (4.5) em (4.4) tem-se a expressão completa da variação angular do gerador k onde o ESP foi instalado e, substituindo-a nas equações (4.1) a (4.3) resulta nas variáveis de estado $\Delta\dot{V}_{1k}$, $\Delta\dot{V}_{2k}$ e $\Delta\dot{V}_{Supk}$ conforme apresentadas nas equações (4.6) a (4.8), respectivamente.

$$\begin{aligned} \Delta\dot{V}_{1k} = D \frac{K_{PSS}}{M_k} \Delta\omega_k - A1_{Gk} \frac{K_{PSS}}{M_k} \Delta(\delta_k - \theta_k) - A2_{Gk} \frac{K_{PSS}}{M_k} \Delta E'_{qk} - \frac{1}{T_w} \Delta V_{1k} - \\ A3_{Gk} \frac{K_{PSS}}{M_k} \Delta V_k + \frac{K_{PSS}}{M_k} \Delta P_{Meck} \end{aligned} \quad (4.6)$$

$$\begin{aligned} \Delta\dot{V}_{2k} = -D \frac{K_{PSS} T_1}{M_k T_2} \Delta\omega_k - A1_{Gk} \frac{K_{PSS} T_1}{M_k T_2} \Delta(\delta_k - \theta_k) - A2_{Gk} \frac{K_{PSS} T_1}{M_k T_2} \Delta E'_{qk} + \\ \left(\frac{1}{T_2} - \frac{T_1}{T_2 T_w} \right) \Delta V_{1k} - \frac{1}{T_2} \Delta V_{2k} - A3_{Gk} \frac{K_{PSS} T_1}{M_k T_2} \Delta V_k + \frac{K_{PSS} T_1}{M_k T_2} \Delta P_{Meck} \end{aligned} \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned} \Delta \dot{V}_{\text{Supk}} = & -D \frac{K_{\text{PSS}} T_1 T_3}{M_k T_2 T_4} \Delta \omega_k - A1_{\text{Gk}} \frac{K_{\text{PSS}} T_1 T_3}{M_k T_2 T_4} \Delta(\delta_k - \theta_k) - A2_{\text{Gk}} \frac{K_{\text{PSS}} T_1 T_3}{M_k T_2 T_4} \Delta E'_{\text{qk}} + \\ & \left(1 - \frac{T_1}{T_w}\right) \frac{T_3}{T_2 T_4} \Delta V_{1k} - \left(1 - \frac{T_3}{T_2}\right) \frac{1}{T_4} \Delta V_{2k} - \frac{1}{T_4} \Delta V_{\text{Supk}} - A3_{\text{Gk}} \frac{K_{\text{PSS}} T_1 T_3}{M_k T_2 T_4} \Delta V_k + \\ & \frac{K_{\text{PSS}} T_1 T_3}{M_k T_2 T_4} \Delta P_{\text{Meck}} \end{aligned} \quad (4.8)$$

No caso do ESP o sinal de saída ($\Delta \dot{V}_{\text{Supk}}$) é inserido no sistema de excitação do gerador síncrono, mais especificamente na malha do regulador automático de tensão RAT, como mostrado no diagrama de blocos da Figura 4.2 (FURINI, 2008)

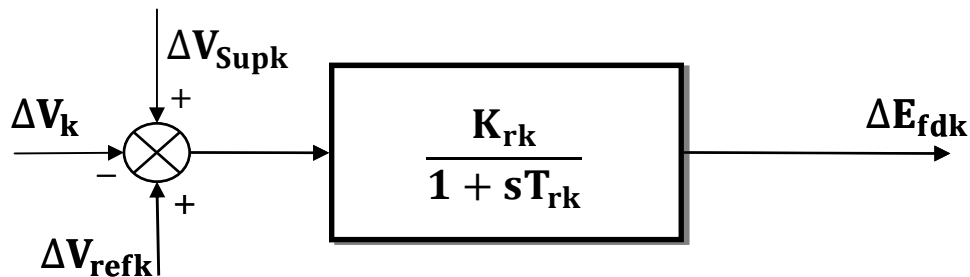


Figura 4.2 – RAT com adição de sinal suplementar.

Na equação (4.9) é apresentado a dinâmica de atuação do RAT com a introdução do sinal suplementar proveniente do ESP, obtida por inspeção da Figura 4.2 (FURINI, 2008).

$$\Delta \dot{E}_{\text{fdk}} = -\frac{1}{T_{\text{rk}}} \Delta E_{\text{fdk}} + \frac{K_{\text{rk}}}{T_{\text{rk}}} \Delta V_{\text{Supk}} + \frac{K_{\text{rk}}}{T_{\text{rk}}} \Delta V_{\text{Refk}} - \frac{K_{\text{rk}}}{T_{\text{rk}}} \Delta V_k \quad (4.9)$$

Na Figura 4.3 (FURINI, 2008) é representado o diagrama de blocos com o dispositivo (PSS sigla em inglês para o ESP) inserido no MSP.

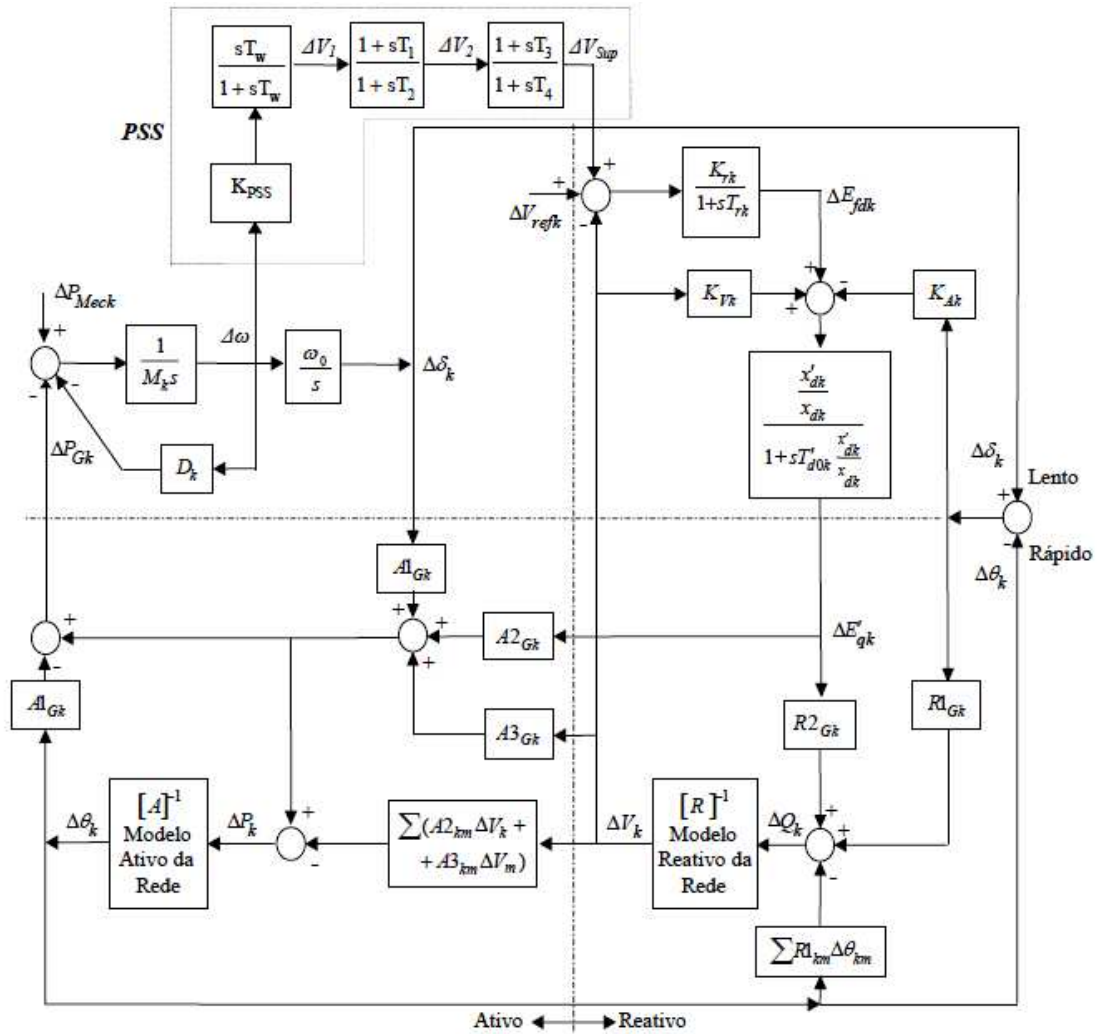


Figura 4.3 – Diagrama de blocos do MSP com o ESP.

Com as equações dinâmicas (4.4) a (4.9), a representação matricial do novo sistema é realizada de acordo com as equações (4.10) e (4.11), onde se tem o sistema elétrico com o controlador em ação.

$$\begin{bmatrix} [\Delta \dot{\omega}] \\ [\Delta \dot{\delta}] \\ [\Delta \dot{E}'_q] \\ [\Delta \dot{E}_{fd}] \\ [\Delta \dot{V}_1] \\ [\Delta \dot{V}_2] \\ [\Delta \dot{V}_{Sup}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [J1] & [0]_{ng \times 2} & [0]_{ng \times 1} \\ [0]_{ng \times 2} & [0]_{ng \times 1} & [0]_{ng \times 1} \\ [0]_{ng \times 2} & [0]_{ng \times 1} & [0]_{ng \times 1} \\ [0]_{ng \times 2} & \begin{bmatrix} K_r \\ T_r \end{bmatrix}_{ng \times 1} & [0]_{ng \times 1} \\ \begin{bmatrix} K_{PSSk} D_k \\ M_k \end{bmatrix}_{1 \times ng} & \begin{bmatrix} K_{PSSk} D_k \\ M_k \end{bmatrix}_{1 \times ng} & \begin{bmatrix} K_{PSSk} D_k \\ M_k \end{bmatrix}_{1 \times ng} \\ \begin{bmatrix} K_{PSSk} D_k \\ M_k \end{bmatrix}_{1 \times ng} & \begin{bmatrix} K_{PSSk} D_k \\ M_k \end{bmatrix}_{1 \times ng} & \begin{bmatrix} K_{PSSk} D_k \\ M_k \end{bmatrix}_{1 \times ng} \\ \begin{bmatrix} K_{PSSk} D_k \\ M_k \end{bmatrix}_{1 \times ng} & \begin{bmatrix} K_{PSSk} D_k \\ M_k \end{bmatrix}_{1 \times ng} & \begin{bmatrix} K_{PSSk} D_k \\ M_k \end{bmatrix}_{1 \times ng} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Delta \omega] \\ [\Delta \delta] \\ [E'_q] \\ [\Delta E_{fd}] \\ [\Delta V_1] \\ [\Delta V_2] \\ [\Delta V_{Sup}] \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} [J2] \\ [J_{PSS}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Delta\theta] \\ [\Delta V] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left[\frac{K_{PSS}}{M_k} \right]_{1 \times ng} & [0]_{1 \times ng} & [0]_{1 \times nb} & [0]_{1 \times nb} \\ \left[\frac{K_{PSS}T_1}{M_kT_2} \right]_{1 \times ng} & [0]_{1 \times ng} & [0]_{1 \times nb} & [0]_{1 \times nb} \\ \left[\frac{K_{PSS}T_1T_3}{M_kT_2T_4} \right]_{1 \times ng} & [0]_{1 \times ng} & [0]_{1 \times nb} & [0]_{1 \times nb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Delta P_m] \\ [\Delta V_{ref}] \\ [\Delta P_L] \\ [\Delta Q_L] \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [J3] & [0]_{2nb \times 3k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Delta\omega] \\ [\Delta\delta] \\ [E'_q] \\ [\Delta E_{fd}] \\ [\Delta V1] \\ [\Delta V2] \\ [\Delta V_{sup}] \end{bmatrix} + [J4] \begin{bmatrix} [\Delta\theta] \\ [\Delta V] \end{bmatrix} + [B2] \begin{bmatrix} [\Delta P_m] \\ [\Delta V_{ref}] \\ [\Delta P_L] \\ [\Delta Q_L] \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Para facilitar o entendimento, as equações (4.10) e (4.11) apresentam a instalação de um único ESP ao sistema teste, mas a implementação computacional realizada permite representar quantos dispositivos forem necessários. As simulações realizadas no Capítulo 5 mostram o comportamento do sistema multimáquinas para a instalação do dispositivo estabilizador em diferentes geradores.

A regra de formação das matrizes A_{PSS} e J_{PSS} são mostradas nas equações (4.12) e (4.13).

$$[A_{PSS}] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_w} & 0 & 0 \\ \left(1 - \frac{T_1}{T_w}\right) \frac{1}{T_2} & -\frac{1}{T_2} & 0 \\ \left(1 - \frac{T_1}{T_w}\right) \frac{T_2}{T_2T_4} & \left(1 - \frac{T_3}{T_2}\right) \frac{1}{T_4} & -\frac{1}{T_4} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

$$[J_{PSS}] = \begin{bmatrix} A1_{Gk} \frac{K_{PSS}}{M_k} & [0]_{1 \times nb-1} & -A3_{Gk} \frac{K_{PSS}}{M_k} & [0]_{1 \times nb-1} \\ A1_{Gk} \frac{K_{PSS}T_1}{M_kT_2} & [0]_{1 \times nb-1} & -A3_{Gk} \frac{K_{PSS}T_1}{M_kT_2} & [0]_{1 \times nb-1} \\ A1_{Gk} \frac{K_{PSS}T_1T_3}{M_kT_2T_4} & [0]_{1 \times nb-1} & -A3_{Gk} \frac{K_{PSS}T_1T_3}{M_kT_2T_4} & [0]_{1 \times nb-1} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Pode ser observado que as equações do ESP complementam a matriz $J1$ (equação (2.82) – Capítulo 2), uma matriz que relaciona as variáveis de estado. Isto pode ser melhor visualizado na equação (4.14) que denota em forma reduzida as equações (4.10) e (4.11).

$$\begin{bmatrix} [\Delta \dot{X}_{PSS}] \\ [0] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [J1_{PSS}] & [J2_{PSS}] \\ [J3] & [J4] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\Delta X_{PSS}] \\ [\Delta Z] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [B1_{PSS}] \\ [B2] \end{bmatrix} [\Delta u] \quad (4.14)$$

Sendo:

$$[J1_{PSS}] = \begin{bmatrix} & & & & [0]_{ng \times 2} & [0]_{ng \times 1} \\ & & & & [0]_{ng \times 2} & [0]_{ng \times 1} \\ & & [J1] & & [0]_{ng \times 2} & [0]_{ng \times 1} \\ & & & & [0]_{ng \times 2} & \begin{bmatrix} K_r \\ T_r \end{bmatrix}_{ng \times 1} \\ \begin{bmatrix} \frac{K_{PSSk} D_k}{M_k} \end{bmatrix}_{1 \times ng} & \begin{bmatrix} \frac{K_{PSSk} D_k}{M_k} \end{bmatrix}_{1 \times ng} & \begin{bmatrix} \frac{K_{PSSk} D_k}{M_k} \end{bmatrix}_{1 \times ng} & [0]_{1 \times ng} & & \\ \begin{bmatrix} \frac{K_{PSSk} D_k}{M_k} \end{bmatrix}_{1 \times ng} & \begin{bmatrix} \frac{K_{PSSk} D_k}{M_k} \end{bmatrix}_{1 \times ng} & \begin{bmatrix} \frac{K_{PSSk} D_k}{M_k} \end{bmatrix}_{1 \times ng} & [0]_{1 \times ng} & [A_{PSS}]_{3 \times 3} & \\ \begin{bmatrix} \frac{K_{PSSk} D_k}{M_k} \end{bmatrix}_{1 \times ng} & \begin{bmatrix} \frac{K_{PSSk} D_k}{M_k} \end{bmatrix}_{1 \times ng} & \begin{bmatrix} \frac{K_{PSSk} D_k}{M_k} \end{bmatrix}_{1 \times ng} & [0]_{1 \times ng} & & \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$[J2_{PSS}] = \begin{bmatrix} [J2] \\ [J_{PSS}] \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$[B1_{PSS}] = \begin{bmatrix} & & [B1] & & \\ \begin{bmatrix} \frac{K_{PSS}}{M_k} \end{bmatrix}_{1 \times ng} & [0]_{1 \times ng} & [0]_{1 \times nb} & [0]_{1 \times nb} \\ \begin{bmatrix} \frac{K_{PSS} T_1}{M_k T_2} \end{bmatrix}_{1 \times ng} & [0]_{1 \times ng} & [0]_{1 \times nb} & [0]_{1 \times nb} \\ \begin{bmatrix} \frac{K_{PSS} T_1 T_3}{M_k T_2 T_4} \end{bmatrix}_{1 \times ng} & [0]_{1 \times ng} & [0]_{1 \times nb} & [0]_{1 \times nb} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

A representação na forma de espaço de estado é obtida pela eliminação do vetor composto por variáveis algébricas em (4.14), obtendo-se a equação (4.18), onde a matriz de estados “**A**” será dada por $(\mathbf{J1}_{PSS} - \mathbf{J2}_{PSS}\mathbf{J4}^{-1}\mathbf{J3})$ e a matriz de entradas “**B**” é dada por $(\mathbf{B1}_{PSS} - \mathbf{J2}\mathbf{J4}^{-1}\mathbf{B2})$.

$$\Delta\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\Delta\mathbf{x} + \mathbf{B}\Delta\mathbf{u} \quad (4.18)$$

4.3 PARÂMETROS DO CONTROLADOR ESP

As técnicas de controle clássico como o método de compensação de fase, são empregadas aqui para a determinação dos parâmetros do ESP (DEMELLO; CONCÓRDIA, 1969; LARSEN; SWANN, 1981). Tal metodologia consiste no ajuste dos parâmetros compensando o atraso de fase da função de transferência $GEP(s)$, que representa os efeitos dinâmicos dos geradores, sistema de excitação, sistema de transmissão e cargas, para uma determinada frequência de interesse (DEMELLO; CONCÓRDIA, 1969).

A função de transferência $GEP(s)$ é obtida da malha de controle de tensão e é determinada pela malha reativa do MSP, a qual é representada pela Figura 4.4 (FURINI, 2008).

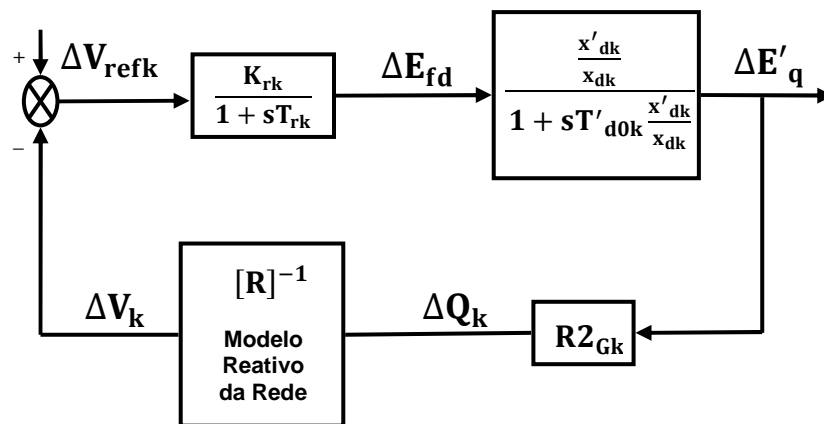


Figura 4.4 - Malha reativa do MSP multimáquinas.

O bloco $[R]^{-1}$ representa o modo reativo do sistema de transmissão, composto pelos coeficientes reativos do sistema de transmissão, de acordo com a equação (4.19).

$$[R]^{-1} = \frac{1}{-R3_{Gk} + \sum R2_{km}} \quad (4.19)$$

A expressão da função $GEP(s)$ é obtida utilizando-se a Figura 4.4 onde a entrada são as variações da tensão de referência do RAT. A saída são as variações da tensão interna do gerador k que aparece multiplicada pela constante $A2_{Gk}$ para a formação do torque elétrico (FURINI, 2008) (equação (4.20)).

$$GEP(s) = A2_{Gk} \frac{\Delta E'_{qk}}{\Delta V_{Refk}} = A2_{Gk} \frac{K_{rk} \left(\frac{X'_{dk}}{X_{dk}} \right) [R]^{-1}}{(1+sT_{rk}) \left(\frac{1+sT'_{dok} X'_{dk}}{X_{dk}} \right) [R]^{-1} + R2_{Gk} K_{rk} \left(\frac{X'_{dk}}{X_{dk}} \right)} \quad (4.20)$$

As características de fase do ESP são obtidas a partir da solução da equação (4.21), onde ω_{nlek} é a frequência natural do laço eletromecânico (equação (4.22)).

$$\angle ESP(j\omega_{nlek}) + \angle GEP(j\omega_{nlek}) = 0 \quad (4.21)$$

$$\omega_{nlek} = \sqrt{\frac{K1_k \omega_0}{M_k}} \quad (4.22)$$

Na equação (4.22) $K1_k$ representa o coeficiente de torque de sincronização do laço eletromecânico da máquina geradora k . A equação (4.23) fornece o valor de $K1_k$ para o MSP. Esta expressão é obtida da equação característica do laço eletromecânico (DECKMANN; da COSTA, 1993; FURINI, 2008).

$$K1_k = \frac{A1_{Gk} \sum A1_{km}}{A1_{Gk} + \sum A1_{km}} \quad (4.23)$$

Especificando-se as constantes de tempo $T_2=T_4$ (geralmente entre 0,02 a 0,015 segundos (DEMELLO; CONCÓRDIA, 1969; LARSEN; SWANN, 1981)), são obtidos os valores de $T_1=T_3$ de acordo com a equação (4.24)

$$T1_k = \frac{\omega_{nlek} T2_k \frac{\text{imag}(GEP(j\omega_{nlek}))}{2(\text{real}(GEP(j\omega_{nlek}))}}{\omega_{nlek}} \quad (4.24)$$

Para o ajuste dos parâmetros do controlador será considerado que este compensa totalmente o atraso de fase da função $GEP(s)$. Assim, o torque elétrico gerado pelo mesmo estará em fase com a velocidade angular do gerador, denominado ΔP_{Gk} na Figura 4.5 (FURINI, 2008).

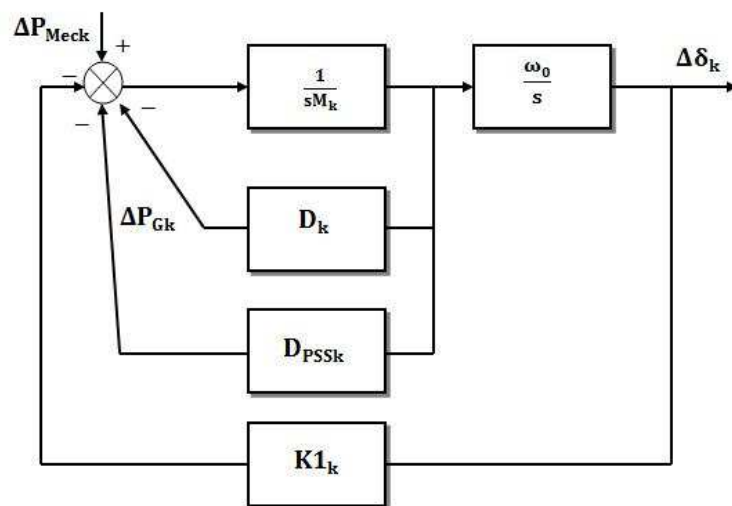


Figura 4.5 – Diagrama de blocos do laço eletromecânico – Amortecimento puro inserido pelo ESP.

Para o cálculo do coeficiente D_{PSS} é especificado um valor para o amortecimento desejado ξ_{des} ao modo oscilatório de interesse, como na equação (4.25). O ganho do dispositivo ESP é então obtido pela substituição da equação (4.25) em (4.26).

$$D_{PSSk} = 2\omega_{nlek}M_k \quad (4.25)$$

$$K_{PSSk} = \frac{D_{PSSk}}{|GEP(j\omega_{nlek})| \left| \frac{1+sT1_k}{1+sT2_k} \right|^2} \quad (4.26)$$

4.4 TEORIA DOS RESÍDUOS

Esta teoria torna possível encontrar o melhor ponto para a instalação do dispositivo FACTS/POD no sistema de potência, bem como otimizar o ajuste do parâmetro do controlador para uma atuação mais efetiva em um determinado modo oscilatório. Cabe salientar que esta teoria se preocupa apenas com os polos de interesse (instáveis ou fracamente amortecidos). Então esta pode falhar caso exista um zero da função de transferência de malha aberta do sistema mal localizado (por exemplo, no semiplano direito do plano complexo), pois este irá atrair os polos da função de transferência de malha fechada, dificultando (ou até mesmo impedindo) a introdução efetiva de amortecimento.

Na Figura 4.6 (FURINI, 2008) é representada a função de transferência de um sistema elétrico de potência ($SEP(s)$) realimentado por um controlador POD (Função de transferência $KH(s)$), através da análise dos resíduos da função de transferência de malha aberta é possível determinar a melhor localização dos dispositivos FACTS e ESP (FURINI, 2008; MARTINS; LIMA, 1990; SADIKOVIC, 2004).

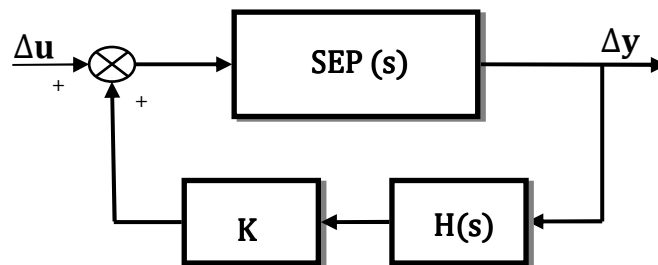


Figura 4.6 – Função de transferência do sistema de potência com controlador POD.

A função $G(s)$ dará a resposta dinâmica do sistema (Δy) quando da ocorrência de alguma perturbação em uma das entradas do sistema (Δu), como representado pela equação (4.27).

$$G(s) = \frac{\Delta y(s)}{\Delta u(s)} = C \frac{\text{adj}(sI-A)}{\det(sI-A)} B + D \quad (4.27)$$

A matriz “**A**” (matriz de estados do sistema) possui os autovalores (λ_i) que representam todos os valores da variável “ s ” que satisfazem a equação $\det(\mathbf{A} - \lambda\mathbf{I}) = \mathbf{0}$. Estes autovalores podem assumir valores reais ou complexos (neste caso sempre se apresentam em pares conjugados). Os autovalores reais descrevem exponenciais, enquanto que os pares complexos conjugados definem modos oscilatórios com uma taxa de amortecimento (ξ) e frequência natural não amortecida (ω_n). Na equação (4.28) é mostrada a forma de obtenção destes parâmetros (FURINI, 2008).

$$\lambda_i = \sigma_i \pm j\omega_i \Rightarrow \begin{cases} \omega_n = |\lambda_i| = \sqrt{\sigma_i^2 + \omega_i^2} \\ \xi = -\frac{\sigma_i}{\sqrt{\sigma_i^2 + \omega_i^2}} \end{cases} \quad (4.28)$$

A localização dos autovalores da matriz de estados no plano complexo define a estabilidade ou não do sistema em estudo. Segundo o Primeiro Método de Lyapunov se todos os autovalores da matriz de estados “**A**” possuírem parte real negativa, o sistema é considerado estável, para isso todos os autovalores estão situados no semiplano esquerdo do plano complexo. Se pelo menos um autovalor possuir parte real positiva (autovalor situado no semiplano direito do plano complexo), o sistema será considerado instável para aquele ponto de operação. Para o caso de sistemas elétricos com alto carregamento, a situação crítica para a ocorrência da instabilidade é a falta de amortecimento relacionada a algum modo oscilatório (ANDERSON; FOUAD, 1993, KUNDUR, 1994).

Através dos fatores de participação P_{ki} , é possível determinar a influência de uma variável de estado qualquer em um modo oscilatório utilizando a equação (4.29).

$$P_{ki} = \varphi_{ki} \psi_{ik} \quad (4.29)$$

Na equação (4.29) ψ_{ik} é o autovetor direito relativo á variável de estado k , enquanto que φ_{ik} é o autovetor esquerdo relacionado ao modo oscilatório i , definindo assim a participação P_{ki} de uma variável k na oscilação do

modo i . Utilizando-se os resíduos da função de transferência $G(s)$ é possível obter informações sobre controlabilidade e observabilidade da entrada e saída do controlador. Estes resíduos são obtidos pela expansão da função de transferência $G(s)$ (equação (4.27)) em frações parciais em função da matriz \mathbf{C} (matriz relacionada com a observabilidade do sistema linear), da matriz \mathbf{B} (matriz associada à controlabilidade do sistema linear) e dos autovetores esquerdo e direito, como mostrado na equação (4.30) (FURINI, 2008; MARTINS; LIMA, 1990; SADIKOVIC, 2004).

$$G(s) = \frac{\Delta y(s)}{\Delta u(s)} = \sum_{i=1}^n \frac{\mathbf{C} \boldsymbol{\varphi}_i \boldsymbol{\psi}_i \mathbf{B}}{(s-\lambda_i)} = \sum_{i=1}^n \frac{R_i}{(s-\lambda_i)} \quad (4.30)$$

Para cada termo i tem-se um escalar chamado resíduo R_i que dá a participação de um sistema de controle em um modo oscilatório entre os sinais de saída $\mathbf{y}(s)$ e entrada $\mathbf{u}(s)$. O resíduo R_i é definido como o produto entre a observabilidade de uma entrada j presente na matriz \mathbf{C} e a controlabilidade de uma saída k na matriz \mathbf{B} , associados a um determinado autovalor, como expresso na equação (4.31) (FURINI, 2008; MARTINS; LIMA, 1990; SADIKOVIC, 2004).

$$\text{Obser} = \mathbf{C}_j \boldsymbol{\varphi}_i$$

$$\text{Cont} = \boldsymbol{\psi}_i \mathbf{B}_k \quad (4.31)$$

$$R_{i_{jk}} = \text{Obser} \cdot \text{Cont}$$

O controlador deve ser então instalado no sistema, de forma a melhorar o modo oscilatório de interesse. O deslocamento sofrido pelo autovalor devido à atuação de um controlador é descrito pela equação (4.32), a variação do autovalor é proporcional ao valor absoluto do resíduo, ou seja, quanto maior o resíduo associado ao autovalor, maior será o deslocamento alcançado e, conseqüentemente, maior o amortecimento obtido.

$$\Delta \lambda_i = R_{i_{jk}} \text{KH}(\lambda_i) \quad (4.32)$$

4.5 PROJETO SIMULTÂNEO DE CONTROLADORES POD E ESP UTILIZANDO TÉCNICAS DE CONTROLE ROBUSTO

Embora as técnicas de controle clássico sejam ainda muito utilizadas para projeto de controladores de amortecimento, os sistemas de potência abriram um leque de oportunidades para o desenvolvimento e aplicação de novas técnicas de controle moderno que, geralmente, são fundamentadas na análise e projeto de sistemas representados no domínio do tempo. Tais técnicas são uma alternativa para aumentar a robustez dos controladores e garantir formalmente seu desempenho frente às variações nas condições de operação.

Dentre as vertentes da teoria de controle moderno destaca-se o controle robusto. A teoria de controle robusto foi desenvolvida para lidar com a crescente complexidade dos sistemas de controle atuais. Esta teoria trata problemas de projetos de controladores que satisfaçam, por exemplo, a estabilidade robusta e algum critério de desempenho para o sistema operando com os controladores. Desta maneira pode-se garantir que o controlador projetado opere satisfatoriamente (obedecendo a um critério de desempenho mínimo) em um sistema de potência sujeito a variações nas suas condições de operação (atendendo a um requisito de robustez). A metodologia de projeto adotada nesta seção busca a estabilidade robusta através de um modelo politópico do sistema de potência, e uma taxa de amortecimento mínimo para os modos de oscilação do sistema com os controladores em operação é utilizada como critério de desempenho (KUIAVA, 2007; RAMOS, et al, 2004). Além disso, quando se pretende projetar, simultaneamente, dois ou mais controladores, tal metodologia de projeto garante a descentralização da estrutura dos controladores projetados. Restrições na forma de desigualdades matriciais lineares são utilizadas para tratar com os requisitos de projeto citados anteriormente. Nas próximas seções mais detalhes sobre esta metodologia serão apresentados.

4.5.1 As Desigualdades Matriciais Lineares

A forma geral de uma Desigualdade Matricial Linear (LMI do inglês, *Linear Matrix Inequality*) pode ser definida como segue (BOYD, et al, 1994).

Definição (LMI): Uma desigualdade matricial linear tem a seguinte estrutura:

$$F(\mathbf{x}) = F_0 + \sum_{i=1}^m x_i F_i > 0, \quad (4.33)$$

Onde $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_m)$ é o vetor de variáveis de decisão e $F_i \in \mathbf{R}^{n \times n}$ com $i = 1, \dots, m$, são matrizes simétricas conhecidas.

A LMI $F(\mathbf{x}) > 0$ deve ser definida positiva para todo $x \neq 0$ (em outras palavras $x^T F(\mathbf{x}) x > 0$ para todo $x \neq 0$). O conjunto de soluções factíveis $\{\mathbf{x} | F(\mathbf{x}) > 0\}$ é um conjunto convexo. Em algumas aplicações é possível encontrar a LMI (4.33) na forma semidefinida positiva, ou seja, $F(\mathbf{x}) \geq 0$. Quando há necessidade de se trabalhar com múltiplas LMIs, a seguinte formulação pode ser utilizada:

$$F_1(\mathbf{x}) \geq 0, \dots, F_k(\mathbf{x}) \geq 0 \Leftrightarrow \text{diag}(F_1(\mathbf{x}), \dots, F_k(\mathbf{x})) \geq 0, \quad (4.34)$$

Normalmente, em problemas de controle, as LMIs não são formuladas na forma canônica, mas sim, na forma de variáveis matriciais, como é o caso, por exemplo, da desigualdade de Lyapunov.

O desenvolvimento das teorias sobre estabilidade de Alexander Lyapunov (1857- 1913) deu origem às primeiras LMIs. Em um de seus trabalhos, Lyapunov mostrou que a estabilidade de um sistema linear invariante no tempo $\dot{\mathbf{x}}(t) = A\mathbf{x}(t)$ poderia ser investigada através de uma função de energia definida como:

$$V(\mathbf{x}) = \mathbf{x}^T P \mathbf{x} \quad (4.35)$$

Sendo P uma matriz simétrica definida positiva.

Essa função é quadrática e satisfaz $V(0) = 0$ e $V(\mathbf{x}) > 0$ para todo $\mathbf{x} \neq 0$. Sendo $\dot{V}(\mathbf{x})$ definida negativa para $\mathbf{x} \neq 0$, então, todas as trajetórias de estado do sistema tendem para a origem $\mathbf{x} = 0$ à medida que $t \rightarrow \infty$ e, dessa forma,

o sistema pode ser dito estável. A derivada da função $V(x)$ em relação aos estados do sistema é igual a:

$$\dot{V}(x) = x^T P \dot{x} + \dot{x}^T P x \Rightarrow x^T (A^T P + PA)x \quad (4.36)$$

Por (4.36) conclui-se que a condição $\dot{V}(x) < 0$ é satisfeita se a matriz $A^T P + PA$ for estritamente definida negativa. Assim, pela teoria da estabilidade de Lyapunov, o sistema $\dot{x}(t) = Ax(t)$ é estável se existir uma matriz $P = P^T$ de modo que as desigualdades matriciais lineares

$$P > 0, \quad (4.37)$$

$$A^T P + PA < 0, \quad (4.38)$$

sejam satisfeitas.

As condições de estabilidade (4.37) e (4.38) correspondem a um tipo especial de LMI denominada na literatura de desigualdade de Lyapunov (BOYD, et al, 1994). Lyapunov mostrou também que esta LMI poderia ser explicitamente resolvida atribuindo-se uma matriz $Q = Q^T > 0$ qualquer e, então resolvendo o sistema linear $A^T P + PA = -Q$ para a variável matricial P . Sendo $\dot{x}(t) = Ax(t)$ um sistema estável, então a solução da equação de Lyapunov é única e a matriz P encontrada é simétrica e definida positiva. Muitos problemas de análise e projeto de controladores são, até hoje, equacionados a partir da teoria de estabilidade de Lyapunov.

Vários outros pesquisadores deram continuidade às pesquisas para o desenvolvimento de LMIs baseados nas idéias propostas por Lyapunov, com isso, muitas contribuições foram alcançadas ao longo da história. As LMIs que até a década de 1940 eram geralmente resolvidas manualmente e aplicadas a pequenos sistemas (segunda ou terceira ordem, por exemplo), tiveram forte avanço e passaram a contar com métodos cada vez mais eficientes para a solução destas.

Hoje já se pode contar com vários pacotes computacionais especialmente desenvolvidos para a resolução de LMIs, como por exemplo, o LMILab

para o *MatLab* que usa o Método Projetivo, criado por Gahinet et al. (1995) para a solução do problema e o *LMITools* presente no *Scilab* e no *MatLab* que usa o Método Primal-Dual desenvolvido por Vandenberghe e Boyd (1994).

4.5.2 O Problema De Controle

Considerando o sistema multimáquinas modelado pelo MSP no Capítulo 2 e representado na sua forma linearizada através da equação (2.90) e repetida novamente aqui pela equação (4.39)

$$\Delta \dot{x} = A\Delta x + B\Delta u \quad (4.39)$$

Onde a matriz **A** representa a matriz de estados do sistema e a matriz **B** representa a matriz de entradas, pode-se afirmar que a estabilidade de um sistema linear invariante no tempo é caracterizada pela posição dos autovalores da matriz **A** no plano complexo. Desde que todos os autovalores estejam posicionados no semiplano esquerdo do plano complexo, todas as trajetórias de (4.39) convergem para a origem $x=0$ à medida que $t \rightarrow \infty$ e, assim, a origem do sistema é o ponto de equilíbrio estável, ou seja, o sistema linearizado é estável. Vale ressaltar que esta é uma análise local, válida apenas numa vizinhança do ponto de equilíbrio do sistema não linear utilizado na obtenção do modelo linearizado.

Desse modo, a estabilidade local (ou estabilidade na vizinhança de um ponto de equilíbrio) de um modelo do sistema de potência é verificada se todos os autovalores do sistema linearizado em relação ao ponto de equilíbrio em estudo satisfazem $\text{Re}(\lambda_i) < 0$ ($i = 1, \dots, n$). Os modos eletromecânicos de oscilação de um sistema de potência são caracterizados por autovalores complexos conjugados, representados na forma $\lambda = \sigma \pm j\omega$, sendo que a parte real fornece o amortecimento e a parte imaginária determina a frequência de oscilação do modo.

Os autovalores da matriz **A** são encontrados a partir das raízes do seu polinômio característico $\det(A - \lambda I) = 0$ ou através de sua forma canônica. No entanto, a estabilidade do sistema (4.39) pode ser investigada através da desigualdade de Lyapunov, a qual não necessita do cálculo direto dos autovalores

da matriz \mathbf{A} . Assim, se tal desigualdade for satisfeita, então, a condição $\text{Re}(\lambda_i) < 0$ é verdadeira para $i = 1, \dots, n$. Incluindo no modelo multimáquinas as respectivas entradas e saídas referentes aos controladores de amortecimento que serão projetados, teremos a seguinte representação para este sistema na forma de espaço de estados:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \quad (4.40)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{g}(\mathbf{x}), \quad (4.41)$$

$$\mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0, \mathbf{u}(0) = \mathbf{u}_0,$$

Onde $\mathbf{u} \in \mathbf{R}^p$ é o vetor de entrada do sistema (onde são adicionados os sinais de controle) e $\mathbf{y} \in \mathbf{R}^q$ é o vetor de saídas do sistema (utilizado como entrada para os controladores). Deste ponto em diante utiliza-se o termo malha aberta para caracterizar um sistema elétrico de potência operando sem a inclusão dos controladores de amortecimento. Por outro lado, utiliza-se o termo malha fechada para evidenciar um sistema elétrico de potência operando com controladores de amortecimento e, assim sendo, o sistema passa a ser representado pela forma (4.40)-(4.41). Uma representação linearizada do sistema (4.40)-(4.41) na vizinhança de um ponto de equilíbrio é apresentada através das equações (4.42) e (4.43) cujo desenvolvimento para se obter estas equações na forma linearizada foi demonstrado no Capítulo 2. Desse modo, chega-se à forma em espaço de estados:

$$\Delta \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \Delta \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \Delta \mathbf{u}(t), \quad (4.42)$$

$$\Delta \mathbf{y}(t) = \mathbf{C} \Delta \mathbf{x}(t), \quad (4.43)$$

Ressalta-se que em (4.42) e (4.43), os vetores $\Delta \mathbf{u}$, $\Delta \mathbf{x}$ e $\Delta \mathbf{y}$ representam desvios com relação aos pontos de equilíbrio em (4.40)-(4.41), da mesma forma que na análise anterior. O controlador de amortecimento utilizado neste trabalho tem a estrutura de realimentação de saída, descrita pelo seguinte equacionamento de espaço de estado (KUIAVA, 2007):

$$\dot{\mathbf{x}}_c(t) = \mathbf{A}_c \mathbf{x}_c(t) + \mathbf{B}_c \mathbf{y}(t) \quad (4.44)$$

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{C}_c \mathbf{x}_c(t), \quad (4.45)$$

Onde $\mathbf{x}_c \in \mathbf{R}^m$ é o vetor que exprime o comportamento das variáveis de estado do controlador. O sistema de malha fechada, composto pelos modelos do sistema (4.42)-(4.43) e do controlador (4.44)-(4.45), pode ser descrito, em espaço de estados, por:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}(t) = \tilde{\mathbf{A}} \tilde{\mathbf{x}}(t), \quad (4.46)$$

$$\tilde{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B}\mathbf{C}_c \\ \mathbf{B}_c\mathbf{C} & \mathbf{A}_c \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

onde as matrizes \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} são obtidas pela linearização do modelo multimáquinas para uma condição de operação específica (como realizado no Capítulo 2 deste trabalho), $\tilde{\mathbf{x}} \in \mathbf{R}^{n+m}$ é um vetor que contém os estados do sistema e do controlador, \mathbf{A}_c , \mathbf{B}_c e \mathbf{C}_c são as variáveis matriciais a serem determinadas pela técnica de controle adotada.

As seções seguintes mostram como estas variáveis podem ser determinadas através de uma formulação envolvendo Desigualdades Matriciais Lineares.

4.5.3 Procedimento Para Projeto De Controladores Robustos

Esta seção apresenta as três etapas em que foi dividido o projeto dos controladores robustos (KUIAVA, 2007). A primeira etapa resume-se à construção do modelo politópico. Na segunda etapa é encontrada a matriz de ganho \mathbf{C}_c do controlador. Na terceira e última etapa são encontradas as matrizes \mathbf{A}_c e \mathbf{B}_c que descrevem a dinâmica do controlador. Para maiores detalhes sobre o desenvolvimento completo das LMIs apresentadas neste procedimento, sugere-se consultar em especial dois trabalhos que demonstram todos os passos para se chegar às LMIs utilizadas no procedimento apresentado (KUIAVA, 2007; RAMOS et al, 2004), ou fazer uma breve consulta ao Apêndice III deste trabalho que também traz mais detalhes sobre este desenvolvimento.

4.5.3.1. Construção do Modelo Politópico

Considerando o modelo matemático que representa o sistema elétrico multimáquinas desenvolvido no Capítulo 2 que já se encontra devidamente linearizado, deve-se escolher algumas condições de operação típicas do sistema para a obtenção das matrizes \mathbf{A}_i ($i = 1, \dots, L$) que definem o modelo politópico. Os passos dessa etapa são os seguintes (KUIAVA, 2007; RAMOS et al, 2004):

- (i) Escolher L pontos de operação típicos do sistema. Cada ponto de operação consiste essencialmente em determinar (pelo cálculo do fluxo de carga) os estados e a distribuição dos fluxos de potência para uma dada condição de carregamento específica. As condições de carregamento são escolhidas através da análise da curva de carga do sistema ou pela análise das variações individuais das cargas conforme ilustra a Figura 4.7;

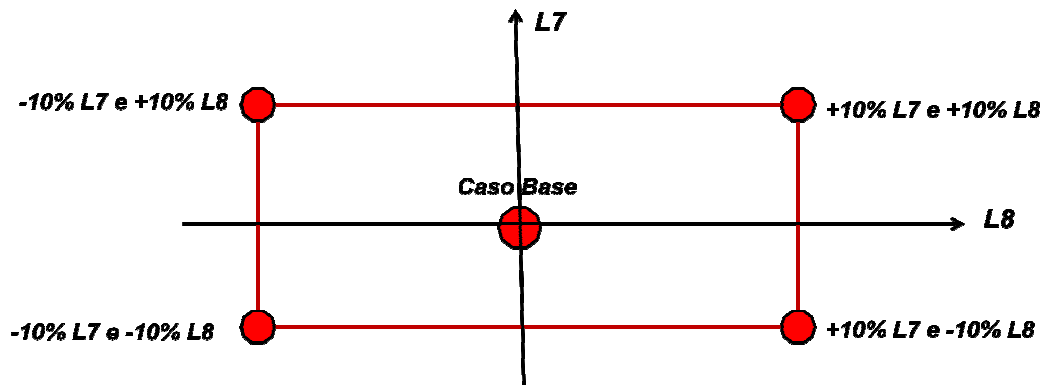


Figura 4.7 – Variação da carga para construção do politopo.

Como é possível perceber pela Figura 4.7 os quatro pontos que formam os vértices do modelo politópico foram obtidos pelas variações de $\pm 10\%$ das cargas $L7$ e $L8$ que compõem o sistema em estudo representado através da Figura 5.1 na página 82 desse trabalho. A demanda total requerida pelo sistema, para cada nível de carregamento, foi distribuída entre os geradores de maneira proporcional à constante de inércia dos mesmos, conforme equação abaixo:

$$\Delta P_{gi} = \frac{H_i}{\sum_{i=1}^n H_i} \Delta P_{total} \quad (4.48)$$

Sendo n o número total de geradores, ΔP_{total} a variação total da potência ativa da carga em relação ao caso base, ΔP_{g_i} é a variação da potência ativa do i -ésimo gerador e H_i é a constante de inércia deste gerador.

(ii) Para cada um dos L pontos escolhidos no passo anterior, obter os sistemas linearizados na forma $\dot{x}(t) = A_i \Delta x(t) + B_i \Delta u(t)$ e $y(t) = C_i \Delta x(t)$ para $i = 1, \dots, L$. Deste modo, o modelo politópico é constituído por $\Omega = \{\tilde{A}(\alpha): \tilde{A}(\alpha) = \sum_{i=1}^L \alpha_i A_i; \sum_{i=1}^L \alpha_i = 1; \alpha_i \geq 0\}$ sendo $\tilde{A}_i = \begin{bmatrix} A_i & B_i C_c \\ B_c C_i & A_c \end{bmatrix}$ os vértices desse politopo.

Mais uma vez, deve-se lembrar que o sistema multimáquinas já foi linearizado no desenvolvimento aplicado no Capítulo 2, bastando agora aplicar os L pontos naquele sistema para a geração dos vértices do modelo politópico.

4.5.3.2 Cálculo da Matriz de Ganho C_c do Controlador

Nestas duas últimas etapas, serão encontradas as matrizes A_c , B_c e C_c do controlador por realimentação de saída. Este controlador deve estabilizar o politopo Ω satisfazendo um critério de desempenho definido por um fator de amortecimento mínimo ξ_0 para os polos do sistema em malha fechada. Nessa etapa de projeto a matriz de ganho C_c é calculada por meio da solução do conjunto de LMIs construídas nos vértices do politopo Ω . Essa etapa do projeto pode ser sistematizada da seguinte forma (KUIAVA, 2007):

- (i) Especificar ξ_0 para o cálculo de $\theta = \arccos(\xi_0)$. Desse modo, define-se a região do plano complexo no qual os pólos das matrizes pertencentes ao politopo Ω devem ser posicionados;
- (ii) Tendo em vista um projeto simultâneo de dois ou mais controladores de amortecimento, deve-se especificar o número de controladores (q) que se

deseja projetar e suas respectivas dimensões de modo que $d_1+d_2+\dots+d_q = n$, sendo d_i a dimensão do i -ésimo controlador e n o número de estados do modelo multimáquinas. Depois disso, utilizando um *software* de resolução de LMIs, constroem-se as variáveis matriciais \mathbf{Y}_D e \mathbf{L}_D . A matriz \mathbf{Y}_D deve ser simétrica, de dimensão $n \times n$. Além disso, ela deve apresentar uma estrutura bloco diagonal (quando forem projetados simultaneamente dois ou mais controladores) da seguinte maneira:

$$\mathbf{Y}_D = \mathbf{Y}_D^T = \text{diag}(\mathbf{Y}_{d1}, \dots, \mathbf{Y}_{dq}), \quad (4.49)$$

Sendo que, o i -ésimo \mathbf{Y}_{di} bloco tem dimensão $d_i \times d_i$. Quanto à matriz \mathbf{L}_D , ela é retangular de dimensão $q \times n$, e possui uma estrutura bloco diagonal na forma:

$$\mathbf{L}_D = \text{diag}(\mathbf{L}_{d1}, \dots, \mathbf{L}_{dq}), \quad (4.50)$$

Sendo que, o i -ésimo bloco \mathbf{L}_{di} tem dimensão $1 \times d_i$ (considerando que cada controlador é constituído por uma única entrada e saída). Vale lembrar que essas matrizes apresentam uma estrutura bloco diagonal para garantir uma estrutura descentralizada para os controladores;

- (iii) As seguintes LMIs devem ser construídas e resolvidas nas variáveis matriciais \mathbf{Y}_D e \mathbf{L}_D (definidas anteriormente):

$$\mathbf{Y}_D = \mathbf{Y}_D^T > 0, \quad (4.51)$$

$$\begin{bmatrix} \sin\theta(\mathbf{Y}_D \mathbf{A}_i^T + \mathbf{A}_i \mathbf{Y}_D + \mathbf{L}_D^T \mathbf{B}_i^T + \mathbf{B}_i \mathbf{L}_D) & \cos\theta(\mathbf{Y}_D \mathbf{A}_i^T - \mathbf{A}_i \mathbf{Y}_D + \mathbf{L}_D^T \mathbf{B}_i^T - \mathbf{B}_i \mathbf{L}_D) \\ \cos\theta(-\mathbf{Y}_D \mathbf{A}_i^T + \mathbf{A}_i \mathbf{Y}_D - \mathbf{L}_D^T \mathbf{B}_i^T + \mathbf{B}_i \mathbf{L}_D) & \sin\theta(\mathbf{Y}_D \mathbf{A}_i^T + \mathbf{A}_i \mathbf{Y}_D + \mathbf{L}_D^T \mathbf{B}_i^T + \mathbf{B}_i \mathbf{L}_D) \end{bmatrix} < 0, \quad (4.52)$$

- (iv) a segunda etapa do procedimento de projeto é concluída pelo cálculo da matriz de ganho C_c por:

$$C_c = L_D Y_D^{-1} \quad (4.53)$$

Para tornar mais claro e ilustrar a etapa do procedimento de cálculo da matriz de ganho C_c do controlador, um pequeno trecho do programa desenvolvido para a resolução das LMIs utilizadas para este cálculo é mostrado abaixo. Neste pequeno trecho de código, é mostrado o critério de desempenho adotado, a declaração das variáveis LMI e a primeira LMI referente a um dos vértices do modelo politópico construído na Seção 4.5.3.1.

```

%*****
%CRITÉRIO DE DESEMPENHO:
AMORTECIMENTO=0.05;

THETA=acos(AMORTECIMENTO);

%*****
%DECLARAÇÃO DAS VARIÁVEIS LMIs:

setlmis([]);

d1=zeros(8,17);
d2=zeros(9,8);
d3=zeros(8,9);
d4=zeros(4,17);
d5=zeros(8,8);
[LD1,N,SLD1]=lmivar(2,[9 9]);
[LD2,N,SLD2]=lmivar(2,[8 8]);
[LD,N,SLD]=lmivar(3,[d1;SLD1 d2;d3 SLD2;d4]);

YD=lmivar(1,[9 1;8 1]);

%PRIMEIRA LMI;

lmiterm([-1 1 1 YD],1,1); % LMI #1: YD

lmiterm([2 1 1 YD],sin(THETA)*1,A1,'s');
lmiterm([2 1 1 -LD],sin(THETA)*1,B1,'s');
lmiterm([2 2 1 YD],-cos(THETA)*1,A1);
lmiterm([2 2 1 YD],cos(THETA)*A1,1);
lmiterm([2 2 1 -LD],-cos(THETA)*1,B1);
lmiterm([2 2 1 LD],cos(THETA)*B1,1);
lmiterm([2 2 2 YD],sin(THETA)*1,A1,'s');
lmiterm([2 2 2 -LD],sin(THETA)*1,B1,'s');
%*****

```

Além da LMI mostrada acima, mais quatro LMIs referentes aos outros vértices do modelo politópico são implementadas. O tempo aproximado de simulação para encontrar uma solução factível para o conjunto de LMIs foi de 2

minutos realizado em um computador equipado com processador Intel Core 2 Duo com 2,1GHz e 4GB de memória RAM.

Na próxima etapa as matrizes que definem a dinâmica do controlador (matrizes \mathbf{A}_c e \mathbf{B}_c) são determinadas.

4.5.3.3 Cálculo das Matrizes \mathbf{A}_c e \mathbf{B}_c do Controlador

As matrizes \mathbf{A}_c e \mathbf{B}_c do controlador são encontradas a partir da solução de um novo conjunto de LMIs formulado para os vértices do politopo Ω , obedecendo às seguintes etapas (KUIAVA, 2007):

- (i) sendo d_i a ordem do i -ésimo controlador (num total de q controladores), deve-se construir as novas variáveis matriciais \mathbf{P}_D , \mathbf{X}_D , \mathbf{F}_D e \mathbf{S}_D , de dimensão $n \times n$, $n \times n$, $n \times q$ e $n \times n$, respectivamente. A estrutura de tais matrizes é a seguinte:

$$\mathbf{P}_D = \mathbf{P}_D^T = \text{diag}(\mathbf{P}_{d1}, \dots, \mathbf{P}_{dq}), \quad (4.54)$$

$$\mathbf{X}_D = \mathbf{X}_D^T = \text{diag}(\mathbf{X}_{d1}, \dots, \mathbf{X}_{dq}), \quad (4.55)$$

$$\mathbf{F}_D = \text{diag}(\mathbf{F}_{d1}, \dots, \mathbf{F}_{dq}), \quad (4.56)$$

$$\mathbf{S}_D = \text{diag}(\mathbf{S}_{d1}, \dots, \mathbf{S}_{dq}), \quad (4.57)$$

Onde \mathbf{P}_{di} , \mathbf{X}_{di} , \mathbf{F}_{di} e \mathbf{S}_{di} possuem, respectivamente, dimensão $d_i \times d_i$, $d_i \times d_i$, $d_i \times 1$ e $d_i \times d_i$, para $i = 1, \dots, q$;

- (ii) as LMIs (4.58) e (4.59) devem ser formuladas para cada vértice do politopo e resolvidas nas variáveis matriciais \mathbf{P}_D , \mathbf{X}_D , \mathbf{F}_D e \mathbf{S}_D definidas acima.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{P}_D & \mathbf{P}_D \\ \mathbf{P}_D & \mathbf{X}_D \end{bmatrix} > 0, \quad (4.58)$$

$$\begin{bmatrix} N_{11} & N_{12} & N_{13} & N_{14} \\ \star & N_{22} & N_{23} & N_{24} \\ \star & \star & N_{33} & N_{34} \\ \star & \star & \star & N_{44} \end{bmatrix} < 0, \quad (4.59)$$

Onde

$$N_{11} = \sin\theta(P_D \bar{A}_{ki} + \bar{A}_{ki}^T P_D), \quad (5.60)$$

$$N_{12} = \sin\theta(P_D A_i + \bar{A}_{ki}^T X_D + C^T F_D^T + S_D), \quad (4.61)$$

$$N_{13} = \cos\theta(\bar{A}_{ki}^T P_D - P_D \bar{A}_{ki}), \quad (4.62)$$

$$N_{14} = \cos\theta(-P_D A_i + \bar{A}_{ki}^T X_D + C^T F_D^T + S_D), \quad (4.63)$$

$$N_{22} = \sin\theta(X_D A_i + A_i^T X_D + F_D C + C^T F_D^T), \quad (4.64)$$

$$N_{24} = \cos\theta(-X_D A_i + A_i^T X_D - F_D C + C^T F_D^T), \quad (4.65)$$

$$N_{23} = N_{14}^T, N_{33} = N_{11}, N_{34} = N_{12}, N_{44} = N_{22}, \quad (4.66)$$

$$\bar{A}_{ki} = A_i + B_i \bar{C}_c, \quad (i = 1, \dots, L). \quad (4.67)$$

- (iii) Após as matrizes P_D , X_D , F_D e S_D serem definidas, as matrizes A_c e B_c são calculadas por:

$$A_c = U_D^{-1} M_D^T P_D \quad (4.68)$$

$$B_c = U_D^{-1} F_D \quad (4.69)$$

Onde $M_D = P_D^{-1} S_D$ e $U_D = P_D - X_D$.

A fim de tornar mais claro e ilustrar a etapa do procedimento de cálculo da matriz que definem a dinâmica do controlador A_c e B_c , um pequeno trecho do programa desenvolvido para a resolução das LMIs utilizadas para este

calculado é mostrado abaixo. Neste pequeno trecho de código, são mostradas a etapa de declaração das variáveis LMI, a primeira LMI e a segunda LMI referente a um dos vértices do modelo politopico construído na Seção 4.5.3.1.

```

%*****
%SEGUNDA PARTE DO PROJETO DO CONTROLADOR ROBUSTO CALCULO DAS MATRIZES Ac
E Bc QUE DEFINEM A DINÂMICA DO CONTROLADOR:
%*****
AK1=A1+(B1*CC);
AK2=A2+(B2*CC);
AK3=A3+(B3*CC);
AK4=A4+(B4*CC);
AK5=A5+(B5*CC);
%*****
%código das LMIS:*****

%DECLARAÇÃO DAS VARIÁVEIS LMIS:
setlmis([]);
d1=zeros(9,8);
d2=zeros(9,3);
d3=zeros(8,9);
d4=zeros(8,3);
[FD1,n,sFD1]=lmivar(2,[9 9]);
[FD2,n,sFD2]=lmivar(2,[8 8]);
[FD,n,sFD]=lmivar(3,[sFD1 d1 d2;d3 sFD2 d4]);
PD=lmivar(1,[9 1;8 1]);
XD=lmivar(1,[9 1;8 1]);
SD=lmivar(1,[9 1;8 1]);

%DECLARAÇÃO DAS LMIS :*****
%
%PRIMEIRA LMI:

lmiterm([-1 1 1 PD],1,1);
lmiterm([-1 2 1 PD],1,1);
lmiterm([-1 2 2 XD],1,1);

%SEGUNDA LMI (REFERENTE AO PONTO CETRAL DO POLITOPO):

lmiterm([2 1 1 PD],sin(theta)*1,AK1,'s');

lmiterm([2 2 1 PD],sin(theta)*A1',1);
lmiterm([2 2 1 XD],sin(theta)*1,AK1);
lmiterm([2 2 1 FD],sin(theta)*1,C1);
lmiterm([2 2 1 SD],sin(theta)*1,1);

lmiterm([2 2 2 XD],sin(theta)*1,A1,'s');
lmiterm([2 2 2 FD],sin(theta)*1,C1,'s');

lmiterm([2 3 1 PD],cos(theta)*1,AK1);
lmiterm([2 3 1 PD],-cos(theta)*AK1',1);

lmiterm([2 3 2 PD],-cos(theta)*1,A1);
lmiterm([2 3 2 XD],cos(theta)*AK1',1);
lmiterm([2 3 2 -FD],cos(theta)*C1',1);
lmiterm([2 3 2 SD],cos(theta)*1,1);

lmiterm([2 3 3 PD],sin(theta)*1,AK1,'s');

```

```

lmiterm([2 4 4 XD],sin(theta)*1,A1,'s');
lmiterm([2 4 4 FD],sin(theta)*1,C1,'s');

lmiterm([2 4 1 PD],-cos(theta)*A1',1);
lmiterm([2 4 1 XD],cos(theta)*1,AK1);
lmiterm([2 4 1 FD],cos(theta)*1,C1);
lmiterm([2 4 1 SD],cos(theta)*1,1);

lmiterm([2 4 2 XD],-cos(theta)*A1',1);
lmiterm([2 4 2 XD],cos(theta)*1,A1);
lmiterm([2 4 2 -FD],-cos(theta)*C1',1);
lmiterm([2 4 2 FD],cos(theta)*1,C1);

lmiterm([2 4 3 PD],sin(theta)*A1',1);
lmiterm([2 4 3 XD],sin(theta)*1,AK1);
lmiterm([2 4 3 FD],sin(theta)*1,C1);
lmiterm([2 4 3 SD],sin(theta)*1,1);

```

Além das LMIs mostradas acima, mais quatro LMIs referentes aos outros vértices do modelo politópico são implementadas. O tempo aproximado de simulação para encontrar uma solução factível para o conjunto de LMIs foi de 4 minutos realizado em um computador equipado com processador Intel Core 2 Duo com 2,1GHz e 4GB de memória RAM.

Após a execução dessa última etapa de projeto, as matrizes \mathbf{A}_c , \mathbf{B}_c e \mathbf{C}_c terão uma estrutura bloco diagonal desde que tenha sido realizado um projeto simultâneo de q controladores de amortecimento (devido à estrutura adotada para as variáveis matriciais para o problema de controle). Sendo, então:

$$\mathbf{A}_c = \text{diag}(\mathbf{A}_{c1}, \dots, \mathbf{A}_{cq}), \quad (4.70)$$

$$\mathbf{B}_c = \text{diag}(\mathbf{B}_{c1}, \dots, \mathbf{B}_{cq}), \quad (4.71)$$

$$\mathbf{C}_c = \text{diag}(\mathbf{C}_{c1}, \dots, \mathbf{C}_{cq}), \quad (4.72)$$

As matrizes obtidas pelo procedimento de projeto, onde \mathbf{A}_{ci} , \mathbf{B}_{ci} e \mathbf{C}_{ci} apresentam, respectivamente, dimensão $d_i \times d_i$, $d_i \times 1$, $1 \times d_i$ então, cada controlador de amortecimento pode ser descrito na forma de espaço de estado por:

$$\dot{\mathbf{x}}_{ci}(t) = \mathbf{A}_{ci}\mathbf{x}_{ci}(t) + \mathbf{B}_{ci}y_i(t) \quad (4.73)$$

$$\mathbf{u}_i(t) = \mathbf{C}_{ci}\mathbf{x}_{ci}(t) \quad (4.74)$$

Onde $i = 1, \dots, q$ e $\mathbf{x}_{ci}(\mathbf{t})$, $\mathbf{y}_i(\mathbf{t})$ e $\mathbf{u}_i(\mathbf{t})$ são, respectivamente, o vetor de estados, o sinal de entrada e a ação de controle referentes ao i -ésimo controlador de amortecimento projetado. Tais controladores podem ser colocados na forma de função de transferência, da seguinte forma:

$$H(s) = K \frac{(s+z_1)(s+z_2)\dots(s+z_m)}{(s+p_1)(s+p_2)\dots(s+p_m)} \quad (4.75)$$

A função de transferência pode ser encontrada calculando-se $H(s) = C(sI - A)^{-1}B$. Percebe-se, neste momento, que a estrutura dos controladores representados por (4.75) não é diferente daquela que se utiliza para implementar na prática os controladores projetados por técnicas de controle clássico, como mostra a Figura 4.1.

4.6 CONCLUSÕES

Esse capítulo apresentou duas metodologias diferentes para o projeto de controladores suplementares com o objetivo de introduzir maior amortecimento ao sistema elétrico. A primeira metodologia projeta e introduz um dispositivo ESP no modelo do sistema elétrico com o objetivo de fornecer maior amortecimento aos modos oscilatórios estáveis e estabilizar os modos instáveis. O modelo do dispositivo foi apresentado e inserido ao MSP desenvolvido no Capítulo 2. Com base na teoria de controle clássico, foram obtidos os parâmetros que definem os blocos de avanço e atraso de fase e o ganho deste equipamento. Os testes de desempenho do ESP projetado, quando o mesmo é instalado em diferentes geradores do sistema elétrico, são apresentados e discutidos no Capítulo 5.

A segunda metodologia adotada neste trabalho para o projeto de controladores de amortecimento trata de um projeto simultâneo de um controlador ESP e um controlador POD para o dispositivo FACTS TCSC.

Para lidar frente às frequentes variações no ponto de operação do sistema elétrico de potência ao longo do dia, buscou-se uma metodologia de projeto

para os controladores que fosse menos suscetível a estas variações. Para isso, adotou-se a técnica de controle robusto utilizando um modelo politópico associado a um critério de desempenho mínimo. Esse capítulo apresentou o procedimento de projeto desses controladores, que utiliza no seu desenvolvimento desigualdades matriciais lineares. Os testes de desempenho dos controladores robustos projetados são apresentados e discutidos no Capítulo 5.

5 RESULTADOS E SIMULAÇÕES

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são apresentados os resultados obtidos nas simulações do sistema multimáquinas teste (KLEIN; ROGERS; KUNDUR, 1991), enfocando o amortecimento das oscilações eletromecânicas de baixa frequência com a introdução do dispositivo FACTS TCSC sem controlador e com controlador de primeira ordem e dos controladores suplementares. Duas estratégias de controle suplementar são adotadas, na primeira é projetado um ESP pela teoria de controle Clássico e na segunda é projetado de forma simultânea controladores ESP/POD pela teoria de controle moderno. Com base nos resultados obtidos, algumas conclusões são apresentadas.

As simulações foram realizadas com o uso de programas desenvolvidos no ambiente *MatLab* utilizando o equacionamento apresentado nos capítulos 2, 3 e 4. Os resultados do fluxo de potência para o caso base e para os demais pontos que compõem o modelo politópico foram obtidos através de um programa computacional chamado *MatPower* aplicado na solução do fluxo de potência (ZIMMERMAN; GAN, 2009).

O estudo da estabilidade a pequenas perturbações é feito a partir do Primeiro Método de Lyapunov (ANDERSON; FOUAD, 1993), ou seja, analisando os autovalores da matriz de estados do sistema resultante (análise no domínio da frequência). Para a análise no domínio do tempo são utilizadas as curvas de resposta temporal do sistema em estudo. Para as simulações foi escolhido um sistema teste muito utilizado neste tipo de estudo, trata-se de um sistema simétrico composto por duas áreas, 4 geradores e 10 barras (KLEIN; ROGERS; KUNDUR, 1991).

5.2 SISTEMA SIMÉTRICO: 4 GERADORES E 10 BARRAS

O sistema escolhido trata-se de um sistema bastante utilizado em estudos de estabilidade a pequenas perturbações por apresentar modos de oscilação do tipo local e interárea, sendo formado por duas áreas simétricas, interligadas por três linhas de transmissão paralelas e longas (alta reatância indutiva). Abaixo são apresentados os principais dados deste sistema, o resultado do fluxo de carga para o caso base e o seu diagrama unifilar.

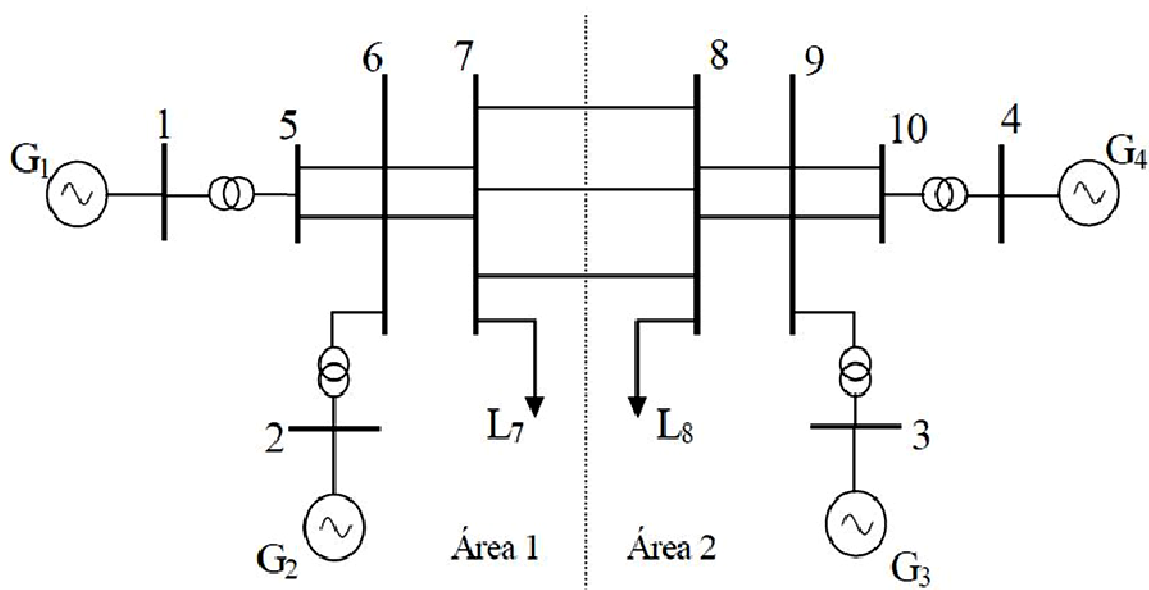


Figura 5.1 – Diagrama Unifilar: Sistema 2 áreas, 4 geradores, 10 barras.

Tabela 5.1 – Dados das barras.

Barra	Tensão (pu)	Ângulo (graus)	Potência Ativa (pu)	Potência Reativa (pu)
1	1,0	8,683	7,0000	1,9597
2	1,0	-2,088	7,0000	5,0525
3	1,0	-11,924	7,0000	6,0155
4	1,0	0	7,4369	2,3608
5	0,973	3,846	-	-
6	0,936	-6,928	-	-
7	0,886	-16,162	-11,59	-2,12
8	0,865	-26,575	-15,75	-2,88
9	0,924	-16,765	-	-
10	0,968	-5,149	-	-

Tabela 5.2 – Dados das linhas de transmissão.

Linha	Barra Inicial	Barra Final	R (série) (pu)	X (série) (pu)	G (shunt) (pu)	B (shunt) (pu)
1	1	5	0,001	0,012	-	-
2	2	6	0,001	0,012	-	-
3	7	8	0,022	0,22	-	0,33
4	7	8	0,022	0,22	-	0,33
5	7	8	0,022	0,22	-	0,33
6	6	7	0,002	0,02	-	0,03
7	6	7	0,002	0,02	-	0,03
8	4	10	0,001	0,012	-	-
9	3	9	0,001	0,012	-	-
10	9	8	0,002	0,02	-	0,03
11	9	8	0,002	0,02	-	0,03
12	5	6	0,005	0,05	-	0,075
13	5	6	0,005	0,05	-	0,075
14	10	9	0,005	0,05	-	0,075
15	10	9	0,005	0,05	-	0,075

Tabela 5.3 – Dados dos geradores.

Unidade Geradora	H (s)	T'_{d0} (s)	x'_d (pu)	x_q (pu)	x_d (pu)	D
1	54,0	8,0	0,033	0,19	0,2	0,01
2	54,0	8,0	0,033	0,19	0,2	0,01
3	63,0	8,0	0,033	0,19	0,2	0,01
4	63,0	8,0	0,033	0,19	0,2	0,01

Tabela 5.4 – Dados dos Reguladores Automáticos de Tensão.

Unidade Geradora	T_r (s)	K_r
1	0,001	200
2	0,001	200
3	0,001	200
4	0,001	200

5.2.1 Sistema Simétrico – Sem a Atuação de Controladores

Inicialmente será avaliada a estabilidade do sistema simétrico, para o ponto de operação que representa o caso base, sem a introdução do dispositivo TCSC e dos controladores suplementares.

A solução do fluxo de potência é calculada pelo *MatPower*, um programa computacional disponível em Zimmerman e Gan (2009), através do qual encontra-se o ponto de operação inicial do sistema simétrico.

Com os dados apresentados na seção anterior, mais o ponto de operação inicial, é construído o modelo do sistema na forma de espaço de estados utilizando as variáveis de estado e algébricas desenvolvidas no Capítulo 2. Desse modelo são obtidos os autovalores da matriz de estados \mathbf{A} (equações (2.76) e (2.77)) do sistema simétrico.

São dezesseis os autovalores obtidos da matriz \mathbf{A} , sendo que dez deles são reais negativos (correspondendo, no domínio do tempo, a parcelas de respostas descritas por exponenciais decrescentes, que quando o tempo tende a infinito, assumem o valor zero).

Os seis autovalores restantes correspondem a três pares complexos conjugados e estão representados na Tabela 5.5 (os autovalores de interesse para a análise da estabilidade) incluindo as taxas de amortecimento ξ e a frequência natural não amortecida ω_n a eles associados.

Tabela 5.5 – Autovalores Dominantes Sistema Simétrico sem Atuação de Controladores.

	Autovalores	ξ	ω_n (rad/s)	ω_n (Hz)
Modo Local 1	$-0,24989 \pm j6,2756$	0,0398	6,281	0,996
Modo Local 2	$-0,17192 \pm j5,8573$	0,0293	5,859	0,933
Modo Interárea	$0,0462 \pm j4,1380$	-0,011	4,138	0,659

A frequência dos modos oscilatórios mostrados na Tabela 5.5 leva a conclusão que o sistema em estudo possui dois modos locais de oscilação estáveis (cujas frequências típicas ocorrem na faixa de 0,8 a 2,0 Hz). O outro modo oscilatório corresponde a um modo interárea de oscilação (cujas frequências típicas ocorrem na faixa de 0,2 a 0,8 Hz) e que se apresenta instável.

Os modos locais de oscilação possuem parte real negativa, que determina uma resposta transitória caracterizada por oscilações decrescentes no domínio do tempo.

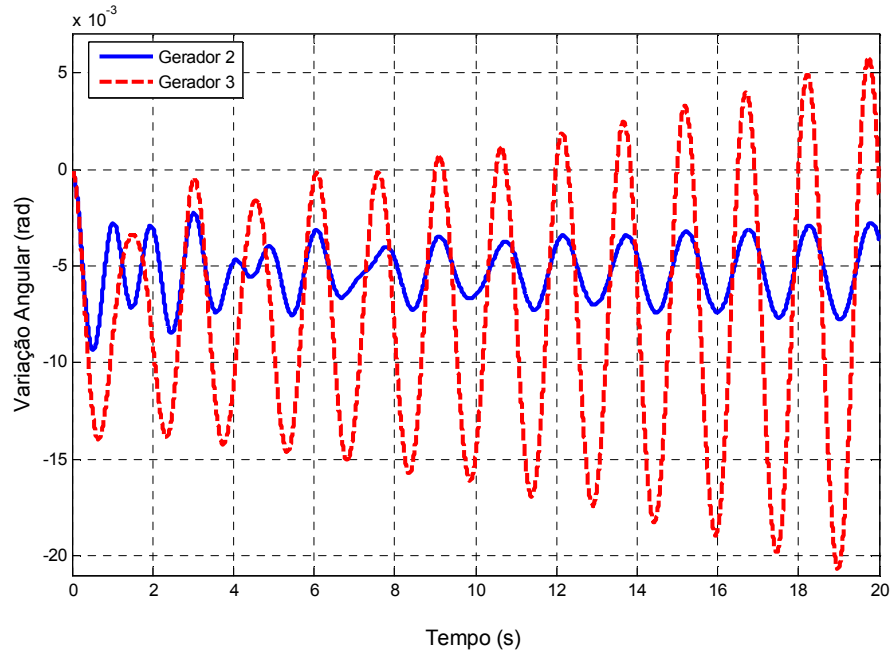


Figura 5.2 – Variação angular dos geradores - Sistema Simétrico sem Atuação de Controladores.

Já o modo interárea possui parte real positiva, o que, de acordo com o Primeiro Método de Lyapunov, levará o sistema a instabilidade para este dado ponto de operação, quando submetido a uma pequena perturbação. Esta instabilidade é caracterizada por oscilações de amplitudes crescentes como pode-se observar pelo coeficiente de amortecimento negativo ξ .

Na Figura 5.2 são mostradas as curvas de resposta para o desvio angular dos geradores 2 e 3, pertencentes às áreas 1 e 2 respectivamente. O desvio angular do gerador 1 é tomado como referência (durante todo o desenvolvimento do trabalho o gerador 1 será utilizado como referência) para uma variação em degrau de 0,05 pu na potência mecânica do gerador 1. Como foi concluída na análise realizada no domínio da frequência, a instabilidade está caracterizada por oscilações de amplitudes crescentes.

Pela análise dos fatores de participação (mostrados nas figuras 5.3, 5.4 e 5.5) é possível identificar quais as variáveis de estado com maiores influências nos modos de oscilação dominantes presentes no sistema simétrico.

Para ajudar o leitor a compreender melhor essas figuras lança-se mão da Tabela 5.6 onde é mostrada a posição das correspondentes variáveis de estado no eixo das abscissas.

Tabela 5.6 – Variáveis de Estado (referente às Figuras 5.3, 5.4 e 5.5).

Variáveis de Estado															
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
$\Delta\omega_1$	$\Delta\omega_2$	$\Delta\omega_3$	$\Delta\omega_4$	$\Delta\delta_1$	$\Delta\delta_2$	$\Delta\delta_3$	$\Delta\delta_4$	$\Delta E'_{q1}$	$\Delta E'_{q2}$	$\Delta E'_{q3}$	$\Delta E'_{q4}$	ΔE_{fd1}	ΔE_{fd2}	ΔE_{fd3}	ΔE_{fd4}

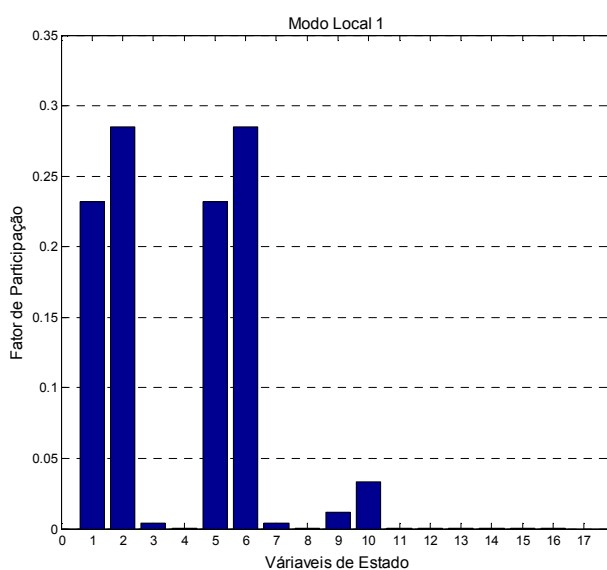


Figura 5.3 – Modo Local 1.

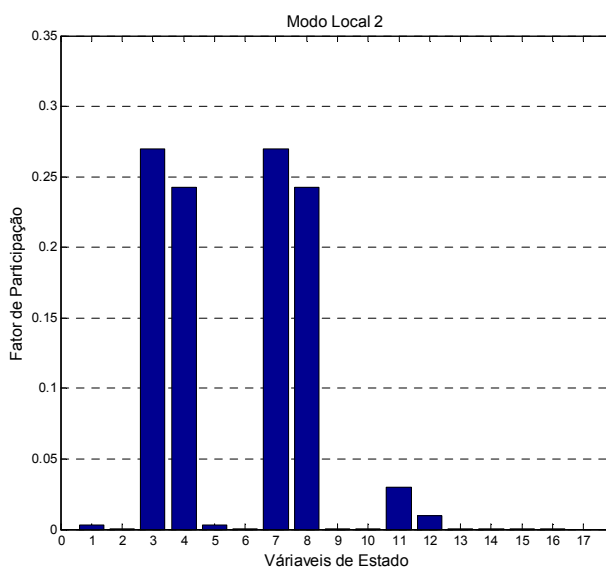


Figura 5.4 – Modo Local 2.

Analisando-se os fatores de participação indicados nas figuras 5.3, 5.4 e 5.5, conclui-se que os geradores 1 e 2 tem grande participação no modo local de oscilação da área 1, enquanto os geradores 3 e 4 têm grande participação no modo local de oscilação da área 2. Para o modo interárea, observa-se que todos os geradores têm participação relevante neste modo oscilatório.

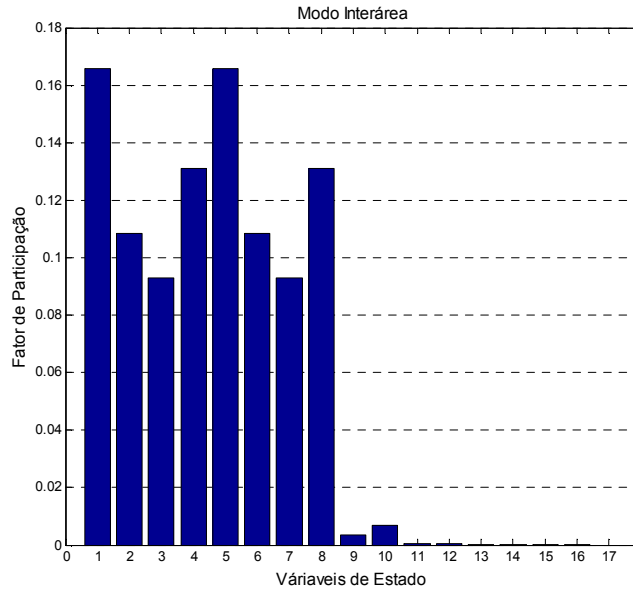


Figura 5.5 – Modo Interárea.

5.2.2 Sistema Simétrico – Dispositivo ESP instalado no sistema multimáquinas

Na análise anterior concluiu-se que o modo interárea para o caso base é instável. Como forma de acrescentar amortecimento a este modo instável é feita uma análise da instalação do dispositivo ESP nos diferentes geradores que compõe o sistema elétrico simulado. A análise dos fatores de participação mostrou a influência de todos os geradores no modo interárea. Em vista disso, a instalação do ESP seria eficiente em qualquer gerador do sistema para o amortecimento deste modo interárea.

Os parâmetros do ESP foram obtidos pela teoria do controle clássico utilizando-se o método de compensação de fase. Foram especificados os valores de T_w , $T_2=T_4$ e do amortecimento desejado ξ_{des} e obtidos os valores de

$T_1=T_3$ e do ganho do ESP K_{PSS} para cada um dos geradores. Estes parâmetros são mostrados na Tabela 5.7, para dois valores especificados de ξ .

Tabela 5.7 – Parâmetros do ESP.

Gerador	Ganho (K_{PSS})		T_w (s)	$T_1=T_3$	$T_2=T_4$
	$\xi_{des} = 0,2$	$\xi_{des} = 0,8$			
1	3,7738	15,0951	1,0	0,1021	0,02
2	4,9741	19,8965	1,0	0,0951	0,02
3	5,8316	23,3266	1,0	0,0938	0,02
4	4,1181	16,4723	1,0	0,1022	0,02

Uma primeira questão a ser levantada a respeito dos parâmetros mostrados na Tabela 5.7 é que as constantes de tempo são as mesmas para os dois valores de amortecimento ξ_{des} , diferindo apenas nos ajustes dos valores dos ganhos. Estes resultados já eram esperados, pois a fase do sistema a ser compensada é a mesma para os dois valores de ξ_{des} . Os ganhos são diferentes, pois reflete o quanto de amortecimento se deseja inserir no sistema através da atuação do ESP.

Da análise dos valores de ganhos para o controlador ESP (Tabela 5.7) conclui-se que quando este é instalado no gerador 1, exige um menor ganho para atender as especificações de projeto, seguido por um ESP instalado no gerador 4. Isto pode ser explicado a partir dos fatores de participação apresentados anteriormente. Como o gerador 1 tem maior influência no modo interárea (Figura 5.5) a instalação do ESP nesta máquina requer o menor valor de ganho, isto é, pela sua grande participação no modo oscilatório, menores são os esforços exigidos do controlador. A mesma idéia é válida para o gerador 4, por ser o segundo com maior participação, é o que possui o segundo menor valor de ganho.

Uma primeira simulação do sistema teste com ESP instalado no gerador 1 foi realizada, para o caso em que $\xi_{des} = 0,2$. Os autovalores encontrados a partir da matriz de estados \mathbf{A} para esta nova configuração do sistema, e são mostrados na Tabela 5.8.

Tabela 5.8 – Autovalores Dominantes com atuação do ESP no Gerador 1 ($\xi_{des} = 0,2$).

	Autovalores	ξ	ω_n (rad/s)	ω_n (Hz)
Modo Local 1	$-0,536 \pm j6,092$	0,0876	6,116	0,973
Modo Local 2	$-0,176 \pm j5,857$	0,03	5,86	0,933
Modo Interárea	$-0,0115 \pm j4,107$	0,0028	4,107	0,654
Modo Controlador	$-50,833 \pm j12,819$	0,969	52,424	8,344

Pela análise da Tabela 5.8 é visível a melhoria adicionada pelo dispositivo ESP no que tange a estabilidade do sistema simétrico a pequenas perturbações. O par complexo conjugado que descreve o modo oscilatório interárea migrou do semiplano direito do plano complexo para o semiplano esquerdo, estabilizando este modo (de acordo com o primeiro método de Lyapunov – autovalor com parte real negativa). Ressalta-se que o amortecimento obtido ($\xi_{des} = 0,003$) foi menor que o especificado ($\xi_{des} = 0,2$). Isto ocorre porque o ajuste do ESP é realizado “localmente”, isto é, sem a consideração das influências das demais máquinas do sistema multimáquinas. Ao ser inserido no sistema global, a influência dos outros geradores passa a ser observada, modificando assim as especificações de projeto, tornando a atuação do ESP menos eficiente. Contudo, o ESP teve grande atuação no amortecimento do modo local 1 e uma menor participação no amortecimento do modo local 2. Estes fatos ocorrem porque o estabilizador é instalado em um gerador da área 1, tendo, portanto, maior influência no modo de oscilação relativo a esta área, o que também pode ser observado pela análise dos fatores de participação, Figura 5.3.

Vale destacar, que inserção do ESP no sistema simétrico faz com que apareça outro modo oscilatório (chamado de Modo Controlador na Tabela 5.8). Este modo não se refere às oscilações de interesse e é gerado pela estrutura utilizada do ESP e os valores de seus parâmetros. Porém, este modo não interfere em nada na estabilidade do sistema, pois possui um coeficiente de amortecimento associado (ξ) de valor bem elevado (0,969).

Simulações adicionais mostraram que a inclusão do ESP em qualquer outro gerador deste sistema torna-se inviável (utilizando os dados da tabela 5.7 para $\xi_{des} = 0,2$), pois o sistema permanece com o modo interárea instável,

como é possível concluir através das figuras 5.6, 5.7 e 5.8 que mostram o desvio angular do gerador 3 tendo como referência a máquina 1

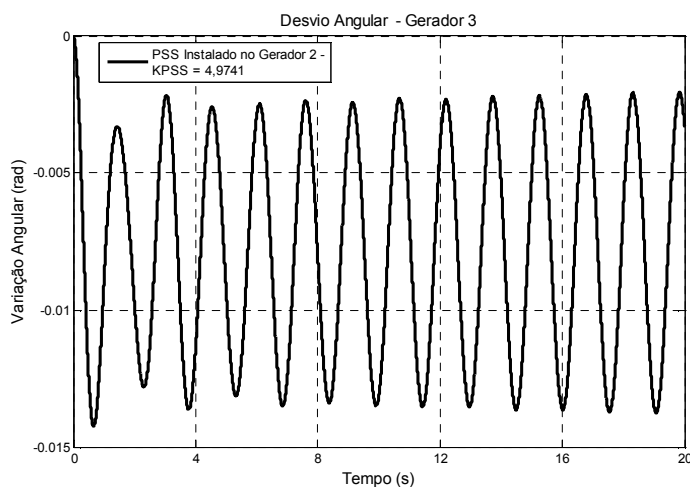


Figura 5.6 – Desvio angular do gerador 3 – ESP instalado no gerador 2 com menor ganho.

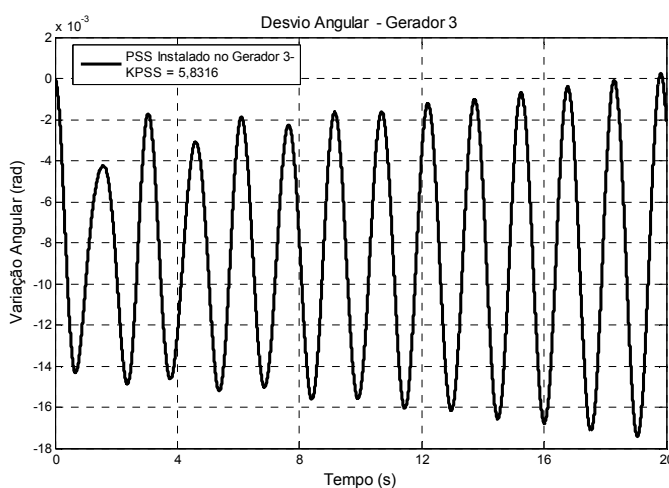


Figura 5.7 – Desvio angular do gerador 3 – ESP instalado no gerador 3 com menor ganho.

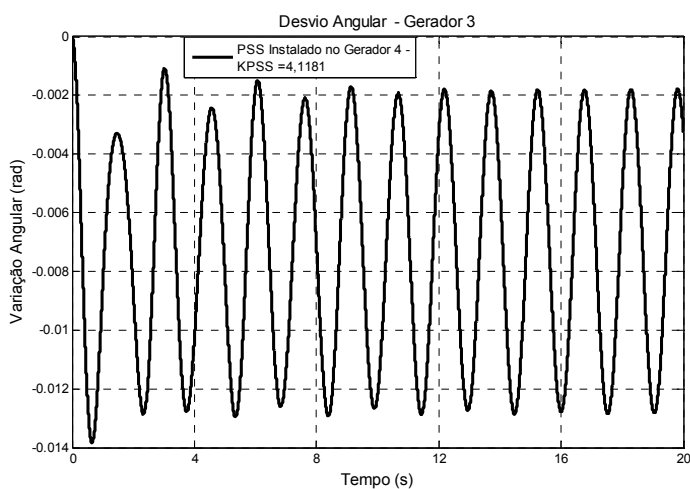


Figura 5.8 – Desvio angular do gerador 3 – ESP instalado no gerador 4 com menor ganho.

Alterando o ajuste do ESP para a situação de maior amortecimento ($\xi_{des} = 0,8$), foram realizadas novas simulações e na Tabela 5.9 são mostrados os autovalores dominantes para o novo ponto de operação do sistema.

Tabela 5.9 – Autovalores Dominantes com atuação do ESP no Gerador 1 ($\xi_{des} = 0,8$).

	Autovalores	ξ	ω_n (rad/s)	ω_n (Hz)
Modo Local 1	$-1,142 \pm j5,376$	0,208	5,495	0,875
Modo Local 2	$-0,177 \pm j5,860$	0,03	5,863	0,933
Modo Interárea	$-0,239 \pm j4,096$	0,058	4,103	0,653
Modo Controlador	$-50,827 \pm j27,622$	0,879	57,848	9,207

Conclui-se pelos dados apresentados na Tabela 5.9 que o aumento do ganho do dispositivo ESP propiciou um maior amortecimento ao modo interárea, mas ainda assim, não alcançou o valor do amortecimento desejado (a explicação é a mesma utilizada para o caso anterior). Da mesma forma que na simulação anterior, o modo local 1 é o que agrega maior valor de amortecimento e, em menor escala, o modo local 2 (lembrando que o ESP está inserido em uma máquina da área 1, daí estes resultados).

Assim como na simulação anterior, um novo modo oscilatório aparece aqui, porém, este não é preocupante para a estabilidade a pequenas perturbações, pois possui coeficiente de amortecimento elevado (0,879 – Tabela 5.9).

O comportamento dinâmico para o desvio angular do gerador 3 é comparado na Figura 5.9 para o caso base e com o ESP instalado no gerador 1 considerando dois diferentes ganhos ($K_{PSS}=3,738$ e $K_{PSS}=15,0951$).

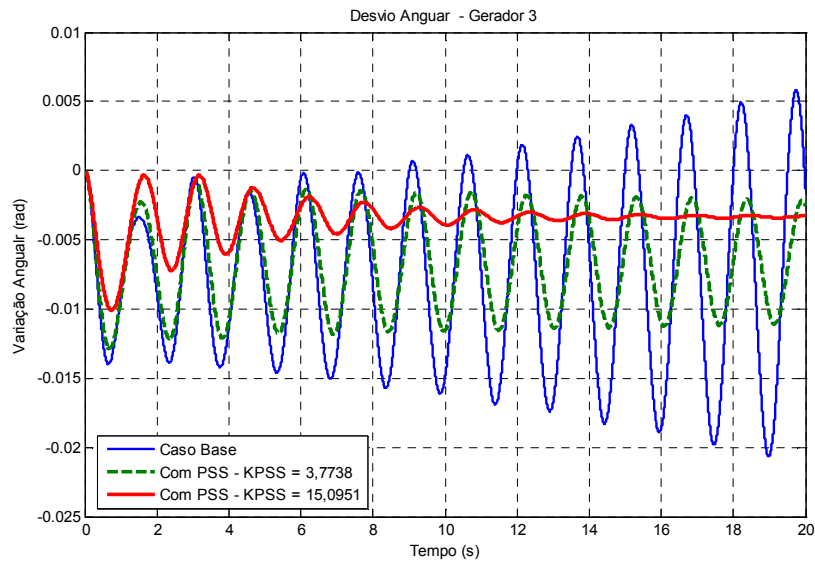


Figura 5.9 – Desvio angular do gerador 3 – com e sem ESP.

Pela análise da Figura 5.9 conclui-se novamente que maior amortecimento é incluído no sistema, quando se aumenta o valor do ganho do ESP. Ainda, conclui-se pela satisfatória utilização deste e sua potencialidade em adicionar amortecimento aos modos oscilatórios de baixa frequência do sistema elétrico.

Algumas simulações adicionais foram utilizadas para compor os dados das tabelas 5.10, 5.11 e 5.12. Na Tabela 5.10 é apresentado os autovalores dominantes e os respectivos coeficientes de amortecimento para a instalação do dispositivo ESP no gerador 2 localizado na área 1 considerando a situação de maior amortecimento ($\xi_{des} = 0,8$), e conseqüentemente de maior ganho (K_{PSS}).

Tabela 5.10 – Autovalores Dominantes com atuação do ESP no Gerador 2 ($\xi_{des} = 0,8$).

	Autovalores	ξ	ω_n (rad/s)	ω_n (Hz)
Modo Local 1	$-1,541 \pm j5,309$	0,279	5,529	0,879
Modo Local 2	$-0,172 \pm j5,857$	0,029	5,860	0,933
Modo Interárea	$-0,146 \pm j4,114$	0,036	4,117	0,655
Modo Controlador	$-45,564 \pm j26,961$	0,861	52,943	8,289

Na Tabela 5.11 são mostrados os autovalores dominantes e os respectivos coeficientes de amortecimento para a instalação do dispositivo no gerador 3 localizado na área 2 considerando a situação de maior amortecimento ($\xi_{des} = 0,8$), e conseqüentemente de maior ganho (K_{PSS}).

Tabela 5.11 – Autovalores Dominantes com atuação do ESP no Gerador 3 ($\xi_{des} = 0,8$).

	Autovalores	ξ	ω_n (rad/s)	ω_n (Hz)
Modo Local 1	$-1,422 \pm j5,076$	0,269	5,271	0,839
Modo Local 2	$-0,247 \pm j6,269$	0,040	6,274	0,998
Modo Interárea	$-0,051 \pm j4,135$	0,0123	4,135	0,658
Modo Controlador	$-38,966 \pm j26,892$	0,823	47,345	7,535

E na Tabela 5.12 são apresentados os autovalores dominantes e os respectivos coeficientes de amortecimento para a instalação do dispositivo no gerador 4 localizado na área 2 considerando a situação de maior amortecimento ($\xi_{des} = 0,8$), e conseqüentemente de maior ganho (K_{PSS}).

Tabela 5.12 – Autovalores Dominantes com atuação do ESP no Gerador 4 ($\xi_{des} = 0,8$).

	Autovalores	ξ	ω_n (rad/s)	ω_n (Hz)
Modo Local 1	$-1,047 \pm j4,999$	0,205	5,108	0,813
Modo Local 2	$-0,249 \pm j6,276$	0,039	6,280	0,999
Modo Interárea	$-0,168 \pm j4,149$	0,041	4,153	0,661
Modo Controlador	$-51,153 \pm j26,019$	0,890	57,390	9,134

Na Figura 5.10 são comparadas as curvas de desvio angular do gerador 3, entre o caso base e os casos onde o dispositivo ESP é instalado nos quatro diferentes geradores deste sistema, considerando a condição de maior amortecimento, o que reflete em maiores valores de ganho para o dispositivo. Mais uma vez observa-se que a instalação do ESP na máquina 1 contribui de forma mais satisfatória para o amortecimento do modo interárea utilizando um menor valor de ganho ($K_{PSS} = 15,0951$) quando comparado com a sua instalação em outro gerador do sistema. Outro aspecto de relevante importância esta relacionado ao desvio final do ângulo interno do gerador 3, visto que a instalação do ESP na máquina 1 também contribui para o menor valor de desvio final do ângulo interno deste gerador, sendo este parâmetro importante na análise da estabilidade. A Figura 5.10 também pode ser utilizada para reforçar a análise anterior de como os fatores de participação

podem contribuir para uma escolha mais otimizada da instalação do dispositivo ESP em um sistema elétrico.

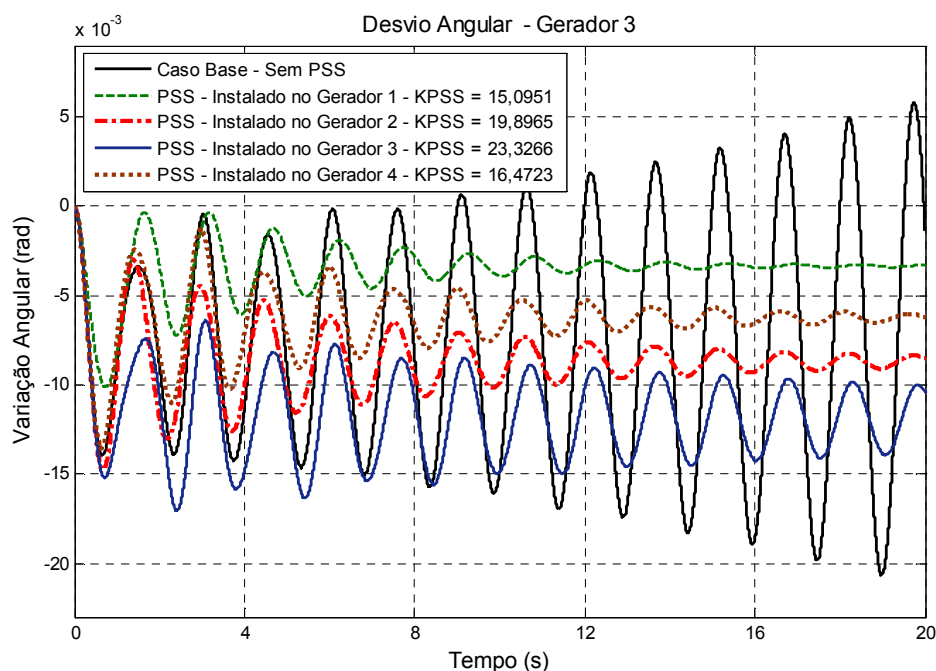


Figura 5.10 – Desvio angular do gerador 3 (ESP instalado em diferentes geradores).

5.2.3 Sistema Simétrico – Dispositivo TCSC com Compensação Fixa

O TCSC pode ser representado por uma reatância ajustável, conforme apresentado no Capítulo 3. É possível regular o valor de uma reatância capacitiva a ser inserida em série com a linha de transmissão, de acordo com o nível de compensação requerido. Portanto, o TCSC irá operar como uma reatância capacitiva ajustável manualmente, ou seja, o valor de sua reatância é uma entrada do sistema, especificada de acordo com o nível de compensação.

Escolheu-se a linha de transmissão entre as barras 7 e 8 para a instalação do TCSC – com Compensação Fixa, de maneira a diminuir a distância elétrica entre as áreas. Na Figura 5.11 é descrita a trajetória do par complexo de autovalores associados ao modo interárea, onde nota-se que o sistema torna-se estável somente para um nível de compensação (nc) de 86% do valor nominal da reatância da linha de transmissão.

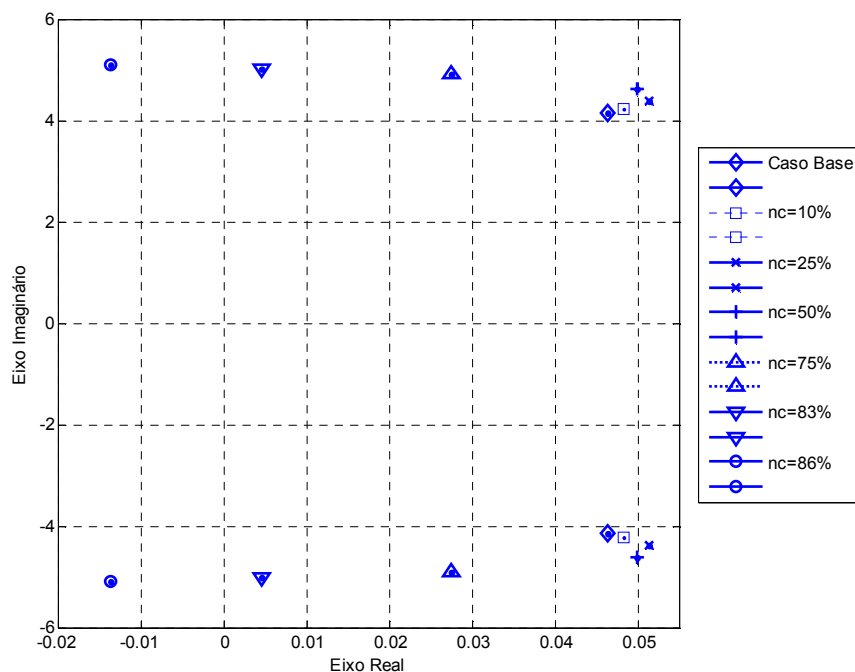


Figura 5.11 – Comportamento do Par Complexo de Autovalores Associados ao Modo Interárea.

A ação do dispositivo se concentra no modo interárea, sendo que os modos locais são pouco afetados. Isto pode ser comprovado pelos dados apresentados na Tabela 5.13 onde são mostrados os autovalores dominantes e seus respectivos coeficientes de amortecimento para um nível de compensação de 86% da reatância nominal da linha de transmissão. Outro fato importante é que níveis elevados de compensação não são executáveis, pois podem ocasionar o surgimento de novos modos oscilatórios indesejáveis no sistema, bem como aumentar as perdas ativas do sistema de transmissão (SONG; JOHNS, 1999). Da análise da Tabela 5.13 pode-se concluir que o fornecimento de amortecimento ao sistema é mínimo para esta configuração do TCSC (com compensação fixa), ou seja, o sistema torna-se estável, porém as oscilações são fracamente amortecidas.

Tabela 5.13 – Autovalores Dominantes com TCSC com Compensação Fixa ($nc = 86\%$).

	Autovalores	ξ	ω_n (rad/s)	ω_n (Hz)
Modo Local 1	$-0,2720 \pm j6,337$	0,043	6,343	1,01
Modo Local 2	$-0,1796 \pm j5,875$	0,0305	5,878	0,935
Modo Interárea	$-0,00108 \pm j5,041$	0,00022	5,041	0,802

A Figura 5.12 mostra o comportamento dinâmico do ângulo interno do rotor do gerador 3 em relação ao gerador 1, quando o último é submetido a uma pequena perturbação na potência mecânica de valor igual a 0,05 pu. Observa-se pela análise do gráfico que as oscilações são fracamente amortecidas.

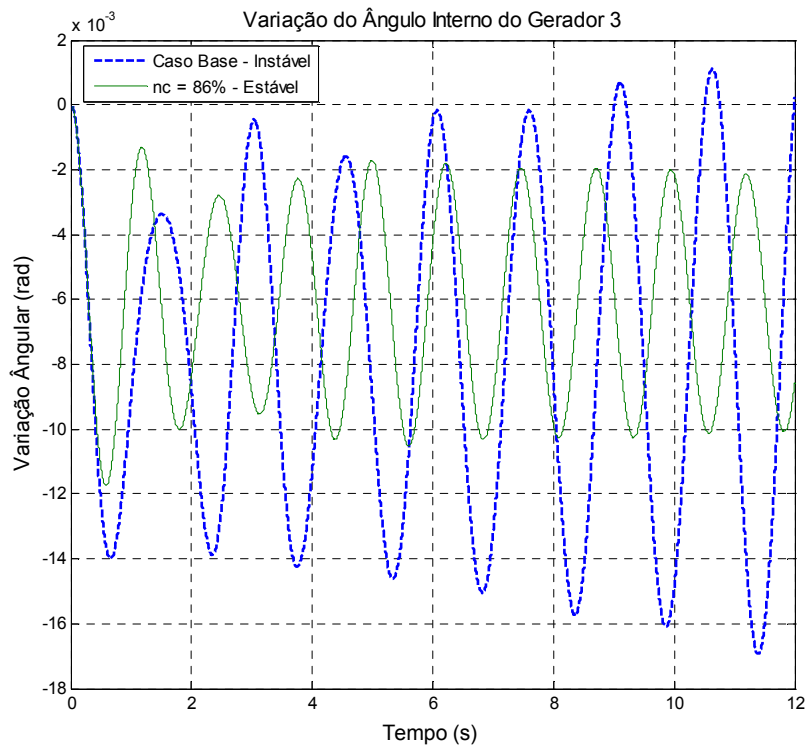


Figura 5.12 – Variação angular do gerador 3 – TCSC Compensação Fixa.

Pode-se concluir que a compensação série melhora sensivelmente a estabilidade dinâmica do sistema. Porém, melhora muito mais expressiva na estabilidade dinâmica deste será alcançada com o próximo modelo apresentado para o TCSC.

5.2.4 Sistema Simétrico – Dispositivo TCSC com Controlador Dinâmico de Primeira Ordem

Vislumbrando alcançar melhoras mais significativas na estabilidade dinâmica do sistema teste, é introduzido um controlador de primeira ordem para modular a reatância X_{CSC} do TCSC. Para isso foi utilizado o sistema de controle abordado no Capítulo 3, definido por uma constante de tempo T_{TCSC} , de

valor 0,05 segundos e um ganho estático K_{TCSC} variável. Como sinal de entrada foi utilizado a variação do fluxo de potência ativa na linha de transmissão.

O TCSC foi incluído na linha de transmissão entre as barras 7 e 8, sendo que neste caso o nível de compensação foi de 10% do valor da reatância nominal da linha de interligação. Na Figura 5.13 observa-se a trajetória do par complexo de autovalores associados ao modo interárea de oscilação devido à inclusão do TCSC e a variação do seu ganho estático.

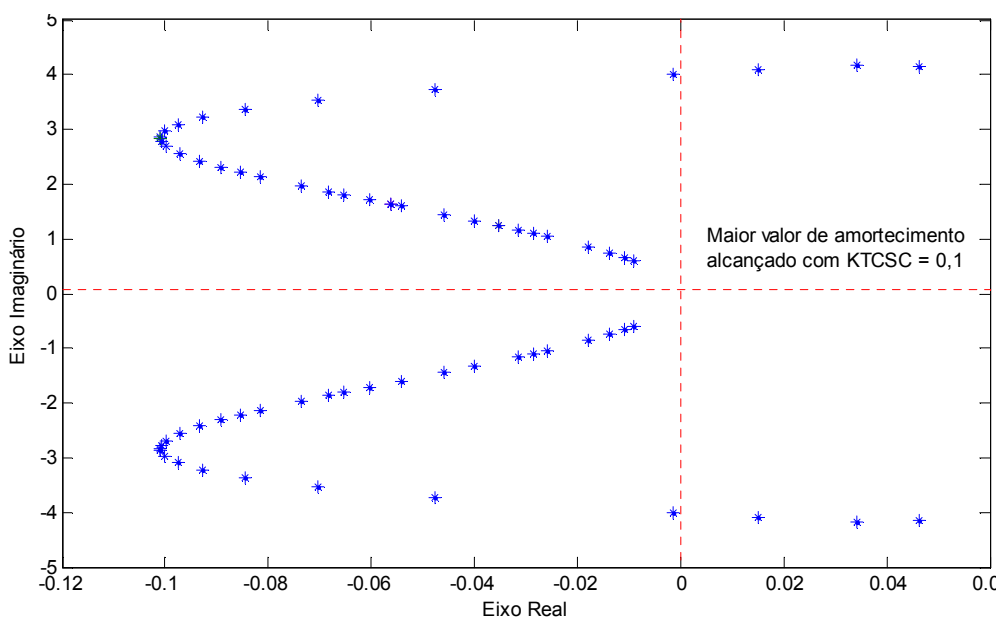


Figura 5.13 – Comportamento do Par Complexo de Autovalores Devido a Variação do ganho K_{TCSC} .

Conclui-se que a introdução do controle de reatância do TCSC foi suficiente para estabilizar o sistema e introduzir amortecimento positivo ao mesmo, deslocando o par complexo de autovalores associados ao modo interárea para o lado esquerdo do plano complexo. Porém, é importante ressaltar que aumentos sucessivos de ganho não se refletem em aumento de amortecimento, pois conforme mostrado na Figura 5.13 os autovalores tendem a voltar para o semiplano direito. Outra observação importante é relacionada aos autovalores associados aos modos locais de oscilação, estes são fracamente influenciados pela mudança do ganho estático do controlador TCSC. Isto pode ser comprovado pelos dados da Tabela 5.14, que mostra os coeficientes de amortecimento para o modo local 1, modo local 2 e modo interárea devido as variações do ganho estático K_{TCSC} .

Tabela 5.14 – Variação do Amortecimento dos Modos de Oscilação Devido a Variação do Ganho do TCSC.

K_{TCSC}	MODO LOCAL 1	MODO LOCAL 2	MODO INTERÁREA
0	0,0398	0,0293	-0,011
0,05	0,0397	0,0293	0,0288
0,1	0,0394	0,0292	0,0383
0,2	0,0391	0,0291	0,0371
0,3	0,0389	0,0291	0,0361
0,4	0,0389	0,0290	0,0338
0,5	0,0389	0,0290	0,0317

Outra forma de observar a influência do aumento do ganho estático é pela análise da Figura 5.14 e 5.15, onde são mostrados os fatores de participação de todas as variáveis de estado no modo local 1 e interárea, quando da introdução do TCSC com ganho igual a 0,2 pu. Para melhor compreensão dessas duas figuras segue a Tabela 5.15 que corresponde às variáveis de estado.

Tabela 5.15 – Variáveis de Estado (figuras 5.14 e 5.15).

Variáveis de Estado																
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
$\Delta\omega_1$	$\Delta\omega_2$	$\Delta\omega_3$	$\Delta\omega_4$	$\Delta\delta_1$	$\Delta\delta_2$	$\Delta\delta_3$	$\Delta\delta_4$	$\Delta E'_{q1}$	$\Delta E'_{q2}$	$\Delta E'_{q3}$	$\Delta E'_{q4}$	ΔE_{fd1}	ΔE_{fd2}	ΔE_{fd3}	ΔE_{fd4}	ΔX_{CSC}

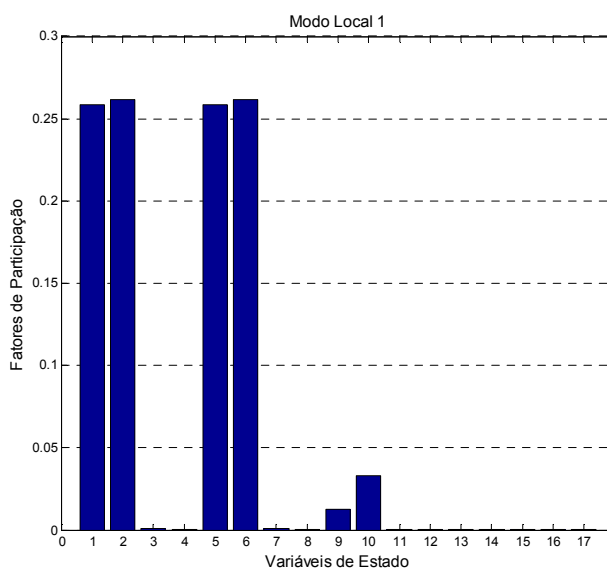


Figura 5.14 – Modo Local 1.

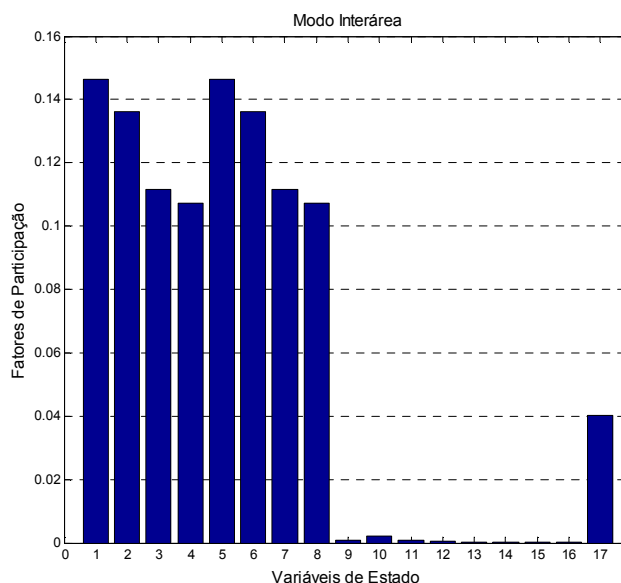


Figura 5.15 – Modo Interárea.

Conclui-se pelas figuras 5.14 e 5.15 que a reatância do TCSC tem maior participação no modo interárea, fornecendo amortecimento a este modo e pouco impacto sobre os modos locais, estando os resultados de acordo com a Tabela 5.14. Outra análise que reforça este fato é o comportamento dinâmico das variáveis de estado do sistema após a ocorrência de uma pequena perturbação (0,05 pu). Para isso considere o comportamento dinâmico dos desvios do ângulo interno dos geradores 3 e 2 apresentados nas figuras 5.16 e 5.17 respectivamente.

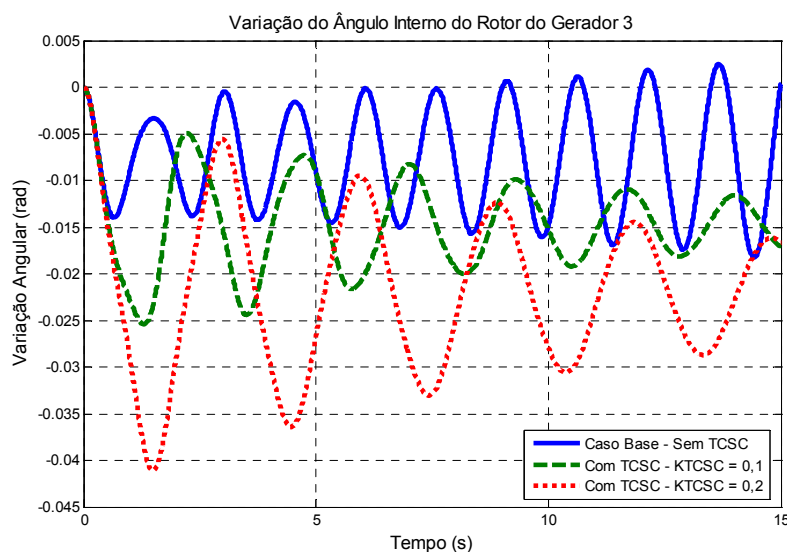


Figura 5.16 – Variação angular gerador 3 – sem TCSC e com TCSC com Controlador Dinâmico de Primeira Ordem.

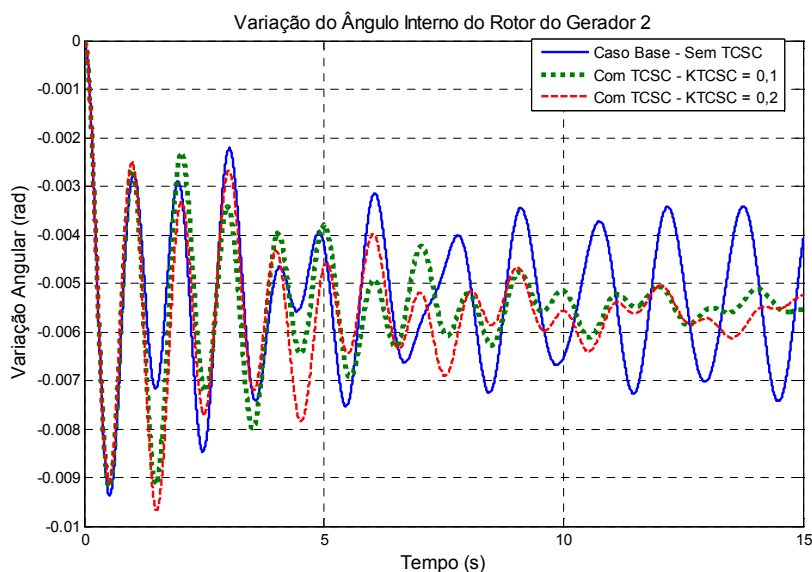


Figura 5.17 – Variação angular gerador 2 – sem TCSC e com TCSC com Controlador Dinâmico de Primeira Ordem.

A análise da Figura 5.16 mostra que o ângulo interno do gerador 3 possui oscilações crescentes quando o sistema está sem o dispositivo TCSC equipado com um controlador de primeira ordem, e estas tornam-se amortecidas e tendem para um valor final quando o mesmo é introduzido. Ainda de acordo com a Figura 5.16, o aumento do ganho do K_{TCSC} reflete em excursões maiores do ângulo interno do gerador 3. Este fato ocasiona um tempo maior para entrada em regime permanente do sistema elétrico e também, um desvio maior no valor final do ângulo interno do rotor para o gerador 3.

A análise da Figura 5.17 mostra que a introdução do dispositivo TCSC, leva o sistema a um ponto de estabilidade, mas, diferente do caso anterior, aumentos de ganho não alteram substancialmente o comportamento dinâmico do ângulo interno do gerador 2. Tal fato pode ser explicado pela localização do TCSC, que atua mais intensivamente no modo de oscilação interárea. O gerador 1 e o gerador 2 estão na mesma área, como é o gerador 1 que sofre a perturbação é natural que os geradores 2 e 3 respondem de formas diferentes os modos locais de oscilação, já que o gerador 3 pertence a outra área e sofre maior influência do modo de oscilação interárea. Algumas conclusões parecidas podem ser obtidas da análise do comportamento dinâmico da velocidade angular dos geradores 3 e 2 em relação à velocidade angular do gerador 1 (referência do sistema) conforme é mostrado através das figuras 5.18 e 5.19 respectivamente.

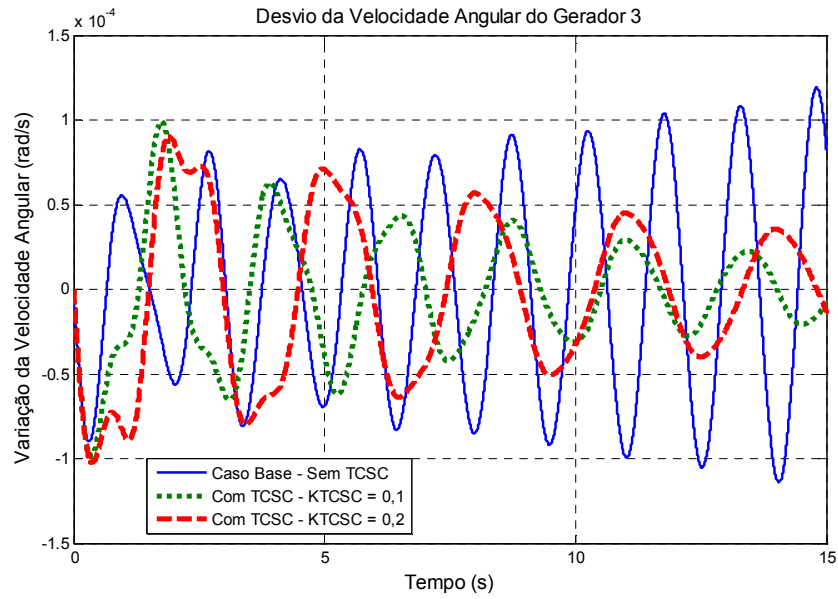


Figura 5.18 – Variação da velocidade angular gerador 3 – sem TCSC e com TCSC com Controlador Dinâmico de Primeira Ordem.

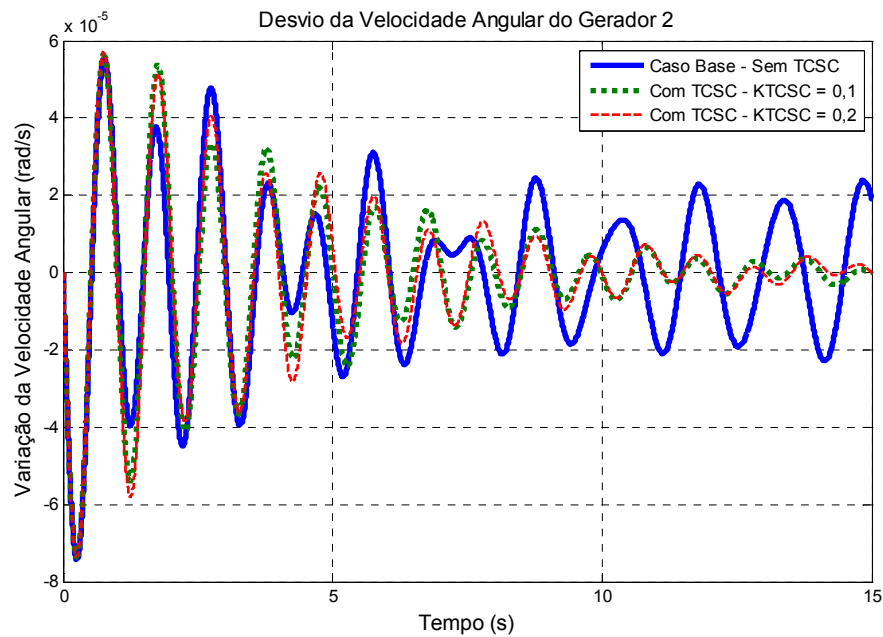


Figura 5.19 – Variação da velocidade angular gerador 2 – sem TCSC e com TCSC com Controlador Dinâmico de Primeira Ordem.

5.2.5 Sistema Simétrico – Controladores Robustos ESP e POD Instalados no Sistema Multimáquinas

Nesta seção serão apresentados os resultados das simulações realizadas no sistema teste com a introdução dos dispositivos ESP e POD projetados pela técnica de controle robusto desenvolvida no Capítulo 4.

Considere que no sistema teste foi inserido um dispositivo FACTS TCSC na linha que interliga as duas áreas (entre às barras 7 e 8). Este dispositivo realiza uma compensação fixa de 10% do valor da reatância da linha onde está instalado. A Tabela 5.16 apresenta os autovalores dominantes do sistema para cinco pontos de operação gerados pela variação das cargas conectadas às barras 7 e 8. Estes pontos de operação formam os quatro vértices do modelo politópico mais um ponto central conhecido como caso base. É possível perceber que em todos os pontos analisados o modo interárea é instável e os modos local 1 e local 2 são estáveis. Cabe salientar que a estabilidade do modo interárea para o caso base utilizando um TCSC com compensação fixa na linha (7- 8) só seria alcançada para valores de compensação superiores a 80% da reatância nominal da linha, o que se torna impraticável em casos reais. Nas simulações realizadas foi utilizada uma compensação de apenas 10% deixando o sistema instável sem a presença dos controladores suplementares.

Tabela 5.16 – Autovalores Dominantes com TCSC Compensação Fixa ($\eta_c = 10\%$) para os Cinco Pontos de Operação.

	Modo Interárea	Modo Local 1	Modo Local 2
Caso Base	0,0484±j4,23	-0,251±j6,28	-0,1726±j5,86
+10% L7 e +10%L8	0,0762±j4,24	-0,183±j6,54	-0,0798±j6,09
+10% L7 e -10% L8	0,0378±j4,25	-0,303±j6,133	-0,203±j5,8
-10% L7 e +10%L8	0,0736±j4,36	-0,0785±j6,96	-0,149±j5,9
-10% L7 e -10% L8	0,0213±j4,18	-0,3187±j6,07	-0,246±j5,623

Na Figura 5.20 é apresentado o comportamento dos autovalores de interesse na análise no domínio da frequência, reforçando o já apresentado na Tabela 5.16. O objetivo do controlador proposto será estabilizar os modos interárea

para todos os vértices do polítopo e aumentar o grau de amortecimento dos modos locais. A estabilidade também deverá ser garantida para toda a combinação de pontos internos ao polítopo construído, o que poderá ser verificado através de simulações adicionais.

Para que se possa ter uma noção quantitativa dos valores dos coeficientes de amortecimento e da frequência em (Hz) para cada ponto de operação analisado, a Tabela 5.17 apresenta de forma clara os mesmos. Lembrando que a faixa de frequência para os modos interárea vai de 0,2Hz a 0,8Hz aproximadamente e para os modos locais 1 e 2 varia entre 0,8Hz até 2Hz. Para facilitar o entendimento da Figura 5.20, será utilizada a seguinte legenda: Δ = +10%L7 e -10%L8, \diamond = ponto de operação que representa o caso base, \circ = -10%L7 e +10%L8, \square = -10%L7 e -10%L8, $+$ = +10%L7 e +10%L8.

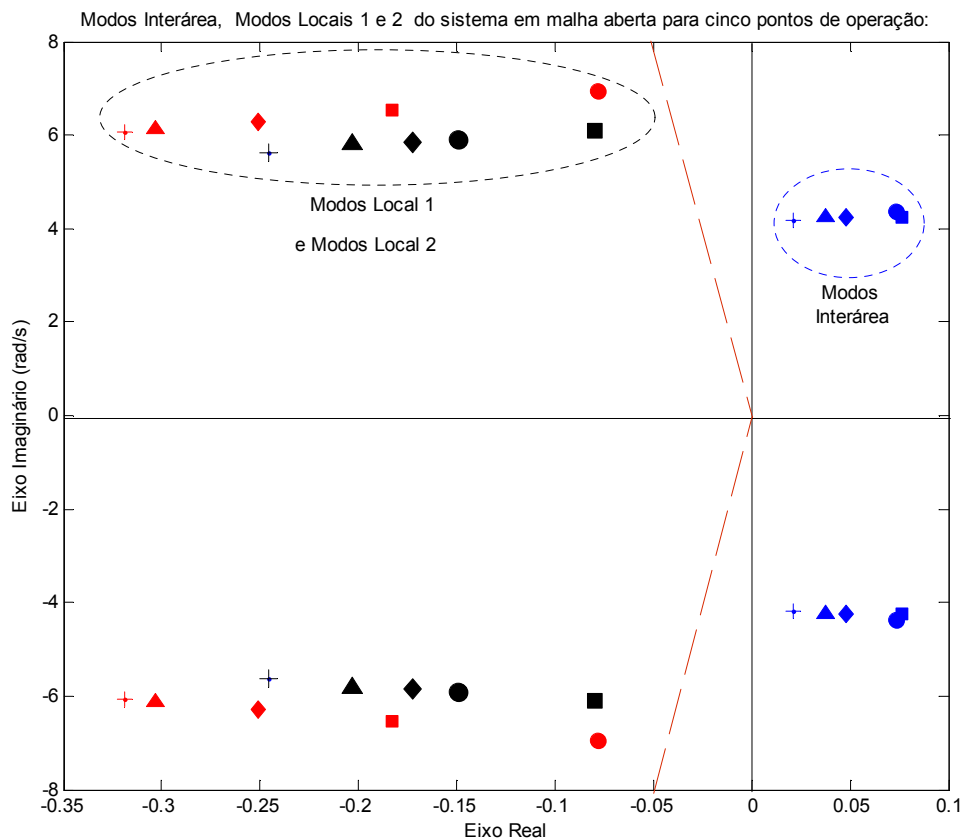


Figura 5.20 – Modos de Oscilação Interárea, Local 1 e Local 2 para os Cinco Pontos de Operação – TCSC Fixo atuando no sistema ($\eta_c = 10\%$).

Tabela 5.17 – Coeficientes de Amortecimento e Frequência para os Cinco Pontos de Operação - TCSC Fixo atuando no sistema ($\eta_c = 10\%$).

	Modo Interárea		Modo Local 1		Modo Local 2	
	ξ	ω_n (Hz)	ξ	ω_n (Hz)	ξ	ω_n (Hz)
Caso Base	-0,011	0,673	0,04	1,0001	0,030	0,933
+10% L7 e +10%L8	-0,018	0,675	0,028	1,03	0,013	0,97
+10% L7 e -10% L8	-0,009	0,68	0,05	0,977	0,035	0,924
-10% L7 e +10%L8	-0,0168	0,693	0,011	1,11	0,025	0,941
-10% L7 e -10% L8	-0,0051	0,67	0,052	0,97	0,044	0,895

Na Figura 5.21 é mostrado o comportamento do ângulo dos rotores de dois geradores em áreas distintas, gerador 2 e gerador 3, quando um degrau de 0,05 pu é aplicado na potência mecânica do gerador 1 simulando um aumento súbito de carga do sistema.

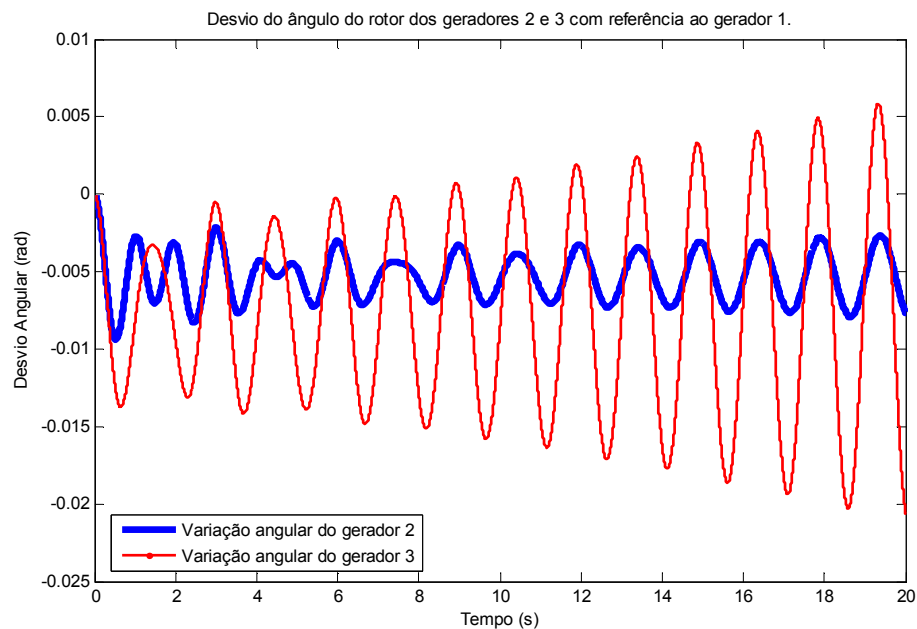


Figura 5.21 – Variação angular do rotor dos geradores 2 e 3 – TCSC Compensação Fixa ($\eta_c = 10\%$) e sem a atuação de Dispositivos de Controle Robusto.

As próximas tabelas e figuras são referentes à performance do sistema teste após a inclusão dos controladores projetados pela lei de controle

desenvolvida no Capítulo 4 desta dissertação, controlador POD atuando junto ao TCSC e controlador ESP atuando no gerador 1, observa-se a significativa alteração sofrida pelos autovalores dominantes para os pontos de operação analisados, conforme ilustrado através da Tabela 5.18

Tabela 5.18 – Autovalores Dominantes para os Cinco Pontos de Operação - Controladores Robustos POD e ESP Atuando em Conjunto com TCSC Compensação Fixa ($n_c = 10\%$).

	Modo Interárea	Modo Local 1	Modo Local 2
Caso Base	$-1,353 \pm j0,819$	$-5,744 \pm j3,898$	$-2,047 \pm j5,091$
+10% L7 e +10%L8	$-1,814 \pm j0,49$	$-5,953 \pm j4,255$	$-1,75 \pm j4,913$
+10% L7 e -10% L8	$-1,621 \pm j0,52$	$-5,221 \pm j5,79$	$-1,822 \pm j5,45$
-10% L7 e +10%L8	$-1,652 \pm j0,59$	$-5,18 \pm j5,74$	$-1,862 \pm j5,22$
-10% L7 e -10% L8	$-1,612 \pm j0,686$	$-5,44 \pm j4,863$	$-1,85 \pm j5,099$

Da análise da Tabela 5.18 conclui-se pela satisfatória ação do controlador robusto no sistema para todos os pontos de operação. Os modos interárea que antes eram instáveis migraram todos para o lado esquerdo do plano complexo, além disso, os modos locais 1 e 2 tiveram suas taxas de amortecimentos elevadas fortemente.

Através da Figura 5.22 é apresentado o posicionamento dos autovalores de interesse no plano complexo após a instalação do controlador robusto, nota-se que o critério de desempenho adotado no projeto do mesmo, através de um fator de amortecimento mínimo ($\xi_0 = 5\%$), foi atendido com folga. Para facilitar o entendimento da Figura 5.22, será utilizada a seguinte legenda: Δ = +10%L7 e -10%L8, \diamond = ponto de operação que representa o caso base, \circ = -10%L7 e +10%L8, \square = -10%L7 e -10%L8, \oplus = +10%L7 e +10%L8.

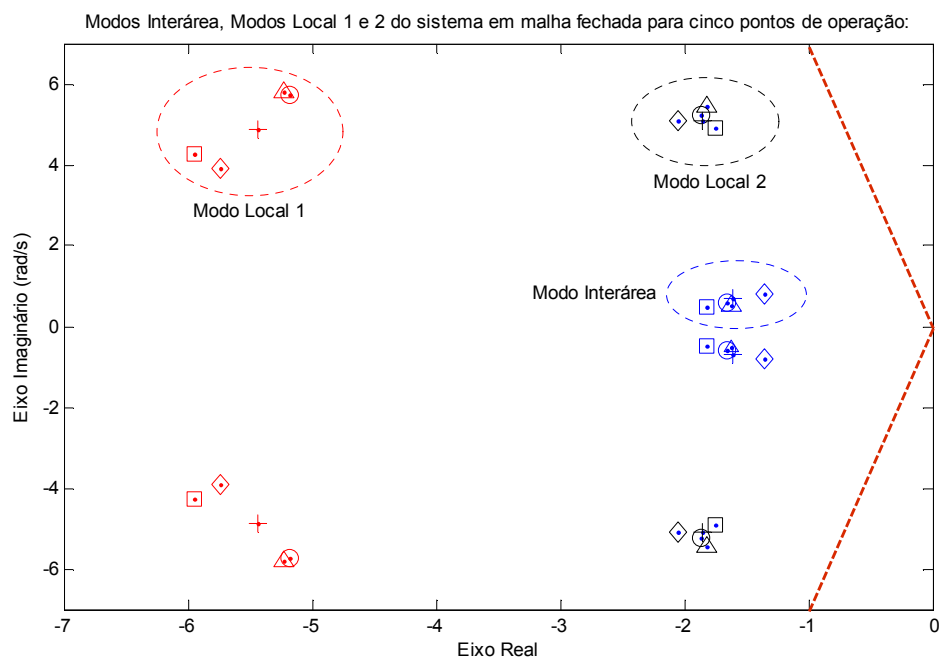


Figura 5.22 – Modos de Oscilação Interárea, Local 1 e Local 2 para os Cinco Pontos de Operação - Controladores Robustos POD e ESP Atuando em Conjunto com TCSC Compensação Fixa ($n_c=10\%$).

A Tabela 5.19 apresenta os valores dos coeficientes de amortecimento e frequência (Hz) para cada ponto de operação mostrado anteriormente na Tabela 5.18. Ficou evidente como os controladores projetados melhoraram a taxa de amortecimento para todos os modos oscilatórios, também é possível verificar a variação na frequência dos mesmos e a maior influência nos modos interárea.

Tabela 5.19 – Coeficientes de Amortecimento e Frequência para os Cinco Pontos de Operação - Controladores Robustos POD e ESP Atuando em Conjunto com TCSC Compensação Fixa ($n_c=10\%$).

	Modo Interárea		Modo Local 1		Modo Local 2	
	ξ	ω_n (Hz)	ξ	ω_n (Hz)	ξ	ω_n (Hz)
Caso Base	0,86	0,2517	0,827	1,105	0,37	0,873
+10% L7 e +10%L8	0,96	0,299	0,81	1,165	0,34	0,83
+10% L7 e -10% L8	0,95	0,271	0,67	1,241	0,317	0,914
-10% L7 e +10%L8	0,94	0,279	0,67	1,23	0,335	0,882
-10% L7 e -10% L8	0,92	0,278	0,745	1,162	0,34	0,863

Na Figura 5.23 é mostrado o desvio angular do rotor dos geradores 2 e 3 tendo como referência o gerador 1, após a instalação dos controladores POD e ESP no sistema. Observa-se significativa melhora quando em comparação com a Figura 5.21. Na Figura 5.24 é apresentado o desvio da velocidade angular dos geradores 2 e 3 ambos referenciados ao gerador 1, também é perceptível a forte influência dos controladores robustos propostos e instalados ao sistema. Para ambas as simulações utilizaram o nível de carregamento do sistema referente ao ponto central do polítopo.

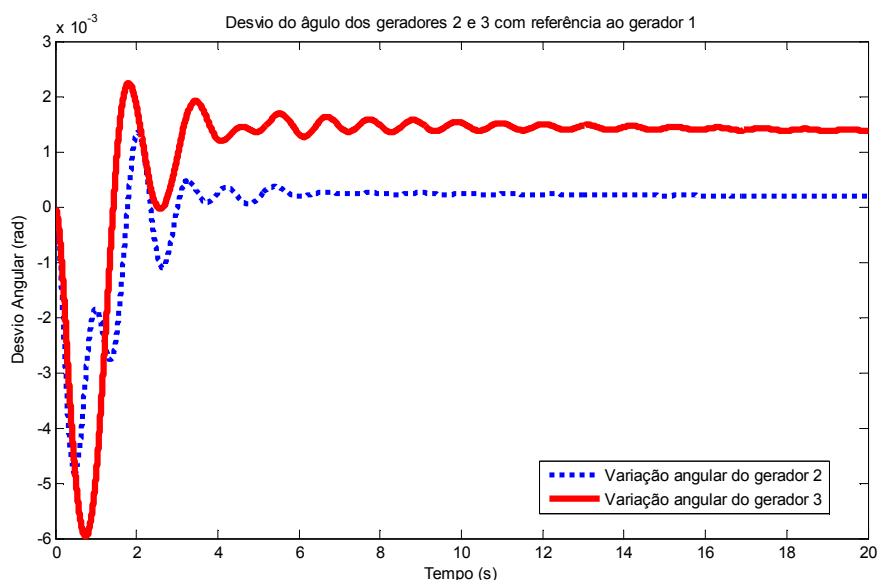


Figura 5.23 – Variação angular do rotor dos geradores 2 e 3 – TCSC Compensação Fixa ($n_c = 10\%$) e Dispositivos POD e ESP Robusto em atuação.

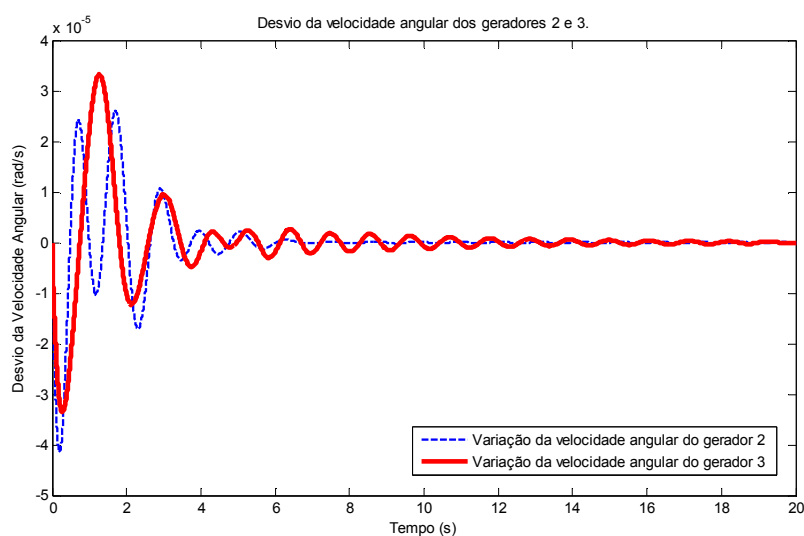


Figura 5.24 – Variação da velocidade angular dos geradores 2 e 3 – TCSC Compensação Fixa ($n_c = 10\%$) e Dispositivos POD e ESP Robusto em atuação.

Com o propósito de verificar a propriedade da convexidade politópica, conforme metodologia empregada no Capítulo 4 desse trabalho, simulações adicionais foram realizadas. Para sua realização, pontos intermediários foram escolhidos como, por exemplo: variações nas cargas de $\pm 7,5\%$ para L7 e L8 e $\pm 2,5\%$ para L7 e L8. A Figura 5.25 refere-se à construção do politopo com as cargas L7 e L8 variando $\pm 7,5\%$, já a Figura 5.26 refere-se a variação de $\pm 2,5\%$ para L7 e L8. Estes dois novos politopos construídos seguem a mesma metodologia apresentada na Seção 4.5.2.1. Para todos os casos simulados foi verificada a estabilidade do sistema, obedecendo também ao critério de desempenho mínimo adotado. As cargas L7 e L8 são referentes às cargas conectadas nas barras 7 e 8 do sistema em análise, que foi apresentado através da figura 5.1 na Seção 5.2.

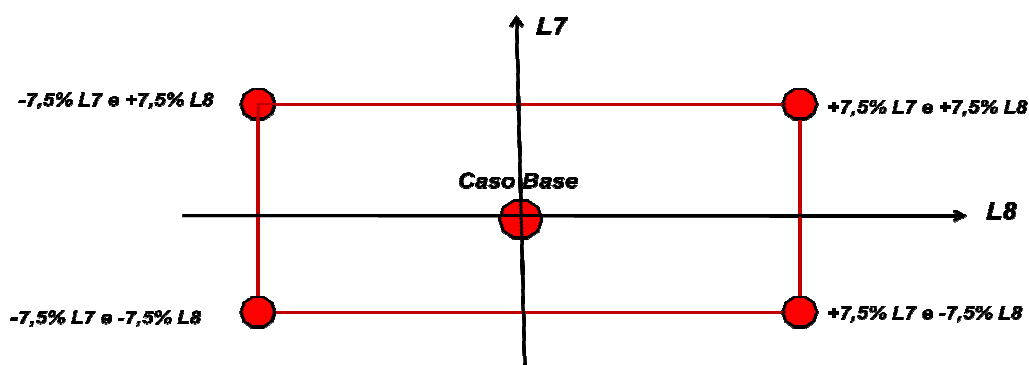


Figura 5.25 – Variação da carga para construção do politopo ($\pm 7,5\%$ L7 e L8).

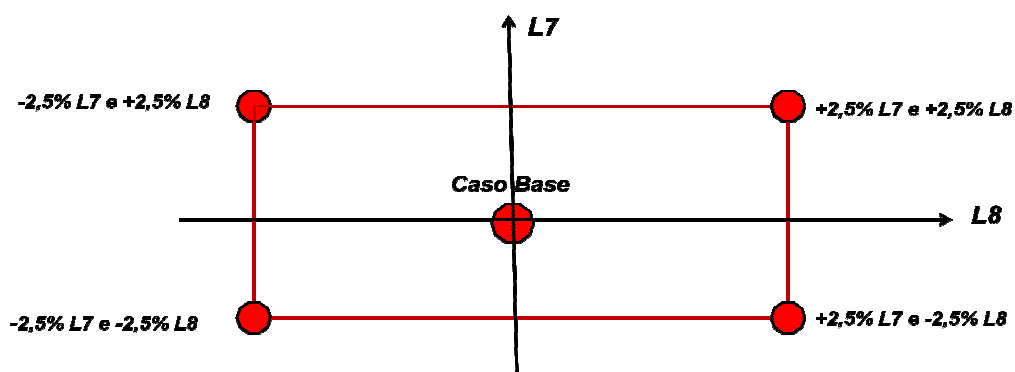


Figura 5.26 – Variação da carga para construção do politopo ($\pm 2,5\%$ L7 e L8).

5.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos através de simulações para o sistema multimáquinas teste, utilizando a formulação desenvolvida nos Capítulos 2, 3 e 4. Foi verificada a instabilidade no sistema multimáquinas simétrico para o caso base, esta verificação foi realizada no domínio do tempo e no domínio da frequência.

O sistema apresentou três modos de oscilação sendo dois deles estáveis chamados modos locais de oscilação (autovalores com pares complexos conjugados situados no semiplano esquerdo do plano complexo) e um modo oscilatório instável com frequência característica de modo de oscilação interárea (o par complexo conjugado para este modo tinha parte real positiva, indicando a instabilidade do sistema elétrico para este ponto de operação).

Para estabilizar o modo oscilatório interárea e aumentar o grau de amortecimento dos modos locais, um dispositivo ESP foi modelado e projetado por técnicas de controle clássico e as simulações avaliaram seu desempenho quando o mesmo foi instalado em diferentes máquinas do sistema teste. O ESP foi desenvolvido para dois valores diferentes de coeficientes de amortecimento, os fatores de participação também foram utilizados na análise de quais máquinas tinham maior influência nos modos oscilatórios instáveis.

Uma segunda abordagem para tornar o sistema estável foi à incorporação do dispositivo FACTS TCSC no sistema elétrico original. Primeiramente um modelo fixo foi implementado, e este para estabilizar fracamente o sistema, necessitou de um nível de compensação de 86% da reatância da linha de transmissão onde o mesmo foi instalado. Então, novas simulações foram realizadas com um modelo de primeira ordem para o TCSC, que para estabilizar o sistema necessitou de um nível de compensação de apenas 10%. Com a instalação deste novo modelo na linha de interligação do sistema (entre as barras 7 e 8) veja Figura 5.1, verificou-se pela análise dos fatores de participação que o mesmo tinha grande influência no modo interárea. Simulações do comportamento dinâmico dos geradores síncronos do sistema também foram realizadas e analisadas.

A terceira e última abordagem realizada por esta pesquisa, buscou alcançar a estabilidade robusta do sistema teste através do projeto simultâneo de controladores do tipo ESP e POD, atuando em conjunto com o dispositivo TCSC já

instalado na linha de interligação entre as duas áreas do sistema. Estes foram projetados utilizando técnicas de controle robusto, conforme procedimento demonstrado no Capítulo 4. Os resultados da implementação dos controladores projetados (ESP e POD) no sistema mostraram-se muito eficientes na estabilização do mesmo, e também no fornecimento de um maior amortecimento aos modos pouco amortecidos. Foi observado que o critério de desempenho foi atendido com folga e através de simulações adicionais a propriedade da convexidade do politopo construído foi satisfeita, já que o sistema estabilizou todos os vértices desse politopo e também pontos contidos no mesmo.

6 CONCLUSÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou alguns resultados importantes referentes ao amortecimento das oscilações eletromecânicas de baixa frequência presentes em um sistema elétrico de potência multimáquinas modelado pelo MSP. As simulações apresentadas no Capítulo 5 analisaram as contribuições provocadas pela atuação de dispositivos FACTS TCSC, controladores ESP modelo clássico, e pela atuação simultânea e coordenada de controladores ESP e POD robustos.

Para estas análises foi utilizada uma modelagem linear para a representação do sistema elétrico de potência denominada, Modelo de Sensibilidade de Potência. Deve-se ressaltar que esta trás como consequência positiva uma maior facilidade para a inclusão de novos dispositivos e controladores ao modelo.

Os primeiros resultados são obtidos da inclusão ao sistema elétrico modelado, de um dispositivo TCSC com Controlador fixo e na sequência por um TCSC com Controlador dinâmico de primeira ordem. A comparação entre as respostas de ambos os dispositivos atuando na estabilização do sistema mostrou que o nível de compensação exigido pelo TCSC com Controlador dinâmico era muito inferior ao modelo de compensação fixa. Outra conclusão importante pode ser extraída da análise da localização do TCSC e a sua influência nos modos oscilatórios presentes no sistema simulado. Neste caso o TCSC foi instalado em uma linha que interliga duas áreas distintas do sistema em estudo, e foi observado que o dispositivo exerceu forte atuação nos modos de oscilação interárea e pouca atuação nos modos locais.

Quanto às contribuições da introdução de controladores ESP ao sistema modelado, uma primeira conclusão é que estes controladores apresentaram resultados satisfatórios na estabilização do sistema, atuando principalmente nos modos locais de oscilação. Uma segunda conclusão diz respeito à utilização dos fatores de participação, visto que estes ajudam na escolha de quais máquinas o ESP pode ser instalado para que se obtenha uma melhor performance no amortecimento das oscilações eletromecânicas.

Com o objetivo de obter resultados ainda melhores com relação à estabilidade a pequenas perturbações no sistema teste analisado, a última parte dessa pesquisa considerou uma metodologia já utilizada em outros trabalhos para

projeto de controladores robustos. Tal metodologia foi aplicada para o projeto simultâneo e coordenado de controladores robustos do tipo ESP e de controladores suplementares para o dispositivo TCSC (POD), sendo que neste trabalho estes controladores foram aplicados a um sistema multimáquinas modelado pelo MSP.

Técnicas de controle moderno foram utilizadas para garantir maior robustez aos controladores projetados e garantir a estabilidade não apenas para um ponto de operação, mas para uma região formada pelo politopo construído. Para a construção do modelo politópico foram utilizados os resultados das simulações feitas no MSP incluindo o dispositivo TCSC com um controle por compensação fixa igual à $n_c=10\%$ para diferentes pontos de operação. Para todos estes pontos, que formam os vértices do modelo politópico, o sistema se apresentou instável no seu modo de oscilação interárea.

Os resultados da operação dos controladores robustos projetados, sendo o PSS instalado junto ao gerador 1 e o POD na malha de controle do TCSC instalado na linha de interligação entre as áreas do sistema teste, foram apresentados na Seção 5.2.5. Destes resultados concluiu-se que os controladores projetados estabilizam de forma satisfatória todos os pontos de operação considerados, inclusive os pontos contidos no politopo, obedecendo ao critério de desempenho mínimo com folga.

Finalmente a realização desse trabalho oportunizou ao autor o conhecimento de novas ferramentas de modelagem de sistemas elétricos de potência como o MSP e suas vantagens em relação a outros métodos de modelagem. O trabalho com *softwares* como o *MatPower* para resolução de fluxo de carga e o *MatLab* onde foram implementados todos os programas utilizados, proporcionou ao autor deste trabalho um maior aprofundamento e conhecimento das ferramentas disponíveis nestes aplicativos, principalmente as ferramentas para se trabalhar com as LMIs. Os estudos realizados na área de controle robusto foram fundamentais para o conhecimento e compreensão de algumas ferramentas como é o caso das LMIs, e também surge como fator motivador para a continuidade e evolução das pesquisas nesta área, o que culminará com várias propostas para trabalhos futuros.

6.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Como propostas para trabalhos futuros são apresentadas algumas sugestões:

1. Aplicação da lei de controle utilizada neste trabalho para projetar os controladores ESP e POD, para teste com outros dispositivos FACTS como, por exemplo: SSSC, UPFC, IPFC, SVC.
2. Aplicação da lei de controle utilizada neste trabalho para projeto de controladores ESP e POD em sistemas de grande porte, onde exista a presença vários modos de oscilação eletromecânica atuando ao mesmo tempo (Modos Locais e Interárea).
3. Projeto de novos controladores ESP e POD utilizando novas técnicas de controle robusto e adaptativo, bem como lógica nebulosa.

REFERÊNCIAS

ANDERSON, P.; FOUAD, A. A. *Power system control and stability*. United States of America: *IEEE Power Systems Engineering Series*, 1993. 464p.

ABOUL-ELA M. E.; SALLAM A. A.; MCCALLEY J. D.; FOUAD A. A. Damping controller design for power system oscillations using global signals. *IEEE Transactions on Power Systems*, New York, vol 11, n. 2, pp. 767-773, 1996.

BAZANELLA, A. S.; FISCHMAN, A.; SILVA, A. S. Coordinated robust controllers in power systems, *IEEE power tech*, 1995.

BOYD, S.; GHAOUI, L.; FERON, E.; BALAKRISHNAN, V. Linear matrix inequalities in system and control theory. Philadelphia, P:SIAM 1994.

CASTRO, M. S.; NASSIF, A. B.; DA COSTA, V. F. DA SILVA, L. C. P. Impacts of FACTS controllers on damping Power Systems low frequency eletromechanical oscillations. *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference & Exposition: Latin America*, 2004.

CASTRO, M. S. A Influência de controladores FACTS na estabilidade de ângulo a pequenas perturbações de sistemas elétricos de potência. Dissertação de mestrado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas-UNICAMP, Campinas, 2005.

CHIALLI, M.; GAHINET, P. APKARIAN, P. Robust pole placement in LMI regions. *IEEE transactions on automatic control*, vol. 44, n.12, pp. 2257-2270, December 1999.

DECKMANN, S. M.; DA COSTA, V. F. A Power sensitivity model for electromechanical oscillation studies. *IEEE Transactions on Power Systems*, New York, v. 9, n. 2, p. 965-971, 1994.

DECKMANN, S. M.; DA COSTA, V. F. Synchronizing and damping torques obtained from a power sensitivity model. In: *COLLOQUIUM OF CIGRÉ STUDY COMMITTEE*, 38, 1993, Florianópolis. *Cigre Florianópolis*. [s.l.], 1993. p. 3.6.1-3.6.4.

DEL ROSSO A. D.; CAÑIZARES C. A.; DOÑA V. M. A study of TCSC controller design for power system stability improvement. *IEEE Transactions on Power Systems*, New York, v. 18, n. 4, p. 1487–1496, 2003.

DEMELLO, F. P.; CONCÓRDIA, C. Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, New York, v.88, n. 4, p. 316-329, 1969.

FURINI, M. A. Estudo da estabilidade a pequenas perturbações de sistemas elétricos de potência multimáquinas sob a ação dos controladores FACTS TCSC e UPFC. 2008. 153f. Dissertação de mestrado, Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista-UNESP, Ilha Solteira, 2008.

GAHINET, P.; NEMIROVSKI, A.; LAUB, A. J.; CHILALI, M. LMI control toolbox user's guide. Natick, MA: The Mathworks Inc, 1995.

GAMA C. Brazilian north-south interconnection – control application and operating experience with a TCSC. *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, New York, v. 2, p. 1103–1108, 1999.

HANDSCHIN, E.; SCHNURR, N.; WELLSSOW, W. H. Damping potential of FACTS devices in the European power systems. *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, vol. 4, July 2003.

HEFFRON, W. G.; ROSENBERRY, G. M.; ROTHE, F. S. Generalizes hunting equations of power systems. *AIEE transactions on power apparatus and systems*, v. 71, pp. 1095-1101, December, 1952.

HEFFRON, W. G.; PHILLIPS, R. A. Effect of a modern amplitude voltage a regulator on underexcited operation large turbine generators. *AIEE transactions on power apparatus and systems*, v. 71, pp. 692-697, August, 1952.

HINGORANI, N. G.; GYUGYI, L. *Understanding FACTS: concepts and technology of flexible AC transmission systems*. New York: IEEE Press- John Wiley, 1999. 452p.

HINGORANI N. G. High power electronics and flexible AC transmission systems. *IEEE Power Engineering Review*, New York, v. 76, n. 4, p. 3-4, 1998.

ISHIMARU, M. R.; YOKOYAMA, R.; SHIRAI, G.; LEE, K. Y. Allocation and design of robust TCSC controllers based on power systems stability index. *IEEE power engineering society winter meeting*, vol 1, n1, pp. 573-578, 2002.

JIANBO, G.; GESONG, C.; JIMING, L.; BAIQING, L.; WEIZHOU, W. Chengxian 220kV thyristor controlled series compensation: parameters desing, control & overvoltage protection: *IEEE transaction and distribution conference and exhibitition: Asia and Pacific*, August 2005.

KIMBARK, E. W. Improvement of system stability by switched series capacitors. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, New York, v. PAS-85, n. 2, p. 180–188, 1966.

KLEIN M., ROGERS G. J.; KUNDUR P. A fundamental study of inter-area oscillation in power systems. *IEEE Transactions on Power Systems*, New York, v. 6, n. 3, p. 914-921, 1991.

KUIAVA, R.; RAMOS, R. A.; BRETAS, N. G. Robust control methodology for the design of supplementary damping controllers for FACTS devices. *Revista Controle e Automação*, vol. 20, 2009.

KUIAVA, R. Controle robusto de dispositivos FACTS para o amortecimento de oscilações em sistemas elétricos de potência. Dissertação de mestrado, USP, São Carlos, 2007

KUIAVA, R.; RAMOS, R. A.; BRETAS, N. G. Robust design of a TCSC supplementary controller to damp inter-area oscillations. *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2007.

KUIAVA, R.; OLIVEIRA, R. V.; RAMOS, R. A.; BRETAS, N. G. Simultaneous coordinated design of PSS and TCSC damping controller for power systems. *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, June 2006.

KUNDUR, P. *Power system stability and control*. United States of America: Electric Power Research Institute, 1994. 1176p.

KUNDUR, P.; PASERBA, J.; AJJARAPU, V.; ANDERSSON, G.; BOSE, A.; CANIZARES, C.; HATZIARGYRIOU, N.; HILL, D.; STANKOVIC, A.; TAYLOR, C.; CUTSEM, V. T.; VITTAL, T. . Definition and classification of power system stability. *IEEE transactions on power systems*, vol. 19, n.2, pp. 1387-1401, 2004

KUNDUR P.; KLEIN M.; ROGERS G. J.; ZYWNO M. S. Application of power system stabilizers for enhancement of overall system stability. *IEEE Transactions on Power Systems*, New York, v. 4, n. 2, p. 614 – 626, 1989.

LARSEN E. V.; SWANN D. A. Applying power system stabilizers, Part I: general concepts, Part II: Performance Objectives and Tuning Concepts, Part III: Practical Considerations. *IEEE Power Apparatus and Systems*, New York, v. PAS-100, n. 12, p. 3017– 3046, 1981.

MARTINS N.; LIMA L. T. G. Determination of suitable locations for power system stabilizers and static VAR compensators for damping electromechanical oscillations in large scale power systems. *IEEE Transactions on Power Systems*, New York, v. 5, n. 4, p. 74–82, 1990.

VANDENBERGHE L.; BOYD S. A Primal-Dual Potential Reduction Method for Problems Involving Matrix Inequalities. *Mathematical Programming Series B*, 1994.

NOROOZIAN M.; ANDERSSON G. Damping of inter-area and local modes by use of controllable components, *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v. 10, n. 4, p. 2007–2012, 1995.

OLIVEIRA, M. C.; GEROMEL, J. .; BERNUSSOU, J. Design of dynamic output feedback decentralized controllers via a separation procedure. *International journal of control*, vol 73, n.5, pp. 371-381, 2000.

PASERBA J. J. How facts controller benefit AC transmission systems. *Transmission and Distribution Conference and Exposition, IEEE PES*, New York, v. 3, n. 7-12, p. 991–998, 2003.

PUPIN, C. E. Estudo da estabilidade a pequenas perturbações de sistemas elétricos multimáquinas com dispositivos FACTS do tipo SSSC e controladores suplementares (POD e PSS). 2009. 146f. Dissertação de mestrado, Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista-UNESP, Ilha Solteira, 2009.

RAMOS, R. A.; ALBERTO, L. F. C.; BRETAS N. G. A new methodology for the coordinated desing of robust decentralized Power systems damping cotrollers. *IEEE Transactions on Power Systems*, vol 19, no. 1, pp. 444-454, 2004.

SADIKOVIC, R. Damping controller design for power system oscillations. Zurich: Technical Report, Power Systems Laboratory, Swiss Federal Institute of Technology, 2004. 14p.

SONG Y. H.; JOHNS A. T. *Flexible AC transmission system (FACTS)*. England: The Institute of Electrical Engineers, TJ International, 1999. 592p.

SILVA, M. S. Estudo comparativo do modelo linear de Heffron e Phillips e Modelo de Sensibilidade de Potência com a inclusão dos dispositivos FACTS SVC e TCSC. 2008. 122f. Dissertação de mestrado, Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista-UNESP, Ilha Solteira, 2008.

TAYLOR, C. W. *Power System Voltage Stability*. United States of America: McGraw-Hill, 1993.

TROFINO, N. A.; BAZANELLA, A. S.; FISCHMAN, A. Designing robust controllers with operating point tracking, *3rd IFAC Symposium on system structure and control*, 1998.

WATANABE E. H.; BARBOSA P. G.; ALMEIDA K. C.; TARANTO G. N. Tecnologia FACTS - tutorial. *SBA Controle & Automação*, Campinas, v. 9, n. 1, p. 39–55, 1998.

WANG H. F.; SWIFT F. J. An unified model for the analysis of FACTS devices in damping power system oscillations part II: multi-machine power systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, New York, v.13, n.4, p. 1355-1362, 1998.

YANG N.; LIU Q.; MCCALLEY J. D. TCSC controller design for damping interárea oscillations. *IEEE Transactions on Power Systems*, New York, v. 13, n. 14, p. 1304–1310, 1998.

YU, Y. N. *Electric power system dynamic*. New York: Academic Press, 1983. 255p.

YUE, F.; BAILU, Q. Electrical design aspect of Pingguo TCSC project. *IEEE transmission and distribution conference and exhibition: Asia and Pacific*, August 2005.

ZIMMERMAN R.; GAN D. MATPOWER – A MATLAB power system simulation package. Disponível em: <<http://www.pserc.cornell.edu/matpower/matpower.html>>. Acesso em: 10 OUT. 2009.

APÊNDICE I MATRIZ DE TRANSFORMAÇÃO DE COORDENADAS

Considere dois sistemas de coordenadas distintos, conforme Figura (I.1), onde tem-se um sistema fixo, determinado pelos eixos real (r) e imaginário (m), e outro rotativo, determinado pelos eixos direto (d) e em quadratura (q).

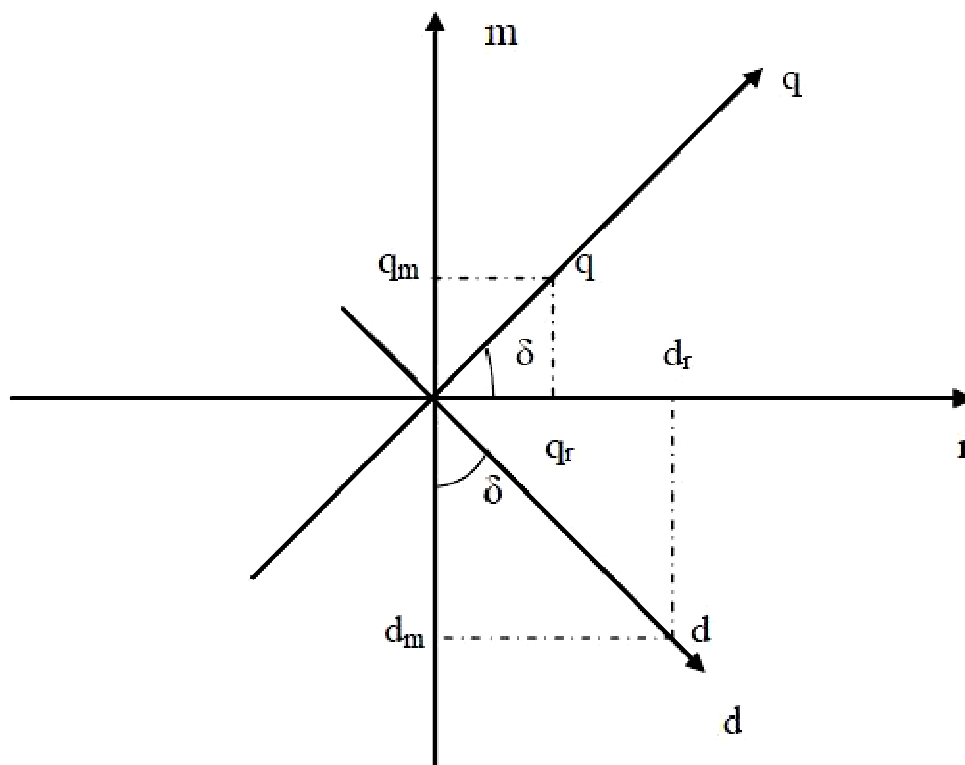


Figura I.1- Sistemas de coordenadas r, m e d, q

Da Figura I.1 pode-se expressar uma grandeza sobre o eixo real (r), como na equação (I.1) (PUPIN, 2009).

$$r = d_r + q_r \quad (I.1)$$

De maneira semelhante, para uma grandeza no eixo imaginário (m), tem-se a equação (I.2) (PUPIN, 2009).

$$m = -d_m + q_m \quad (I.2)$$

Da Figura I.1 também podem ser obtidas as relações trigonométricas de interesse, descritas pelas equações (I.3) (PUPIN, 2009).

$$\begin{aligned}\cos\delta &= \frac{q_r}{q} \\ \text{sen}\delta &= \frac{q_m}{q}\end{aligned}\tag{1.3}$$

$$\begin{aligned}\cos\delta &= \frac{d_m}{d} \\ \text{sen}\delta &= \frac{d_r}{d}\end{aligned}$$

Através de substituições pertinentes, pode ser escrito o sistema matricial que transforma uma grandeza descrita no sistema de coordenadas (r,m) , para o sistema de coordenadas (d,q) (equação (1.4)) (PUPIN, 2009).

$$\begin{bmatrix} r \\ m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}\delta & \cos\delta \\ -\cos\delta & \text{sen}\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = T^{-1} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix}\tag{1.4}$$

De maneira similar, obtém-se a transformada inversa entre os sistemas de coordenadas (d,q) e (r,m) (equação (1.5)) (PUPIN, 2009).

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen}\delta & -\cos\delta \\ \cos\delta & \text{sen}\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ m \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} r \\ m \end{bmatrix}\tag{1.5}$$

APÊNDICE II ANÁLISE MODAL

A análise do comportamento dinâmico de um sistema elétrico de potência multimáquinas contendo dispositivos ESP e FACTS, quando este é submetido a pequenas perturbações pode ser obtida da sua representação na forma linearizada de espaço de estados de acordo com a equação (II.1) (FURINI, 2008).

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\Delta \mathbf{x} + \mathbf{B}\Delta \mathbf{u} \quad (\text{II.1})$$

$$\Delta \mathbf{y} = \mathbf{C}\Delta \mathbf{x} + \mathbf{D}\Delta \mathbf{u}$$

Na equação (II.1) $\Delta \mathbf{x}$ é o vetor de variáveis de estado, $\Delta \mathbf{y}$ é o vetor de saídas e $\Delta \mathbf{u}$ o vetor de entradas. As matrizes **A**, **B**, **C** e **D** representam respectivamente a matriz de estados, matriz de entradas, matriz de saídas e matriz de realimentação.

Através da aplicação da Transformada de Laplace pode-se obter uma função de transferência que definirá o comportamento do sistema como um todo de acordo com a equação (II.2) (FURINI, 2008).

$$G(s) = \frac{\Delta y(s)}{\Delta u(s)} = \mathbf{C} \frac{\text{adj}(s\mathbf{I}-\mathbf{A})}{\det(s\mathbf{I}-\mathbf{A})} \mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (\text{II.2})$$

Todos os valores de s que satisfazem a equação $\det(s\mathbf{I}-\mathbf{A}) = 0$, conhecida como equação característica da matriz **A**, são conhecidos como os autovalores (λ_i) da matriz **A**. Os autovalores podem ocorrer em valores reais ou em pares complexos conjugados, sendo que os primeiros representam modos não oscilatórios e os segundos definem modos oscilatórios, sendo que seu amortecimento é dado pela parte real e a frequência de oscilação pela parte imaginária. Para cada modo oscilatório, associado a um par complexo conjugado ($\lambda_i = \sigma_i + j\omega_i$) pode-se definir seu coeficiente de amortecimento que determina uma taxa de eliminação das oscilações de acordo com a equação (II.3) (FURINI, 2008).

$$\xi_i = \frac{-\sigma_i}{\sqrt{\sigma_i^2 + \omega_i^2}} \quad (\text{II.3})$$

Para estudos de estabilidade a pequenas perturbações realiza-se a análise do sinal dos autovalores da matriz \mathbf{A} . O Primeiro Método de Lyapunov define que se o sistema possui todos os autovalores com parte real negativa este é estável, porém se ao menos um autovalor possui parte real positivo o sistema é instável, e se a parte real de qualquer autovalor for nula nada se pode afirmar sobre a estabilidade do sistema.

Para cada autovalor podemos definir os autovetores direito (φ_i) e esquerdo (ψ_i) que satisfazem as equações (II.4) e (II.5) respectivamente (FURINI, 2008).

$$\mathbf{A}\varphi_i = \lambda_i\varphi_i \quad (\text{II.4})$$

$$\psi_i\mathbf{A} = \lambda_i\psi_i \quad (\text{II.5})$$

O autovetor direito indica em quais variáveis do sistema o modo oscilatório pode ser observado, enquanto que o autovetor esquerdo determina a faixa de contribuição de uma variável num certo modo oscilatório.

Os autovetores direito e esquerdo podem ser combinados de forma a definir uma relação entre as variáveis de estado e os modos oscilatórios, essa relação é representada pelo fator de participação descrito pela equação (II.6) (FURINI, 2008).

$$P_{ki} = \varphi_{ki}\psi_{ik} \quad (\text{II.6})$$

O fator de participação define a participação relativa de uma variável de estado k em um determinado modo de oscilação i .

Uma vez obtidas às características de cada modo oscilatório, ações de controle devem ser tomadas para que este modo se torne mais amortecido. Para que o controlador inserido contribua de maneira positiva ao amortecimento deve-se escolher um conjunto de entrada e saída de maneira que se obtenha a maior controlabilidade e observabilidade. Ou seja, o modo oscilatório deve ser observável na variável de entrada do controlador, enquanto que a variável de saída deve produzir uma maior influência sobre o sistema. Os resíduos (R_i) de uma função de

transferência fornecem informações sobre a controlabilidade e observabilidade do conjunto entrada-saída para o controlador concomitantemente para um determinado modo de oscilação.

Considere que a função de transferência expressa pela equação (II.2) possa ser expandida em frações parciais, tal que possa ser dada pela equação (II.7), em função das matrizes \mathbf{C} e \mathbf{B} e dos autovetores direito e esquerdo (MARTINS, LIMA, 1990; FURINI, 2008).

$$G(s) = \frac{\Delta y(s)}{\Delta u(s)} = \sum \frac{C\varphi_i\psi_iB}{(s-\lambda_i)} = \sum \frac{R_i}{(s-\lambda_i)} \quad (\text{II.7})$$

Da equação (II.7) nota-se que o resíduo é dado pelo produto entre a observabilidade de uma entrada \mathbf{C}_i e a controlabilidade de uma saída \mathbf{B}_k associado a um determinado autovalor de acordo com o conjunto de equações (II.8) (MARTINS, LIMA, 1990; FURINI, 2008).

$$\text{Obser} = C_j\varphi_i$$

$$\text{Cont} = \psi_iB_k$$

$$R_{ijk} = \text{Obser} \cdot \text{Cont}$$

(II.8)

APÊNDICE III FORMULAÇÃO DO PROBLEMA DE CONTROLE POR MEIO DE LMIs

Com base nas definições adotadas na Seção 4.5.2 deste trabalho e utilizando a desigualdade de Lyapunov para caracterizar a estabilidade do sistema em malha fechada (4.46)-(4.47), o problema de projeto de controladores de amortecimento por realimentação de saída para o sistema (4.42)-(4.43) resume-se em encontrar matrizes A_c , B_c , C_c e $\tilde{P} = \tilde{P}^T$ de tal forma que (KUIAVA, 2007)

$$\tilde{P} > 0, \quad (\text{III.1})$$

$$\tilde{A}^T \tilde{P} + \tilde{P} \tilde{A} < 0, \quad (\text{III.2})$$

Sejam satisfeitas.

Desse modo, o problema de projeto consiste em estabelecer uma estrutura de controle por realimentação da saída definida pelas matrizes A_c , B_c , C_c que posicione todos os autovalores do sistema em malha fechada A no semiplano esquerdo do plano complexo. As técnicas de controle que utilizam tal abordagem são chamadas de técnicas de posicionamento de pólos (KUIAVA, 2007). Porém, utilizar uma abordagem de controle na forma (III.1)-(III.2) possui algumas desvantagens e limitações práticas, dentre as quais, destacam-se:

- (i) Sistemas elétricos de potência apresentam variações sucessivas nas condições de operação ao longo do dia, por isso desejável que o controlador de amortecimento projetado seja robusto a estas variações. A Seção III.1 irá tratar do problema de robustez no controlador projetado.
- (ii) A metodologia de projeto dos controladores de amortecimento deve não só se preocupar com a estabilização do sistema, mas também em fornecer amortecimento satisfatório aos modos de oscilação pouco amortecidos. Este problema será tratado na Seção III.2.
- (iii) A desigualdade matricial (III.1)-(III.2), é conhecida como uma Desigualdade Matricial Bilinear, BMI, nas variáveis matriciais A_c , B_c , C_c e \tilde{P} . Isso implica que (III.1)-(III.2) não é uma restrição convexa, desta

forma o problema não pode ser tratado diretamente pelos algoritmos de resolução de LMIs. Esse problema será tratado na Seção III.3.

III.1 Robustez

Espera-se do controlador de amortecimento projetado que o mesmo seja robusto frente às variações no ponto de operação do sistema devido às flutuações de carga que ocorrem naturalmente ao longo do dia. Para tratar de incertezas provocadas por estas variações de carga, a metodologia de projeto faz uso de um modelo politópico. Este é construído através da linearização do modelo multimáquinas para L diferentes pontos de operação, onde cada um dos sistemas lineares resultantes corresponde a um vértice do modelo politópico. Assim, o controlador é projetado para todo um conjunto de pontos que constituem o politopo.

Devido à convexidade do modelo politópico, certas propriedades verificadas para seus vértices, se estendem para todos os pontos contidos neste conjunto, e essa propriedade é usada para garantir a robustez do controlador projetado (KUIAVA, 2007).

O sistema em malha fechada, composto pelos modelos do sistema de potência linearizados em torno do i -ésimo ponto de operação do controlador, pode ser escrito por:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \tilde{A}_i \tilde{x}(t), \quad \tilde{A}_i = \begin{bmatrix} A_i & B_i C_c \\ B_c C_i & A_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

Onde $i = 1, \dots, L$.

Agora, considere o seguinte sistema linear com incertezas politópicas:

$$\dot{\tilde{x}} = \tilde{A}(\alpha)\tilde{x}, \quad \tilde{x}(0) = x_0 \quad (\text{III.4})$$

Onde $\tilde{A}(\alpha) \in \Omega$ sendo Ω um subconjunto no espaço das matrizes de ordem $(n+m) \times (n+m)$ formado pela combinação convexa das matrizes \tilde{A}_i e $x(0)$ é a condição inicial do sistema em malha fechada. Assim, define-se o conjunto Ω por:

$$\Omega = \{\tilde{A}(\alpha): \tilde{A}(\alpha) = \sum_{i=1}^L \alpha_i A_i; \sum_{i=1}^L \alpha_i = 1; \alpha_i \geq 0\} \quad (III.5)$$

Pode ser observado em (III.5) que o conjunto Ω é um politopo no espaço das matrizes e as matrizes \tilde{A}_i são os vértices deste politopo. Uma condição suficiente que prova a estabilidade do politopo (III.5) é dada por uma matriz $\tilde{P} = \tilde{P}^T$ tal que as LMIs

$$\tilde{P} > 0, \quad (III.6)$$

$$\tilde{A}(\alpha)^T \tilde{P} + \tilde{P} \tilde{A}(\alpha) < 0 \quad (III.7)$$

Sejam satisfeitas para todo $\tilde{A}(\alpha) \in \Omega$. Essa condição é conhecida na literatura como Estabilidade Quadrática (BARMISH, 1985). A condição (III.6)-(III.7) pode ser verificada, de uma maneira equivalente, pela existência de uma matriz $\tilde{P} = \tilde{P}^T$ tal que

$$\tilde{P} > 0, \quad (III.8)$$

$$\tilde{A}_i^T \tilde{P} + \tilde{P} \tilde{A}_i < 0, \quad (III.9)$$

Sejam satisfeitas para $i = 1, \dots, L$. Dessa forma, a estabilidade do politopo (III.7) pode ser verificada pela análise dos seus vértices. Desta forma, o uso de um modelo politópico associado com a teoria de estabilidade quadrática garante a estabilização do sistema em malha fechada (III.3) não somente para os pontos de operação utilizados na construção do modelo politópico, mas também, para todos os pontos de operação que geram modelos linearizados cujas matrizes pertencem a Ω . Com o uso do modelo politópico, o problema de controle consiste em encontrar as matrizes A_c, B_c, C_c e \tilde{P} que satisfaçam as LMIs (III.8)-(III.9) equacionadas para todos os L vértices do politopo (KUIAVA, 2007).

Na próxima etapa é tratado o desempenho do controlador projetado, onde algumas restrições são adicionadas no conjunto de LMIs (III.8)-(III.9) que definirão um critério de desempenho mínimo para o mesmo.

III.2 Índice de desempenho

A metodologia de projeto adota um fator de amortecimento mínimo ξ_0 para os modos oscilatórios do sistema em malha fechada como critério de desempenho para o controlador. Para tal finalidade utiliza-se a Técnica de Posicionamento Regional de Pólos (PRP) (CHIALLI et al, 1999). Tal técnica impõe que os polos do modelo politópico sejam posicionados no interior de uma região do semi-plano esquerdo do plano complexo definida por ξ_0 , como mostrado através da Figura III.1. Pela análise da figura conclui-se:

$$\cos\theta = \frac{-\sigma}{\sqrt{\sigma^2 + w^2}} = \xi_0 \Rightarrow \theta = \arccos(\xi_0) \quad (\text{III.10})$$

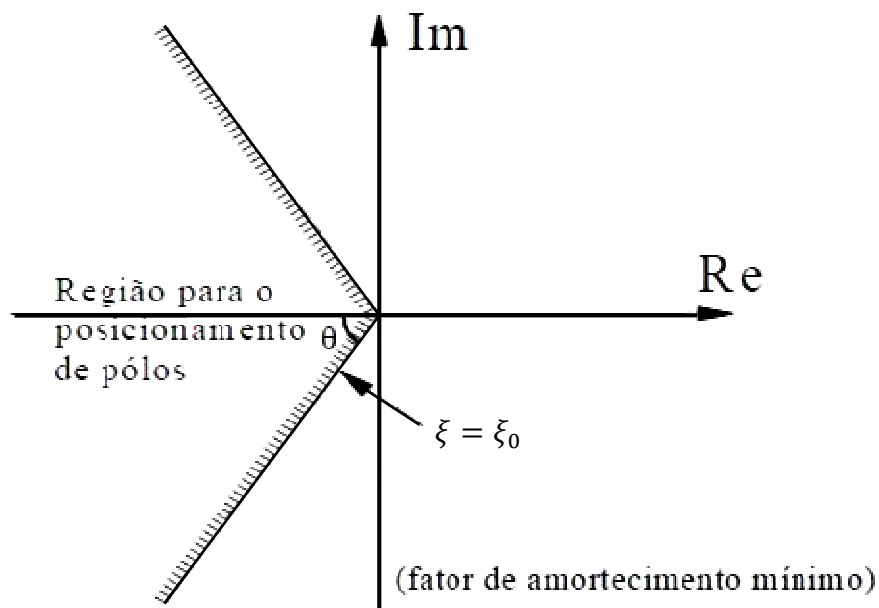


Figura III.1 – Região LMI para posicionamento dos polos.

Combinando-se os critérios de desempenho na forma de PRP com os critérios de estabilidade robusta (III.8)-(III.9), obtêm-se uma nova formulação para o problema de controle, a qual consiste em encontrar as matrizes \mathbf{A}_c , \mathbf{B}_c , \mathbf{C}_c e $\tilde{\mathbf{P}} = \tilde{\mathbf{P}}^T$ de modo que as desigualdades matriciais

$$\tilde{\mathbf{P}} > 0, \quad (\text{III.11})$$

$$\begin{bmatrix} \operatorname{sen}\theta(\tilde{A}_i^T \tilde{P} + \tilde{P} \tilde{A}_i) & \operatorname{cos}\theta(\tilde{P} \tilde{A}_i - \tilde{A}_i^T \tilde{P}) \\ \operatorname{cos}\theta(\tilde{A}_i^T \tilde{P} - \tilde{P} \tilde{A}_i) & \operatorname{sen}\theta(\tilde{A}_i^T \tilde{P} + \tilde{P} \tilde{A}_i) \end{bmatrix} < 0, \quad (\text{III.12})$$

Sejam satisfeitas para $i = 1, \dots, L$ e $\theta = \operatorname{acos}(\xi_0)$

Essa nova formulação do problema de controle atende aos requisitos de robustez e desempenho mínimo para um sistema em malha fechada. Entretanto, tal formulação ainda é composta por BMIs. Na próxima subseção é mostrado como adaptar o problema para o uso de LMIs e, com isso, possibilitar a imposição da descentralização na estrutura de controle, quando pretende-se projetar dois ou mais controladores simultaneamente (KUIAVA, 2007).

III.3 Descentralização

As desigualdades matriciais (III.11)-(III.12) apresentam não linearidades nas multiplicações das variáveis matriciais \mathbf{A}_c , \mathbf{B}_c , \mathbf{C}_c e $\tilde{\mathbf{P}} = \tilde{\mathbf{P}}^T$, não permitindo que algoritmos de resolução de LMIs sejam aplicados diretamente para a resolução do problema de controle. Porém, através de uma mudança de variáveis e de uma nova formulação dessas desigualdades pode-se tratar o problema em dois estágios. Cada um desses estágios envolve a solução de um conjunto de LMIs para a obtenção das matrizes \mathbf{A}_c , \mathbf{B}_c , \mathbf{C}_c do controlador. Além de permitir a aplicação de algoritmo de resolução de LMIs bastante eficiente, para projeto de dois ou mais controladores, esta nova formulação permite a imposição de estrutura bloco diagonal para as matrizes do controlados, o que resulta fisicamente em um conjunto de controladores descentralizados e coordenados (KUIAVA, 2007).

Para a apresentação desta nova formulação, considera-se novamente a formulação do problema de controle através da solução das desigualdades matriciais (para a obtenção das matrizes \mathbf{A}_c , \mathbf{B}_c , \mathbf{C}_c):

$$\tilde{\mathbf{P}} > 0, \quad (\text{III.13})$$

$$\tilde{\mathbf{A}}^T \tilde{\mathbf{P}} + \tilde{\mathbf{P}} \tilde{\mathbf{A}} < 0, \quad (\text{III.14})$$

Sendo $\tilde{\mathbf{P}}$ uma matriz simétrica, é possível particioná-la da seguinte maneira:

$$\tilde{\mathbf{P}} = \begin{bmatrix} \mathbf{X} & \mathbf{U} \\ \mathbf{U}^T & \mathbf{X}_c \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{P}}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y} & \mathbf{V} \\ \mathbf{V}^T & \mathbf{Y}_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

Onde, as matrizes $\mathbf{X}, \mathbf{X}_c, \mathbf{Y}, \mathbf{Y}_c, \mathbf{U}, \mathbf{V}$, sendo que tais matrizes (com exceção de \mathbf{U} e \mathbf{V}), são simétricas. Sabendo que $\tilde{\mathbf{A}}$ é a matriz do sistema de malha fechada definida por (4.46)-(4.47) e considerando o particionamento (III.15) é possível obter um novo equacionamento para o problema na forma de desigualdades matriciais (agora com a inclusão das novas variáveis matriciais introduzidas pelo particionamento da matriz $\tilde{\mathbf{P}}$). Considere também a seguinte mudança de variáveis:

$$\mathbf{L} = \mathbf{C}_c \mathbf{V}^T, \quad \mathbf{F} = \mathbf{U} \mathbf{B}_c, \quad \mathbf{M} = \mathbf{V} \mathbf{A}_c^T \mathbf{U}^T \quad (\text{III.16})$$

Onde as matrizes \mathbf{L}, \mathbf{F} e \mathbf{M} possuem ordem apropriada. Além disso, define-se também a matriz de transformação de congruência $\tilde{\mathbf{T}} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y} & \mathbf{I} \\ \mathbf{V}^T & \mathbf{0} \end{bmatrix}$.

Agora, multiplicando-se as desigualdades matriciais (III.13)-(III.14) à direita por $\tilde{\mathbf{T}}$ e a esquerda por $\tilde{\mathbf{T}}^T$ e desenvolvendo os termos resultantes com a inclusão das novas variáveis matriciais definidas por (III.16), encontra-se uma nova formulação para o problema de controle, a qual consiste em encontrar matrizes simétricas $\mathbf{X}, \mathbf{Y} \in \mathbf{R}^{n \times n}$ e matrizes $\mathbf{L} \in \mathbf{R}^{p \times n}$, $\mathbf{F} \in \mathbf{R}^{n \times q}$ e $\mathbf{M} \in \mathbf{R}^{n \times n}$ de tal forma que as desigualdades matriciais

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Y} & \mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \mathbf{X} \end{bmatrix} > \mathbf{0} \quad (\text{III.17})$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{Z} + \mathbf{M} \\ \mathbf{Z}^T + \mathbf{M}^T & \mathbf{G} \end{bmatrix} > \mathbf{0} \quad (\text{III.18})$$

Sejam satisfeitas. Sendo que:

$$\mathbf{H} = \mathbf{A} \mathbf{Y} + \mathbf{Y} \mathbf{A}^T + \mathbf{B} \mathbf{L} + \mathbf{L}^T \mathbf{B}^T \quad (\text{III.19})$$

$$\mathbf{G} = \mathbf{A}^T \mathbf{X} + \mathbf{X} \mathbf{A} + \mathbf{F} \mathbf{C} + \mathbf{C}^T \mathbf{F}^T \quad (\text{III.20})$$

$$Z = A + YA^T X + YC^T F^T + L^T B^T X \quad (III.21)$$

Uma descrição mais detalhada a respeito desta nova formulação para o problema de controle pode ser encontrada em (OLIVEIRA; GEROMEL; BERNUSSOU, 2000) e (RAMOS et al, 2004). Com as variáveis matriciais calculadas e pela escolha adequada da matriz V (e, conseqüentemente, para a matriz U), as matrizes do controlador são obtidas por (III.16). No entanto, as desigualdades (III.17)-(III.18) apresentam não-linearidades nas multiplicações que ocorrem em (III.21), entre as variáveis Y e X , Y e F , L e X . Portanto, tais desigualdades são BMIs.

Uma maneira utilizada para transformar (III.17)-(III.18) em um conjunto de LMIs é a eliminação das não-linearidades atribuídas ao termo Z através da escolha $M=-Z$. O conjunto de LMIs resultantes pode ser resolvido de modo que a matriz C_c e as matrizes A_c e B_c sejam projetadas de maneira independente. Isso ocorre porque, definido $M=-Z$, (III.18) se transforma em

$$\begin{bmatrix} G & 0 \\ 0 & H \end{bmatrix} < 0 \implies G < 0, \quad H < 0 \quad (III.22)$$

Assim, pela solução da LMI $H < 0$ obtém-se as variáveis matriciais Y e L e, portanto, por (III.16) encontra-se C_c . Já pela solução da LMI $G < 0$ encontra-se as variáveis matriciais X e F . A matriz F é utilizada para o cálculo da matriz B_c e as matrizes Y , L e X determinam a matriz M , que por sua vez, faz parte do cálculo da matriz A_c .

Entretanto, com $M=-Z$ não é possível adotar uma estrutura bloco diagonal (e, portanto, descentralizada) para a matriz A_c . Isso ocorre porque a condição $M=-Z$ impõe que a estrutura da matriz A_c seja dependente da estrutura da matriz de estados A , a qual não apresenta uma estrutura na forma bloco diagonal. Além disso, como a matriz A_c é dependente da matriz A , não é possível projetar um controlador robusto a partir do modelo politópico.

Como alternativa para solucionar estes problemas propõe-se em (OLIVEIRA; GEROMEL; BERNUSSOU, 2000) uma nova formulação para o

problema de controle, por meio da solução de um conjunto de LMIs, que possibilita a escolha de estruturas particulares (na forma bloco diagonal) para os controladores e, portanto, atende ao requisito de descentralização. Tal formulação satisfaz o requisito de estabilidade robusta através de um modelo politópico do sistema e o requisito de desempenho do controlador, pela imposição de uma taxa de amortecimento mínima para os modos oscilatórios do sistema em malha fechada (ambos os requisitos discutidos anteriormente). Esse novo conjunto de LMIs é obtido a partir de uma nova parametrização das desigualdades matriciais (III.17)-(III.18). Esta nova parametrização toma como base uma matriz fixa $\mathbf{C}_c = \bar{\mathbf{C}}_c$ e introduz as novas variáveis matriciais

$$\mathbf{P} = \mathbf{Y}^{-1} \quad , \quad \mathbf{S} = \mathbf{Y}^{-1}\mathbf{M} \quad (\text{III.23})$$

Agora, multiplicando (III.17)-(III.18) na direita e na esquerda por \mathbf{Y}^{-1} e introduzindo as novas variáveis matriciais definidas em (III.23), encontra-se uma nova formulação para o problema de controle que consiste em encontrar as matrizes simétricas $\mathbf{X}, \mathbf{P} \in \mathbf{R}^{n \times n}$ e matrizes $\mathbf{S} \in \mathbf{R}^{n \times n}$ e $\mathbf{F} \in \mathbf{R}^{n \times q}$ de modo que as LMIs

$$\begin{bmatrix} \mathbf{P} & \mathbf{P} \\ \mathbf{P} & \mathbf{X} \end{bmatrix} > 0, \quad (\text{III.24})$$

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \bar{\mathbf{A}} & \mathbf{P} \mathbf{A} + \bar{\mathbf{A}}^T \mathbf{X} + \mathbf{C}^T \mathbf{F}^T + \mathbf{S} \\ \bar{\mathbf{A}}^T \mathbf{P} + \mathbf{X} \bar{\mathbf{A}} + \mathbf{F} \mathbf{C} + \mathbf{S}^T & \mathbf{G} \end{bmatrix} < 0 \quad (\text{III.25})$$

Seja satisfeitas. Sendo

$$\bar{\mathbf{A}} = \mathbf{A} + \mathbf{B} \bar{\mathbf{C}}_c \quad (\text{III.26})$$

A solução dessas LMIs fornece as matrizes $\mathbf{X}, \mathbf{P}, \mathbf{S}$ e \mathbf{F} , as quais permitem o cálculo das matrizes \mathbf{A}_c e \mathbf{B}_c (KUIAVA, 2007). A formulação (III.24)-(III.25) tem por vantagens possibilitar a inclusão dos critérios de estabilidade robusta e desempenho mínimo dos controladores por meio da modelagem politópica com restrições na forma de posicionamento regional de polos. Além disso, as variáveis

matriciais podem assumir estruturas particulares na forma bloco diagonal, possibilitando assim o projeto de controladores descentralizados.

Por outro lado, essa formulação traz como desvantagem a necessidade de se conhecer antecipadamente a matriz C_c . Em (RAMOS et al, 2004) propõe-se encontrar essa matriz por meio da solução do problema de controle por realimentação de estados, que consiste basicamente em encontrar a solução para as LMIs

$$Y > 0, \quad (III.27)$$

$$AY + YA^T + BL + B^T L^T < 0 \quad (III.28)$$

Nas variáveis matriciais Y e L , para em seguida, calcular $C_c = LY^{-1}$.

A partir da formulação de controle dada pelas LMIs (III.24), (III.25), (III.27) e (III.28) e pelas relações (III.16), associadas aos critérios de estabilidade robusta e desempenho mínimo para o controlador, obtém-se o procedimento de projeto de controladores adotado na Seção 4.5.3 deste trabalho. Maiores detalhes a respeito do desenvolvimento desse procedimento podem ser encontrados em (RAMOS et al, 2004; OLIVEIRA et al, 2000; KUIAVA et al, 2009; KUIAVA et al, 2006).

APÊNDICE IV PROGRAMAS UTILIZADOS

A figura abaixo refere-se à tela do *software MatPower* onde foi configurado o sistema teste utilizado nas simulações anteriores (4 geradores e 10 barras). Dados referentes aos geradores, barras do sistema, linhas de transmissão e potência base do sistema modelado, são inseridos nesta etapa.

```

function mpc = case10
%CASE10 Power flow data for 10 bus, 4 generator case.
% Please see 'help caseformat' for details on the case file format.
%
% Based on data from Joe H. Chow's book, p. 70.
%
% MATPOWER
% $Id: case10.m,v 1.10 2009/12/24 16:24:00 ray Exp $

%% MATPOWER Case Format : Version 1
mpc.version = '1';

%----- Power Flow Data -----%
%% system MVA base
mpc.baseMVA = 100;

%% bus data
% bus_i type Pd Qd Gs Bs area Vm Va baseKV zone Vmax Vmin
mpc.bus = [
20 1 2 0 0 0 0 0 1 1 0 230 1 1.1 0.9;
21 2 2 0 0 0 0 0 1 1 0 230 1 1.1 0.9;
22 3 2 0 0 0 0 0 2 1 0 230 1 1.1 0.9;
23 4 3 0 0 0 0 0 2 1 0 230 1 1.1 0.9;
24 5 1 0 0 0 0 0 1 1 0 230 1 1.1 0.9;
25 6 1 0 0 0 0 0 1 1 0 230 1 1.1 0.9;
26 7 1 1159 212 0 0 1 1 0 230 1 1.1 0.9;
27 8 1 1575 288 0 0 2 1 0 230 1 1.1 0.9;
28 9 1 0 0 0 0 0 2 1 0 230 1 1.1 0.9;
29 10 1 0 0 0 0 0 2 1 0 230 1 1.1 0.9;
];

%% generator data
% bus Pg Qg Qmax Qmin Vg mBase status Pmax Pmin Pc1 Pc2 Qc1min Qc1max Qc2min Qc2max ramp_agc ramp_10 ramp_30 ramp_q apf
mpc.gen = [
35 1 700 195.97 700 100 1 100 1 700 100 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0;
36 2 700 505.25 700 100 1 100 1 700 100 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0;
37 3 700 601.55 700 100 1 100 1 700 100 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0;
38 4 743.69 236.08 700 100 1 100 1 700 100 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0;
];

%% branch data
% zbus tbus r x b rateA rateB rateC ratio angle status angmin angmax
mpc.branch = [
44 1 5 0.001 0.012 0 330 330 330 0 0 1 -360 360;
45 2 6 0.001 0.012 0 330 330 330 0 0 1 -360 360;
46 7 8 0.022 0.22 0.33 330 330 330 0 0 1 -360 360;
47 7 8 0.022 0.22 0.33 330 330 330 0 0 1 -360 360;
48 7 8 0.022 0.22 0.33 330 330 330 0 0 1 -360 360;
49 6 7 0.002 0.02 0.03 330 330 330 0 0 1 -360 360;
50 6 7 0.002 0.02 0.03 330 330 330 0 0 1 -360 360;
51 4 10 0.001 0.012 0 330 330 330 0 0 1 -360 360;
52 3 9 0.001 0.012 0 330 330 330 0 0 1 -360 360;
53 9 8 0.002 0.02 0.03 330 330 330 0 0 1 -360 360;
54 9 8 0.002 0.02 0.03 330 330 330 0 0 1 -360 360;
55 5 6 0.005 0.05 0.075 330 330 330 0 0 1 -360 360;
56 5 6 0.005 0.05 0.075 330 330 330 0 0 1 -360 360;
57 10 9 0.005 0.05 0.075 330 330 330 0 0 1 -360 360;
58 10 9 0.005 0.05 0.075 330 330 330 0 0 1 -360 360;
];

%----- OPF Data -----%
%% area data
% area refbus
mpc.areas = [
65 2 4;
];

%% generator cost data
% 1 startup shutdown n x1 y1 ... xn yn
% 2 startup shutdown n c(n-1) ... c0
mpc.gencost = [
72 2 1500 0 3 0.11 5 150;
73 2 2000 0 3 0.085 1.2 600;
74 2 3000 0 3 0.1225 1 335;
75 2 3000 0 3 0.1225 1 335;
];

```

Figura IV.1 – Tela de modelagem do sistema em estudo no *MatPower*.

Com o sistema elétrico de potência devidamente modelado, então todas as tensões e ângulos em todas as barras do mesmo são encontradas após a execução do fluxo de carga para o ponto de operação chamado caso base. O resultado obtido para o fluxo de carga é mostrado na Figura IV.2. Estes dados serão utilizados em outros programas implementados no *MatLab* cujos resultados embasam as análises realizadas anteriormente.

```
ans =
version: '1'
baseMVA: 100
bus: [10x13 double]
gen: [4x21 double]
branch: [15x13 double]
areas: [2 4]
gencost: [4x7 double]

>> runpf case10

Newton's method power flow converged in 5 iterations.

Converged in 0.31 seconds

-----
| System Summary |
-----
How many?      How much?      P (MW)      Q (MVar)
-----
Buses          10      Total Gen Capacity  2800.0      400.0 to 2800.0
Generators     4      On-line Capacity  2800.0      400.0 to 2800.0
Committed Gens 4      Generation (actual) 2843.7      1538.8
Loads          2      Load              2734.0      500.0
Fixed          2      Fixed              2734.0      500.0
Dispatchable  0      Dispatchable      -0.0 of -0.0 -0.0
Shunts         0      Shunt (inj)        -0.0         0.0
Branches       15      Losses (I^2 * Z)   109.69      1151.63
Transformers   0      Branch Charging (inj) -          112.8
Inter-ties     3      Total Inter-tie Flow 189.6       6.1
Areas          2

-----
| Bus Data |
-----
Bus # Voltage Mag(pu) Ang(deg) Generation P (MW) Q (MVar) Load P (MW) Q (MVar)
-----
1 1.000 8.683 700.00 195.97 - - -
2 1.000 -2.088 700.00 505.25 - - -
3 1.000 -11.924 700.00 601.55 - - -
4 1.000 0.000 743.69 236.08 - - -
5 0.973 3.846 - - - - -
6 0.936 -6.928 - - - - -
7 0.886 -16.162 - - - 1159.00 212.00
8 0.865 -26.575 - - - 1575.00 289.00
9 0.924 -16.765 - - - - -
10 0.968 -5.149 - - - - -

Total: 2843.69 1538.85 2734.00 500.00

-----
| Branch Data |
-----
Branch # From Bus To Bus From Bus Injection P (MW) Q (MVar) To Bus Injection P (MW) Q (MVar) Loss (I^2 * Z) P (MW) Q (MVar)
-----
1 1 1 5 700.00 195.97 -694.72 -132.56 5.284 63.41
2 2 2 6 700.00 505.25 -692.55 -415.82 7.453 89.43
3 3 7 8 63.77 -4.84 -62.61 -8.88 1.157 11.57
4 4 7 8 63.77 -4.84 -62.61 -8.88 1.157 11.57
5 5 7 8 63.77 -4.84 -62.61 -8.88 1.157 11.57
6 6 7 687.00 214.72 -675.15 -98.74 11.847 118.47
7 6 7 687.00 214.72 -675.15 -98.74 11.847 118.47
8 4 10 743.69 236.08 -737.61 -163.02 6.088 73.06
9 3 9 700.00 601.55 -691.48 -499.32 8.519 102.22
10 9 8 706.90 261.47 -693.58 -130.68 13.320 133.20
11 9 8 706.90 261.47 -693.58 -130.68 13.320 133.20
12 5 6 347.36 66.28 -340.73 -6.81 6.631 66.31
13 5 6 347.36 66.28 -340.73 -6.81 6.631 66.31
14 10 9 368.80 81.51 -361.16 -11.81 7.641 76.41
15 10 9 368.80 81.51 -361.16 -11.81 7.641 76.41

Total: 109.694 1151.63
```

Figura IV.2 – Tela de resultado do fluxo de carga para o sistema teste (caso base).

ANEXO I ARTIGOS SUBMETIDOS E PUBLICADOS

MIOTTO, L. E.; COVACIC, R. M.(2010). Analysis of Impacts of PSS Controllers and TCSC FACTS Devices at Dynamic Stability of a Multimachine Power System. *Transmission & Distribution Latin America Conference and Exposition, IEEE PES*. São Paulo - SP (2010).

MIOTTO, L. E.; COVACIC, R. M.(2010). Análise da Estabilidade Dinâmica de um Sistema Elétrico de Potência Multimáquinas com a Atuação de Dispositivos FACTS TCSC e Controladores Robustos. *Transmission & Distribution Latin America Conference and Exposition, IEEE PES*. São Paulo - SP (2010).

MIOTTO, L. E.; COVACIC, R. M.(2010). Study of Stability Dynamic in a Multimachine Power System using Robust Controllers PSS and POD. *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC 2011), IEEE PES*. Wuhan, China (2011).