

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ROMAN KUIAVA

**Projeto de controladores para o amortecimento de
oscilações em sistemas elétricos com geração distribuída**

São Carlos
2010

Livros Grátis

<http://www.livrosgratis.com.br>

Milhares de livros grátis para download.

ROMAN KUIAVA

Projeto de controladores para o amortecimento de oscilações em sistemas elétricos com geração distribuída

Tese apresentada à Escola de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo (USP/EESC), como parte dos requisitos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Área: Sistemas Elétricos de Potência
Orientador: Prof. Rodrigo A. Ramos

São Carlos
2010

AUTORIZO A REPRODUÇÃO E DIVULGAÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTES TRABALHOS, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica preparada pela Seção de Tratamento
da Informação do Serviço de Biblioteca – EESC/USP

K96p

Kuiava, Roman

Projeto de controladores para o amortecimento de oscilações em sistemas elétricos com geração distribuída / Roman Kuiava ; orientador Rodrigo A. Ramos. -- São Carlos, 2010.

Tese (Doutorado-Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas Elétricos de Potência) -- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2010.

1. Sistemas elétricos de potência. 2. Controladores de amortecimento. 3. PSS. 4. Inclusão diferencial linear limitada por norma. 5. Inclusão diferencial linear politópica. 6. Desigualdades matriciais lineares.
I. Título.

À Vanessa, pelo seu amor, compreensão e apoio ao longo destes últimos anos

Agradecimentos

Ao professor Rodrigo A. Ramos, pela amizade, confiança e orientação, tanto científica quanto pessoal, dada durante todos esses anos de convívio.

Ao professor Hemanshu R. Pota, pela atenção e apoio dados durante o estágio realizado na UNSW@ADFA.

Ao Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos (USP/EESC), pela oportunidade de realização do curso de doutorado.

Aos colegas do LACOSEP (Laboratório de Análise Computacional em Sistemas Elétricos de Potência), pela amizade, pelas discussões científicas e profissionais, e pelo bom ambiente de trabalho.

À Vanessa, aos meus pais José e Lucia e aos meus sogros Altina e Valdino.

À USP, pelo ensino gratuito e de qualidade.

À Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) pela concessão da bolsa de doutorado e pelo apoio financeiro para a realização dessa pesquisa.

Resumo

KUIAVA, R. Projeto de controladores para o amortecimento de oscilações em sistemas elétricos com geração distribuída. 2010. Tese (doutorado) – Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2010.

Essa pesquisa se propõe a investigar o uso de Inclusões Diferenciais Lineares Limitadas por Norma (IDLNs) para projeto de controladores de amortecimento de tipo PSS (*Power System Stabilizer*) para sistemas elétricos com a presença de geração distribuída. Uma vez definida de maneira adequada, uma IDLN pode ser capaz de englobar um conjunto de trajetórias do modelo não-linear do sistema em estudo. Assim, é possível garantir certas propriedades (estabilidade assintótica, por exemplo) para as trajetórias da IDLN e, conseqüentemente, as mesmas propriedades terão validade para as trajetórias do modelo não-linear. Inicialmente propõe-se um procedimento para cálculo dos parâmetros do modelo de IDLN proposto de forma que ela seja capaz de agregar um conjunto de dinâmicas de interesse do sistema. Tal procedimento divide-se, basicamente, em duas etapas. Na primeira etapa, o objetivo é englobar um conjunto de trajetórias do modelo não-linear do sistema numa Inclusão Diferencial Linear Politópica (IDLPL). Já na segunda etapa, os parâmetros da IDLN são calculados a partir da solução um problema na forma de LMIs (*Linear Matrix Inequalities*) que utiliza informações da IDLPL obtida anteriormente. Em seguida, essa pesquisa propõe um procedimento sistemático na forma de LMIs para projeto de controladores de amortecimento de tipo PSS para sistemas de geração distribuída usando-se os modelos de IDLNs propostos. Restrições na forma de desigualdades matriciais são incluídas ao problema de controle para garantir um desempenho mínimo a ser atingido pelo controlador. Como resultado, a formulação do problema de controle é descrita por um conjunto de BMIs (*Bilinear Matrix Inequalities*). Entretanto, através de um procedimento de separação pode-se tratar o problema em duas etapas, ambas envolvendo a solução de um conjunto de LMIs. Uma planta de co-geração instalada numa rede de distribuição composta por um alimentador e 6 barras é utilizada como sistema teste.

Palavras-chave – Sistemas elétricos de potência, Sistemas de distribuição com geradores síncronos, Controladores de amortecimento, Inclusão diferencial linear limitada por norma, desigualdades matriciais lineares.

Abstract

KUIAVA, R. Design of controllers to damp oscillations in electrical systems with distributed generation. 2010. Thesis (Doctoral) – Departamento de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, 2010.

This work proposes an investigation about the use of Norm-bounded Linear Differential Inclusions (NLDIs) for the design of PSS-type damping controllers for electrical systems with the presence of distributed generation. When the NLDI is properly defined, it is possible to guarantee certain properties (for example, asymptotic stability) to the trajectories of the NLDI and, consequently, the trajectories of the nonlinear model have these same properties. Initially, this research proposes a procedure to calculate the NLDI parameters in such way it can be capable to aggregate a set of dynamics of interest. Such procedure is constituted by two steps. In the first step, the objective is to aggregate some trajectories of the nonlinear model to a Polytopic Linear Differential Inclusion (PLDI). In the second step, the NLDI parameters are calculated by solving a problem in the form of LMIs (Linear Matrix Inequalities) that uses the IDLP previously obtained. After that, this research proposes a systematic method based on LMIs for the design of PSS-type damping controllers for distributed generation systems. Such method uses the proposed NLDI models. Constraints in the form of LMIs are included to the control problem formulation in order to guarantee a desirable performance to the controller. As a result, the control problem formulation is structured by a set of BMIs (Bilinear Matrix Inequalities). However, it is possible to deal with such problem in two steps, both involving the solution of a set of LMIs. A cogeneration plant added to a distribution network constituted by a feeder and six buses is adopted as test system.

Keywords – Electrical power systems, distributed systems with synchronous generators, Damping controllers, Norm-bounded linear differential inclusion, Linear matrix inequality.

Lista de Figuras

2.1 Diagrama esquemático de uma máquina síncrona de rotor cilíndrico	20
2.2 Diagrama de blocos do modelo de controle primário de velocidade	25
2.3 Diagrama de blocos do modelo de regulador automático de tensão	27
2.4 Relação entre o sistema de coordenadas global e o sistema de referência local $d-q$	31
2.5 Diagrama unifilar do sistema de geração distribuída em estudo	35
2.6 Resposta do ângulo do rotor à uma perturbação com duração de 500 ms	36
2.7 Resposta da frequência do rotor à uma perturbação com duração de 500 ms	37
2.8 Resposta da potência mecânica à uma perturbação com duração de 500 ms	37
2.9 Resposta das tensões nas barras da rede de distribuição à uma perturbação com duração de 500 ms	38
2.10 Resposta do ângulo do rotor à reconexão do ramo 6-7	39
2.11 Resposta da frequência do rotor à reconexão do ramo 6-7	39
2.12 Resposta da potência mecânica à reconexão do ramo 6-7	39
2.13 Resposta das tensões nas barras da rede de distribuição à reconexão do ramo 6-7	40
3.1 Comparação das respostas não-lineares e lineares do ângulo do rotor à uma perturbação com duração de 500 ms	45
3.2 Comparação das respostas não-lineares e lineares da frequência do rotor à uma perturbação com duração de 500 ms	46
3.3 Comparação das respostas não-lineares e lineares do ângulo do rotor à reconexão do ramo 6-7	46
3.4 Comparação das respostas não-lineares e lineares da frequência do rotor à reconexão do ramo 6-7	46
3.5 Sistemas interconectados	56
4.1 Variação no tempo do termo h_{61} para diferentes condições de falta e especificação de seus limites superior e inferior	68

4.2 Cálculo da norma-2 da matriz $\Delta(t)$ considerando a resposta do sistema à falta com duração 400 ms .	70
4.3 Cálculo da norma-2 da matriz $\Delta(t)$ considerando a resposta do sistema à falta com duração 500 ms .	70
5.1 Estrutura básica de um controlador do tipo PSS	72
5.2 Região LMI para Posicionamento de Pólos	81
5.3 Resposta da tensão de campo do gerador para diferentes valores de ganho K do PSS clássico	93
5.4 Resposta da tensão terminal do gerador para diferentes valores de ganho K do PSS clássico	94
5.5 Resposta da frequência do gerador para diferentes valores de ganho K do PSS clássico	94
5.6 Resposta da tensão de campo do gerador sem PSS, com PSS clássico (ganho igual a 2) e com o PSS proposto	97
5.7 Resposta da tensão terminal do gerador sem PSS, com PSS clássico (ganho igual a 2) e com o PSS proposto	97
5.8 Resposta da frequência do gerador sem PSS, com PSS clássico (ganho igual a 2) e com o PSS proposto	97
5.9 Resposta da tensão de campo do gerador sem PSS, com PSS clássico (ganho igual a 2) e com o PSS proposto	98
5.10 Resposta da tensão terminal do gerador sem PSS, com PSS clássico (ganho igual a 2) e com o PSS proposto	98
5.11 Resposta da frequência do gerador sem PSS, com PSS clássico (ganho igual a 2) e com o PSS proposto	98
5.12 Resposta do ângulo do rotor sem PSS, com PSS clássico (ganho igual a 2) e com o PSS proposto	99

Lista de Tabelas

1.A Dados da rede de distribuição	116
2.A Parâmetros do gerador	116
3.A Parâmetros do AVR	116
4.A Parâmetros do controle primário de velocidade	116

Lista de abreviaturas e siglas

AVR	<i>Automatic Voltage Regulator</i>
BMI	<i>Bilinear Matrix Inequality</i>
FACTS	<i>Flexible Alternating Current Transmission System</i>
IDL	Inclusão Diferencial Linear
IDLN	Inclusão Diferencial Linear Limitada por Norma
IDL P	Inclusão Diferencial Linear Politópica
LMI	<i>Linear Matrix Inequality</i>
LTI	<i>Linear Time-Invariant</i>
LPV	<i>Linear Parameter-Varying</i>
PRP	Posicionamento Regional de Pólos
PSS	<i>Power System Stabilizer</i>

Lista de símbolos

P_a - potência acelerante

δ - ângulo do rotor da máquina síncrona

H - constante de inércia da máquina síncrona

P_m - potência mecânica produzida pela máquina síncrona

P_e - potência elétrica injetada na rede pela máquina síncrona

I_d - corrente do estator de eixo direto

I_q - corrente do estator de eixo em quadratura

V_d - tensão do estator de eixo direto

V_q - tensão do estator de eixo em quadratura

E_{FD} - tensão de campo da máquina síncrona

E'_d - tensão transitória de eixo direto

E'_q - tensão transitória de eixo em quadratura

X_d - reatância síncrona de eixo direto

X_q - reatância síncrona de eixo em quadratura

X'_d - reatância transitória de eixo direto

X'_q - reatância transitória de eixo em quadratura

τ'_{d0} - constante de tempo transitória de eixo direto

τ'_{q0} - constante de tempo transitória de eixo em quadratura

ω - velocidade angular da máquina síncrona

ω_{ref} - referência para a velocidade angular

R - estatismo da máquina síncrona

T_1 - constante de tempo do servomotor

T_2 - constante de tempo do servomotor

T_3 - constante de tempo do servomotor

T_{ch} - constante de tempo da turbina

V_t - tensão terminal da máquina síncrona

T_D - constante de tempo do regulador de tensão

T_A - constante de tempo do amplificador do regulador de tensão

K_A - ganho do amplificador do regulador de tensão

T_F - constante de tempo do regulador de tensão

K_F - ganho do regulador de tensão

T_E - constante de tempo da excitatriz

K_E - ganho da excitatriz

V_S - sinal estabilizante produzido pelo PSS

Sumário

1 Introdução	1
1.1 Caracterização do tema da pesquisa	6
1.2 Proposta da pesquisa	9
1.3 Organização dos capítulos	14
2 Modelagem de uma rede de distribuição com a presença de geradores síncronos	17
2.1 Modelagem de uma máquina síncrona	19
2.2 Controle primário de velocidade	24
2.3 Regulador automático de tensão	26
2.4 A rede de distribuição e as cargas	28
2.5 Sistema de coordenadas global	30
2.6 Modelo completo do sistema de geração distribuída	32
2.7 Sistema de geração distribuída em estudo	34
3 Linearização, sistemas lineares e IDLNs	41
3.1 Linearização do sistema não-linear original por expansão em séries de Taylor	42
3.2 Análise da importância das não-linearidades no comportamento do sistema	44
3.3 Análise de estabilidade de sistemas lineares	47
3.3.1 Análise de estabilidade via desigualdade de Lyapunov	48
3.4 As IDLNs	50
3.4.1 Análise de estabilidade de uma IDLN	54
4 Procedimento proposto para modelagem de sistemas não-lineares via IDLNs	57
4.1 Descrevendo o sistema não-linear como um sistema LPV	58
4.1.1 Especificando os limites para as funções h_{ij}	62
4.2 Definindo uma inclusão diferencial linear politópica (IDLDP)	63
4.3 Calculando os parâmetros da IDLN proposta de modo que $\Omega_{IDLN} \supseteq \Omega_{IDLDP}$	64
4.4 Testes e resultados	66
5 Metodologia proposta para projeto de controladores de amortecimento	71
5.1 Formulação básica do problema de controle	76

5.2 Imposição de um fator de amortecimento mínimo para as oscilações eletromecânicas do sistema	79
5.3 Imposição de limites superior e inferior para a tensão terminal do gerador	81
5.4 Formulação completa do problema de controle	83
5.5 Procedimento de separação em duas etapas	85
5.6 Testes e resultados	91
6 Conclusões e perspectivas futuras de trabalho	101
Bibliografia	107
Apêndice A	115
Apêndice B	117

Capítulo 1

Introdução

Até o fim da década de 1930, grande parte da energia elétrica proveniente de fontes primárias tradicionais (como carvão e gás) era produzida por meio de geradores de pequeno porte localizados próximos às cargas ou dos serviços que solicitavam tal energia. Após este período, no entanto, os sistemas elétricos que até então eram ilhados passaram a se interligar uns aos outros, trazendo vários benefícios operacionais e econômicos. Como benefícios resultantes dessas interligações, vale a pena destacar a possibilidade de cooperação mútua entre os sistemas para o suprimento de energia elétrica em horários de pico e o aumento da reserva energética do sistema elétrico como um todo. Nesse ponto da história diz-se, portanto, que a geração de energia elétrica passou de **distribuída** para, gradativamente, se tornar **centralizada** (BORBELY; KREIDER, 2001).

Durante esse processo, avanços tecnológicos permitiram o aumento do porte das unidades geradoras e também, da capacidade de operação em grande escala, possibilitando a instalação de usinas de grande porte em áreas geograficamente adequadas (em termos de custo/benefício), porém afastadas dos grandes centros de carga. Em geral, essas áreas encontram-se próximas às fontes primárias de energia, como é o caso, por exemplo, das centrais hidrelétricas (instaladas diretamente nos rios) e das centrais térmicas (que buscam evitar gastos elevados com transporte de

matéria-prima). A energia deve então ser transmitida aos centros de carga por meio de extensas linhas de transmissão, as quais estão sujeitas a limites térmicos e de estabilidade, além de serem responsáveis pela perda de uma quantia considerável de energia (KUNDUR, 1994).

Sistemas estruturados dessa forma mantiveram-se, por muito tempo, centralmente operados e planejados, pois essa prática permitia o monitoramento e controle do sistema de maneira contínua e eficiente, garantindo assim, o atendimento das necessidades de consumo de forma econômica, segura e com qualidade (HINGORANI; GYUGYI, 2000).

O surgimento de novas tecnologias para geração de energia elétrica (como por exemplo, os pequenos geradores térmicos a vapor) associado tanto ao aumento do interesse público por fontes de energia mais limpas e confiáveis, como à escassez de recursos financeiros para a execução de projetos de expansão dos sistemas atuais¹, tem viabilizado soluções economicamente interessantes quando comparadas ao uso de recursos disponibilizados para o aumento da capacidade dos sistemas existentes, o qual pode ser feito (porém, a custos elevados) pela utilização dos dispositivos FACTS e dos compensadores convencionais (HINGORANI; GYUGYI, 2000; KUIAVA, 2007).

O que se tem observado, neste caso, é que a geração centralizada em grandes usinas e a transmissão através de longas linhas de transmissão está cedendo espaço para as pequenas unidades geradoras conectadas diretamente aos sistemas de distribuição e subtransmissão e, portanto, nas proximidades dos consumidores finais. Percebe-se então que os sistemas de energia elétrica que originalmente eram distribuídos, tornaram-se posteriormente centralizados, e de alguns anos para cá, os

¹ A falta de recursos financeiros para a construção e modernização de grandes centros de geração de energia elétrica e de linhas de transmissão é proveniente tanto do poder público, que não tem caixa suficiente para cobrir o alto investimento requerido pelos projetos de expansão dos sistemas de geração e transmissão, como também, da iniciativa privada, que não se interessa em fazer pesados investimentos no setor elétrico devido às incertezas geradas pela indefinição dos rumos da reestruturação do setor que ocorre atualmente na maioria dos países.

sistemas distribuídos tem ressurgido como uma alternativa atraente (sob o ponto de vista econômico e ambiental) para lidar com o crescente aumento da demanda de energia elétrica.

Percebe-se na literatura uma vasta quantidade de termos e definições atribuídos à geração distribuída. Por conta disso, várias questões devem ser analisadas para se definir geração distribuída de uma maneira mais precisa (ACKERMANN; ANDERSSON; SÖDER, 2001). Para se ter uma idéia, as definições divergem inclusive quanto à capacidade máxima de uma unidade de geração distribuída. Sharma e Bartels (1998), por exemplo, consideram como geração distribuída todas as fontes de geração com capacidade que varia desde alguns kW até 100MW. Já Cardell e Tabors (1998) restringem essa faixa para 500kW e 1MW. Percebe-se, portanto, que a especificação da capacidade máxima das unidades de geração distribuída não é universalmente definida. Ainda, termos como “energia renovável” e “energia limpa” são utilizados para referenciar, respectivamente, o tipo de tecnologia de geração e os impactos ambientais provocados por ela. E por fim, o local de instalação, as normas vigentes para regulamentação e redespacho das unidades geradoras (o qual pode ser, por exemplo, centralizado ou não) são outros aspectos usualmente incorporados às definições de geração distribuída.

Por conta dessa grande variedade de termos e definições, observa-se na prática a existência de vários esquemas de geração que empregam diferentes tipos de tecnologias, de capacidades e níveis de impactos ambientais variados, além de operarem sob diferentes normas de regulamentação e redespacho, que estão sendo considerados atualmente como geração distribuída.

Por outro lado, grande parte dos autores define geração distribuída, de uma maneira mais geral, como sendo qualquer tipo de gerador de pequeno porte que forneça potência elétrica próximo à carga. Esse gerador pode estar conectado tanto às redes de distribuição e subtransmissão, ou ainda, conectado diretamente ao consumidor final (BORBELY; KREIDER, 2001; ACKERMANN; ANDERSSON;

SÖDER, 2001; ZAREIPOUR; BHATTACHARYA; CAÑIZARES, 2004). Nesse sentido, a geração distribuída diferencia-se da geração centralizada por entregar a energia elétrica diretamente ao sistema de distribuição ou subtransmissão (ou à própria carga), não necessitando de linhas de transmissão (o que pode diminuir consideravelmente as perdas de energia que ocorrem entre a geração e o consumidor final). Uma das formas mais atraentes de utilização da geração distribuída é, portanto, atender áreas isoladas, de difícil acesso.

Considerando apenas as características elétricas, existem basicamente três tipos de geração distribuída: os geradores síncronos, os geradores assíncronos e os inversores (KAUHANIEMI et al, 2004). Os dois primeiros tipos representam tecnologias tradicionais de geração baseadas em máquinas elétricas rotativas. Destacam-se na primeira categoria os turbo-geradores movidos por turbinas térmicas ou a gás e, na segunda, os geradores eólicos e os motores de combustão interna a diesel. Todos eles estão sendo comumente usados em diversos sistemas de distribuição devido à sua simplicidade de operação. Quanto aos inversores, eles são utilizados como interface entre a rede de distribuição (que, no Brasil, opera na frequência de 60Hz) e dispositivos que geram energia elétrica na forma de corrente contínua, caso das células combustíveis e painéis fotovoltaicos, ou dispositivos que geram energia em frequências diferentes da nominal da rede elétrica, como é o caso das microturbinas (ZAREIPOUR; BHATTACHARYA; CAÑIZARES, 2004).

Quanto ao potencial de geração dessas tecnologias, a geração eólica assume um papel importante em vários países da Europa, como na Dinamarca, onde é responsável por, aproximadamente, 20% da demanda total do país. Em outros países, como Alemanha e Espanha, os valores chegam perto dos 10% (dados fornecidos pela Associação Européia de Energia Eólica). Além da geração eólica, a geração por meio de motores de combustão interna responde por mais de 25% da capacidade total de geração em países como China e Holanda (dados referentes ao ano de 2000) (ZAREIPOUR; BHATTACHARYA; CAÑIZARES, 2004).

No Brasil, um dos maiores empreendimentos de geração distribuída é, sem dúvida, a co-geração² a partir da biomassa da cana-de-açúcar, uma vez que o país é o maior produtor mundial de cana. No estado de São Paulo, por exemplo, a produção de energia elétrica a partir do bagaço da cana foi superior a 1,5GW (dados de 2005), dos quais cerca de 600MW foram comercializados junto a distribuidoras do setor elétrico do estado, enquanto que o restante foi utilizado para suprir com a demanda requerida pelas próprias usinas alcooleiras (OLIVEIRA, 2007). A co-geração pode ser implantada usando-se diferentes arranjos de equipamentos, desde os mais simples, como os turbo-geradores acoplados a turbinas a vapor e caldeiras convencionais, como também, arranjos mais complexos que utilizam geseificadores em conjunto com turbinas a gás (De PAULA, 2004).

O emprego de geradores diretamente em sistemas de distribuição ou subtransmissão de energia elétrica exige que sejam desenvolvidos e implantados esquemas especiais de proteção (detecção de ilhamento de geradores, por exemplo), controle dos níveis de tensão na rede de distribuição, normas de regulamentação e despacho de geração, entre outros. Tradicionalmente, estudos em redes de distribuição e subtransmissão não consideram aspectos relacionados à estabilidade, uma vez que essas redes são passivas e, em geral, operam de maneira estável sempre que os sistemas de geração e transmissão (conectados a essas redes) estiverem operando em condições estáveis (HATZIARGYRIOU; MELIOPOULOS, 2002). Por outro lado, dentro do contexto da geração distribuída, torna-se importante rever essa concepção, uma vez que problemas de estabilidade usualmente encontrados em sistemas de transmissão podem passar a ocorrer também nas redes de distribuição e subtransmissão. Além disso, dadas as diferenças estruturais e topológicas existentes entre estes dois tipos de redes (por exemplo, sistemas de distribuição são

² A geração distribuída pode trabalhar em regime de co-geração a partir da queima de gás natural ou da matéria orgânica. A maior parte da energia obtida com a queima do combustível usado para o acionamento de geradores termoeletricos é transformada em calor e perdida para o meio-ambiente. No caso da co-geração, esse calor pode ser reaproveitado para produzir eletricidade.

predominantemente radiais, enquanto que sistemas de transmissão são malhados), novos problemas de estabilidade também podem vir a serem observados em redes de distribuição.

Nesse sentido, é importante analisar eventuais mudanças e impactos na operação dos sistemas de distribuição, tendo em vista que os mesmos não foram originalmente projetados para suportar uma significativa inserção de unidades geradoras (GOMES et al., 1999). Alguns impactos técnicos podem ser observados, como por exemplo, nas mudanças no perfil de tensão e na qualidade da potência entregue aos consumidores (KUIAVA et al, 2008). Segundo Gomes et al (1999), o aumento da inserção da geração distribuída pode afetar significativamente todos os tipos de estabilidade, ou seja, a estabilidade de frequência, tensão e ângulo do rotor. Quanto à estabilidade de ângulo do rotor, ela está associada à necessidade dos geradores rotativos convencionais (síncronos ou de indução) de permanecerem em sincronismo (com a frequência da rede) com a finalidade de fornecer potência ao sistema.

Essa pesquisa lida principalmente com o problema de estabilidade de ângulo do rotor de geradores síncronos conectados em redes de distribuição. A seguir, esse tema é discutido em maiores detalhes.

1.1 Caracterização do tema da pesquisa

Em geral, a inércia dos geradores síncronos utilizados em geração distribuída é baixa e o tempo de atuação dos esquemas de proteção de redes de distribuição é normalmente elevado (FREITAS et al., 2006; HATZIARGYRIOU; MELIPOULOS, 2001; EDWARDS et al., 2000).

Por essa razão, pode não ser possível manter a estabilidade³ (ou o sincronismo) dos geradores em resposta aos diversos tipos de faltas e perturbações que ocorrem na rede de distribuição. Uma das maneiras de lidar com esse problema é limitar a quantidade de potência ativa que pode ser injetada pelo gerador à rede de distribuição (FREITAS et al, 2006).

O problema de estabilidade em questão é usualmente classificado como um problema de estabilidade transitória (KUNDUR et al, 2000; FREITAS et al., 2006). De um modo geral, consideram-se faltas e perturbações que provocam variações significativas do ângulo dos geradores durante os instantes iniciais ao da eliminação da falta (período transitório). Grandes excursões do ângulo dos geradores podem ocorrer para uma grande variedade de faltas e perturbações em sistemas com geração distribuída, uma vez que geradores de pequeno porte apresentam normalmente um baixo valor de inércia, além do tempo de eliminação das faltas em redes de distribuição ser relativamente longo, conforme já comentado anteriormente.

As análises de estabilidade transitória procuram definir sob quais condições o gerador é estável em resposta a um determinado conjunto de faltas e perturbações, sendo este constituído normalmente pelos eventos de maior probabilidade de incidência⁴ na rede de distribuição. A partir de tais estudos pode ser possível estimar uma margem de estabilidade transitória para um gerador específico (em termos de quantidade de potência que o mesmo pode injetar na rede de distribuição, por exemplo).

³ É possível encontrar na literatura diversas definições para o termo “estabilidade”. Definições mais precisas serão dadas nos próximos capítulos, em especial nos capítulos 3 e 4. Neste ponto, é suficiente compreender estabilidade num sentido mais geral: se uma certa perturbação retira o sistema do estado de equilíbrio e após a eliminação desta perturbação, o sistema retorna ao seu estado original (ou a uma nova condição em equilíbrio) diz-se que o sistema é estável (BRETAS; ALBERTO, 2000).

⁴ As concessionárias de distribuição possuem bancos de dados e levantamentos estatísticos bastante consistentes sobre as probabilidades de ocorrência de falhas na maior parte dos elementos de seus sistemas. A partir desses dados pode ser possível determinar um conjunto de faltas e perturbação consistente para a análise de estabilidade transitória em redes de distribuição.

No entanto, mesmo se os geradores permanecerem em sincronismo após os instantes iniciais ao da eliminação de uma falta ou perturbação, o comportamento transitório dos mesmos poderá ser oscilatório durante um período de tempo relativamente longo, o que pode ser prejudicial tanto para as partes mecânicas dos geradores, como também, para a qualidade da potência entregue aos consumidores, uma vez que oscilações do rotor dos geradores podem induzir também oscilações na frequência, tensão e potência ao longo da rede de distribuição (EDWARDS et al., 2000; KUIAVA et al., 2008).

O problema das oscilações pouco amortecidas dos geradores pode ser tratado como um problema de estabilidade dinâmica (ROGERS, 2000) pois, uma vez garantido o sincronismo dos geradores (a partir da especificação de uma margem de estabilidade transitória), espera-se que eventuais oscilações do rotor (e das demais variáveis da rede, como tensão e frequência) mantidas mesmo após a eliminação da falta sejam amortecidas o mais rápido possível, evitando assim desgastes mecânicos e problemas relacionados à qualidade da potência entregue aos consumidores.

O aparecimento de oscilações pouco amortecidas ao longo do tempo em variáveis eletromecânicas do sistema (ângulo do rotor e tensão, por exemplo) pode estar associado à presença de **modos eletromecânicos de baixa frequência**, os quais são intrínsecos aos sistemas de energia elétrica dotados de geradores síncronos. Um baixo amortecimento desses modos eletromecânicos pode induzir o aparecimento de oscilações em diversas variáveis do sistema, durante um período de tempo considerável (KUNDUR, 1994; ROGERS, 2000). O baixo valor das inércias dos geradores de pequeno porte associado aos elevados valores das reatâncias das linhas da rede de distribuição são fatores que podem influenciar no aparecimento de modos eletromecânicos pouco amortecidos em sistemas com geração distribuída (EDWARDS et al, 2000). Além disso, já foi constatado em (KUIAVA et al, 2008) que o aumento do número de geradores síncronos conectados na rede de distribuição pode também degradar o amortecimento desses modos.

Sugere-se, então, a necessidade do emprego de controladores que possam melhorar o comportamento dinâmico de geradores síncronos operando nas redes de distribuição (GOMES et al, 2000; EDWARDS et al, 2000; KUIAVA et al, 2008). Em sistemas de geração e transmissão, controladores de amortecimento do tipo PSS (do inglês, *Power System Stabilizer*) vêm sendo amplamente utilizados desde o fim da década de 1960, quando foram propostos por DeMello e Concordia (1969). Tais controladores fornecem amortecimento adicional aos modos eletromecânicos por meio de um sinal estabilizante adicionado ao Regulador Automático de Tensão (ou AVR, do inglês, *Automatic Voltage Regulator*) do gerador. Essa pesquisa propõe, então, o projeto de tais controladores para aplicação em redes de distribuição e subtransmissão com a presença de geradores síncronos.

1.2 Proposta da pesquisa

Com base nas discussões anteriores percebe-se então que, sob o ponto de vista de estabilidade transitória, **é desejável principalmente que os geradores possam manter o sincronismo durante os instantes iniciais ao da eliminação de uma falta ou perturbação**. Durante esse período de tempo, as variações do ângulo dos geradores, assim como das demais grandezas do sistema (em relação ao ponto de equilíbrio) podem ser significativas a ponto de tornar necessário o uso de modelos não-lineares para a realização de estudos confiáveis de estabilidade. Quanto à atuação dos controladores de tipo PSS durante esse período, sabe-se que eles podem atuar no sentido de forçar a tensão de campo dos geradores para valores muito elevados (HISKENS, 2002; FERRAZ et al, 2002). Conseqüentemente, a tensão terminal destes geradores pode também atingir valores inaceitavelmente altos, visto que existe uma relação muito próxima entre tensão de campo e tensão terminal (KUNDUR, 1994). Assim, sob o ponto de vista de estabilidade transitória, segue como principal requisito

de controle que, imediatamente após a eliminação de uma falta ou perturbação, o controlador de amortecimento (no caso, o PSS) atue de tal forma que a tensão terminal da máquina seja mantida em níveis toleráveis, assim como, as margens de estabilidade transitória não sejam reduzidas (FERRAZ et al, 2002).

Uma solução clássica para este problema consiste em limitar o sinal estabilizante produzido pelos PSSs (LARSEN; SWANN, 1981; KUNDUR, 1994). Como é usual o projeto de controladores de amortecimento por meio de modelos linearizados do sistema (os quais são inadequados para descrever o comportamento não-linear do sistema quando este encontra-se distante do ponto de equilíbrio), os limites para o sinal de controle são determinados, na prática, numa etapa posterior a de projeto, durante um procedimento chamado de “sintonia” (LARSEN; SWANN, 1981). O principal problema do procedimento de sintonia refere-se ao fato de que o mesmo necessita de elevada experiência prática por parte do projetista, além de ser um procedimento apenas empírico. Outra solução encontrada na literatura para determinar os limites do sinal de controle é pela análise de simulações não-lineares em diversas condições de operação, verificando tanto a resposta transitória do sistema como, também, a taxa de amortecimento das oscilações ao longo do tempo (KUNDUR, 1994).

As abordagens propostas por Larsen e Swann (1981) e Kundur (1994) não são procedimentos sistemáticos de sintonia dos limites superior e inferior dos PSSs, sendo portanto, procedimentos apenas empíricos. Já Hiskens (2002) propõe uma abordagem via processo de otimização (considerando os requisitos de estabilidade transitória) para determinar esses limitantes. Embora este seja um procedimento sistemático, a etapa de otimização proposta por Hiskens (2002) é realizada posteriormente à etapa de sintonia dos parâmetros do PSS. Desse modo, a solução encontrada pode não ser satisfatória, trazendo então, a necessidade de uma re-sintonia dos parâmetros do controlador.

Agora, **sendo mantido o sincronismo dos geradores, o que se espera no decorrer do tempo é que as oscilações sustentadas nas principais grandezas do sistema sejam amortecidas rapidamente.** Neste caso, grande parte das abordagens de análise de estabilidade e síntese de controladores de amortecimento admite que, após o período de análise transitória, as variáveis do sistema já estejam próximas ao estado de equilíbrio e, portanto, tais estudos são feitos por meio de uma abordagem linearizada do sistema, usando-se modelos lineares invariantes no tempo (ou LTI, do inglês *Linear Time-Invariant*) resultantes de um processo de linearização. A partir de agora, um modelo LTI obtido pela linearização do sistema não-linear em um ponto de equilíbrio específico será denominado de **modelo local**.

Controladores de amortecimento são, de fato, projetados a partir de modelos linearizados, uma vez que tais modelos são mais fáceis de serem tratados matematicamente quando comparados aos modelos não-lineares. Além do mais, as propriedades de estabilidade de sistemas não-lineares são essencialmente mais complicadas que no caso linear, sendo necessário distinguir, por exemplo, entre aspectos locais e globais. Em outras palavras, a estabilidade de um sistema não-linear na vizinhança de um ponto de equilíbrio (a qual pode ser verificada a partir de um modelo local) não necessariamente implica em estabilidade global (COOK, 1994).

Por conta das limitações inerentes às propriedades de estabilidade de modelos locais, destacam-se as seguintes dificuldades para análise e projeto de controladores de amortecimento por meio de tais modelos:

- (i) a inexistência de uma garantia de desempenho satisfatório do controlador frente às variações significativas no ponto de operação do sistema;
- (ii) o comportamento não-linear manifestado imediatamente após a eliminação de uma falta ou perturbação pode não estar devidamente caracterizado pelo modelo local e, conseqüentemente, o controlador projetado pode apresentar um desempenho inadequado durante esse período.

Para lidar com esses problemas, o que se faz na prática é validar o controlador por meio de simulações não-lineares e aplicar, caso seja necessário, algum método de sintonia para re-ajuste dos parâmetros do controlador e definição de limitantes superior e inferior para o sinal de controle (KUNDUR, 1994; LARSEN; SWANN, 1981). Com isso, deseja-se que o controlador possa fornecer um amortecimento satisfatório às oscilações eletromecânicas (para uma variedade significativa de diferentes estados de equilíbrio), além de não prejudicar a resposta do sistema imediatamente após a eliminação de uma falta ou perturbação.

As técnicas baseadas em controle robusto procuram minimizar as dificuldades citadas anteriormente usando-se, para fins de projeto, uma caracterização do sistema físico em estudo na forma de uma Inclusão Diferencial Linear (IDL), como é o caso das IDLs Politópicas (IDLPs) e das IDLs Limitadas por Normas (IDLNs) (BOYD et al, 1994). Uma IDLP pode ser composta, por exemplo, por um conjunto de modelos locais obtidos pela linearização do sistema não-linear com relação a diversos pontos de equilíbrio (RAMOS; ALBERTO; BRETAS, 2002). A estabilidade desse conjunto de modelos locais pode então ser investigada a partir do conceito de estabilidade quadrática politópica (RAMOS; ALBERTO; BRETAS, 2002; BOYD et al, 1994). Tais modelos vêm sendo amplamente investigados na literatura para fins de projeto de controladores de tipo PSS (RAMOS; ALBERTO; BRETAS, 2004; RAO; SEN, 2000; BOMFIM et al., 2000) e para outros tipos de controladores de amortecimento existentes (como é o caso dos dispositivos FACTS) (KUIAVA; RAMOS; BRETAS, 2007). Tais modelos lidam muito bem com as incertezas referentes às variações nos pontos de operação do sistema porém, pela própria maneira como são construídos, não levam em consideração a influência das não-linearidades na dinâmica do sistema, tornando difícil lidar com os problemas apontados em (ii).

Tendo em vista as dificuldades mencionadas, essa pesquisa se propõe a investigar o uso de IDLNs para projeto de controladores de amortecimento. Uma vez definida de maneira adequada, as IDLNs podem ser capazes de representar tanto as

dinâmicas lineares do sistema, quanto os efeitos das não-linearidades do sistema físico em estudo na dinâmica do mesmo. Em outras palavras, além de agregar o próprio modelo local, o modelo proposto pode conter, adicionalmente, informações a respeito de como os termos não-lineares desprezados durante o processo de linearização do sistema original afetam a estrutura do modelo local.

Com base nessas considerações, a presente pesquisa propõe inicialmente um conjunto de etapas para o cálculo dos parâmetros que definem o modelo de IDLN proposto nessa pesquisa. Essencialmente, espera-se que o mesmo englobe um conjunto de trajetórias de interesse do sistema não-linear original.

O projeto de controladores de amortecimento a partir dos modelos propostos pode tornar possível a busca por um controlador cujo desempenho, nos instantes iniciais à ocorrência de uma perturbação não seja prejudicial à dinâmica do sistema e, durante o período de tempo seguinte, seja satisfatório para o amortecimento das oscilações eletromecânicas. A partir de um projeto bem sucedido pode ser possível inclusive melhorar as margens de estabilidade transitória da máquina, conforme já sugerido por Akhrif et al (1999), Grondin et al (1993) e Bollinger e Ao (1996). Uma das vantagens da metodologia proposta, em comparação com aquelas citadas anteriormente e vistas em (LARSEN; SWANN, 1981; KUNDUR, 1994; HISKENS, 2002), diz respeito à eliminação de uma etapa *a posteriori* para obtenção dos limites superior e inferior do controlador. Espera-se que, pelo fato de serem agregadas informações referentes às dinâmicas não-lineares do sistema diretamente na fase de projeto, os limitantes do sinal de saída do controlador sejam determinados naturalmente (em conjunto com os parâmetros do mesmo).

O procedimento de cálculo dos parâmetros que definem o modelo de IDLN proposto divide-se, basicamente, em duas etapas. Na primeira etapa, o objetivo é englobar as trajetórias do sistema não-linear original numa IDLP. Uma vez definida a IDLP, a segunda etapa do procedimento consiste em encontrar os parâmetros da IDLN usando-se informações da IDLP obtida anteriormente. Isso é feito a partir de

um procedimento de aproximação na forma de LMIs. Cada uma das etapas mencionadas é discutida em maiores detalhes no capítulo 4.

Em seguida, propõe-se uma metodologia para projeto de controladores de tipo PSS usando-se as IDLNs definidas anteriormente. Tal metodologia é formulada a partir da conhecida desigualdade de Lyapunov (CHEN, 1998; BOYD et al, 1994). Restrições na forma de desigualdades matriciais são incluídas ao problema de controle para garantir um desempenho mínimo a ser atingido pelo controlador, tanto nos instantes iniciais após a ocorrência de um distúrbio, quanto no período de análise das oscilações eletromecânicas (CHIALI; GAHINET; APKARIAN, 1999). Como resultado, a formulação do problema de controle é descrita por um conjunto de Desigualdades Matriciais Bilineares (BMIs). Tal conjunto de desigualdades matriciais pode ser resolvido, computacionalmente, como um problema de otimização convexa na forma de LMIs através de um procedimento de separação desenvolvido em duas etapas (De OLIVEIRA; GEROMEL; BERNUSSOU, 2000; RAMOS; ALBERTO; BRETAS, 2004).

1.3 Organização dos capítulos

Este trabalho está estruturado da seguinte maneira:

- **Capítulo 2: Modelagem de uma rede de distribuição com a presença de geradores síncronos.** Neste capítulo são apresentados os aspectos mais importantes relacionados à construção de um modelo não-linear algébrico-diferencial de uma rede de distribuição com a inclusão de geradores síncronos;
- **Capítulo 3: Linearização, sistemas lineares e IDLNs.** Neste capítulo são apresentados alguns conceitos gerais a respeito do processo de linearização de sistemas não-lineares, da análise de estabilidade de sistemas lineares por meio

de desigualdades matriciais lineares e se introduz o modelo de IDLN proposto;

- **Capítulo 4: Procedimento proposto de modelagem de sistemas não-lineares via IDLNs.** Neste capítulo são apresentadas as etapas requeridas para o cálculo dos parâmetros do modelo de IDLN em estudo nessa pesquisa;
- **Capítulo 5: Metodologia proposta para projeto de controladores de amortecimento.** Neste capítulo propõe-se a metodologia para projeto dos controladores de amortecimento usando-se o modelo de IDLN proposto no capítulo anterior;
- **Capítulo 6: Conclusões e perspectivas futuras de trabalho.** Neste capítulo são feitas as considerações finais da pesquisa e também são definidas as perspectivas futuras de trabalho;

Antes de finalizar esse capítulo é importante destacar alguns aspectos referentes à estrutura de texto adotada nessa tese. Em primeiro lugar, optou-se por não condensar a revisão bibliográfica num único capítulo, mas sim, distribuí-la ao longo dos mesmos. E o mais importante, optou-se por não elaborar um capítulo específico para testes e resultados. Eles estão, na verdade, distribuídos ao longo dos capítulos.

Capítulo 2

Modelagem de uma Rede de Distribuição com a Presença de Geradores Síncronos

Este capítulo apresenta a construção de um modelo algébrico-diferencial não-linear de um sistema de distribuição com a presença de geradores síncronos. O modelo resultante é geral o suficiente para representar o comportamento dinâmico de um sistema de geração distribuída constituído por uma **rede de distribuição balanceada**¹, a qual é composta por **cargas do tipo impedância constante** e, por **geradores síncronos de pólos lisos** (ou turbo-geradores) equipados com **controle do sistema de excitação** (ou seja, controle da tensão do enrolamento de campo da máquina) e por **turbinas térmicas**. A co-geração a partir da biomassa da cana-de-açúcar, por exemplo, pode ser implantada usando-se tal arranjo de equipamentos. O modelo resultante apresenta a seguinte forma geral:

¹ A hipótese de se considerar a rede de distribuição como sendo balanceada é, de fato, válida quando um gerador síncrono é conectado diretamente à rede de distribuição, resultando assim num sistema equivalente denominado máquina *versus* barramento infinito (ou *SMIB*, do inglês *Single Machine Infinite Bus*). O sistema de geração distribuída adotado como sistema teste (o qual é apresentado na seção 2.7) possui vários ramos entre a subestação e o gerador síncrono. Por conta disso, muito provavelmente tal sistema opera sob condições desbalanceadas. Neste caso, se faz necessária uma análise mais minuciosa que seja capaz de revelar se tal desbalanço é significativo ou não para a veracidade do modelo algébrico-diferencial apresentado neste capítulo. Tal estudo tem sido alvo de outros trabalhos desenvolvidos atualmente no grupo de pesquisa.

$$\dot{\bar{x}}(t) = \bar{f}(\bar{x}(t), z(t), u(t)), \quad (2.1)$$

$$0 = g(\bar{x}(t), z(t)), \quad (2.2)$$

$$y(t) = h(\bar{x}(t)), \quad (2.3)$$

onde, a notação do ponto presente na equação (2.1) significa diferenciação com relação ao tempo contínuo t ; $\bar{f}: \mathbf{R}^n \times \mathbf{R}^m \times \mathbf{R}^p \rightarrow \mathbf{R}^n$ e $g: \mathbf{R}^n \times \mathbf{R}^m \rightarrow \mathbf{R}^m$ são funções vetoriais não-lineares, enquanto que $h: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^q$ é uma aplicação, em geral, de natureza linear; $\bar{x}(t) \in \mathbf{R}^n$ é o vetor constituído pelas variáveis de estado do sistema de geração distribuída (ângulo do rotor, velocidade angular, tensões transitórias de eixo direto e quadratura dos geradores, dentre outras); $z(t) \in \mathbf{R}^m$ é o vetor das variáveis algébricas (que, no caso, são as tensões complexas das barras terminais dos geradores); $u(t) \in \mathbf{R}^p$ é o vetor com as entradas de controle do sistema (em relação aos PSSs, as entradas de controle são adicionadas ao sistema de excitação dos geradores) e; $y(t) \in \mathbf{R}^q$ é o vetor constituído pelas saídas mensuráveis do sistema (como por exemplo, velocidade angular) e utilizadas como entrada dos PSSs. Considerando $u = 0$, $x_e \in \mathbf{R}^n$ é um ponto de equilíbrio de (2.1)-(2.3) se $\bar{f}(x_e, z_e) = 0$ e $g(x_e, z_e) = 0$ onde $z_e \in \mathbf{R}^m$ é proveniente do cálculo do fluxo de carga do sistema para uma determinada condição de operação.

Os estudos de estabilidade e o projeto de controladores de amortecimento propostos nos próximos capítulos são baseados num modelo de geração distribuída que possa ser descrito na forma (2.1)-(2.3).

Os elementos básicos para a modelagem de um gerador síncrono são apresentados na seção 2.1. As duas seções seguintes, 2.2 e 2.3, tratam da modelagem dos componentes acoplados ao gerador síncrono, ou seja: a turbina do tipo térmica (seção 2.2) e o sistema de excitação da máquina (seção 2.3). Já na seção 2.4 é apresentado o modelo algébrico adotado para a rede de distribuição. A seção 2.5 introduz o sistema de coordenadas global, o qual é adotado como referência comum

para as variáveis do sistema. O modelo algébrico-diferencial na forma de espaço de estados do sistema completo é apresentado na seção 2.6. E, por fim, a seção 2.7 introduz o sistema de geração distribuída em estudo nessa pesquisa².

2.1 Modelagem de uma máquina síncrona

Uma máquina síncrona consiste essencialmente de dois elementos. O primeiro deles é o enrolamento de campo cuja função é produzir um campo magnético de excitação. Tal enrolamento é inserido no rotor da máquina que, por sua vez, apresenta movimento rotacional impulsionado pela turbina acoplada em seu eixo. O segundo elemento é o enrolamento de armadura, o qual é formado por um conjunto de bobinas (constituindo as fases *a*, *b* e *c*) alojadas em ranhuras distribuídas ao longo da periferia do estator, sendo esta, uma parte estática da máquina. Além dos enrolamentos de campo e armadura, as máquinas síncronas podem estar dotadas de enrolamentos formados por barras condutoras ligadas entre si e localizadas no rotor. Tal enrolamento (usualmente chamado de amortecedor) é utilizado para melhorar o amortecimento das oscilações do rotor e reduzir as sobretensões em algumas condições de curto-circuito (ANDERSON; FOUAD, 1993).

O campo magnético de excitação é produzido a partir da energização do enrolamento de campo por uma fonte de corrente contínua. Caso a máquina esteja operando como um gerador síncrono, o movimento rotacional do rotor associado ao campo magnético gerado no entreferro pelo enrolamento de campo faz induzir uma tensão de natureza senoidal nos terminais de saída do enrolamento de armadura. Em

² Ressalta-se que, embora o estudo aqui apresentado seja realizado sobre um sistema de distribuição específico, os procedimentos desenvolvidos nesta tese são gerais o suficiente para serem aplicados a qualquer outro tipo de sistema de distribuição ou mesmo de transmissão.

operação, os geradores síncronos são conectados à rede elétrica através dos terminais do estator e, desse modo, potência elétrica é fornecida ao sistema.

Em sistemas de geração distribuída é bastante comum a utilização de geradores síncronos com rotor do tipo cilíndrico. As máquinas de rotor cilíndrico apresentam o enrolamento de campo inserido em ranhuras situadas ao longo do perímetro do rotor (de maneira semelhante ao que ocorre com as bobinas no estator) de tal modo que o entreferro seja uniforme. Em geral, esses geradores operam em velocidades rotacionais elevadas e, por tal razão, possuem poucos pólos (dois ou quatro pólos, normalmente). Para exemplificar, um gerador de dois pólos deve operar em uma velocidade rotacional (ou síncrona) de 3.600 rpm para que seja gerada uma tensão trifásica em 60 Hz nos terminais de saída da máquina.

Os aspectos construtivos referentes a uma máquina de rotor cilíndrico podem ser compreendidos, de maneira simplificada, pela Figura 2.1.

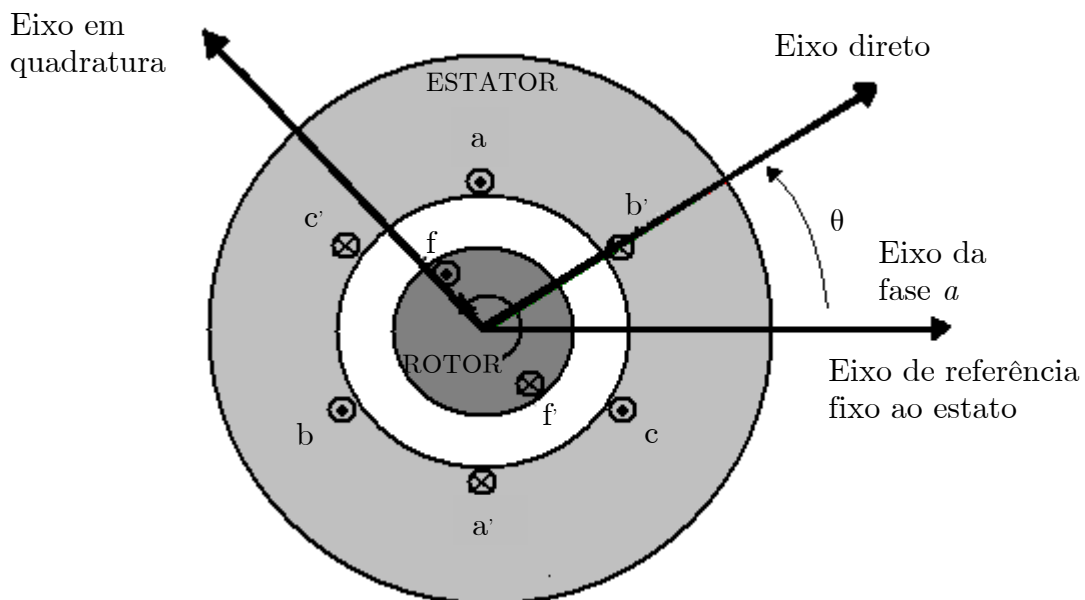


Figura 2.1. Diagrama esquemático de uma máquina síncrona de rotor cilíndrico.

Nesta figura, a máquina síncrona é representada por apenas dois pólos magnéticos, tendo em vista que as máquinas que apresentam um número maior de

pólos podem ser modeladas por uma máquina equivalente de dois pólos. As bobinas aa' , bb' e cc' representam o enrolamento de armadura da máquina, enquanto que, a bobina ff' representa de maneira equivalente o enrolamento de campo localizado no rotor. O eixo do rotor é denominado de **eixo direto (d)** e, numa posição à 90° em avanço ao movimento rotacional do rotor está representado o **eixo em quadratura (q)**. A defasagem angular entre o eixo direto e a referência fixa do estator pode ser medida por um ângulo θ que varia no espaço e no tempo devido ao movimento rotacional do rotor.

Para estudos de estabilidade, um modelo matemático apropriado de máquina síncrona de rotor cilíndrico é um de quarta ordem (denominado na literatura por **modelo de dois eixos**) (RAMOS; ALBERTO; BRETAS, 2000). Tal modelo é constituído por duas equações mecânicas (as chamadas equações *swing*) e duas equações elétricas que representam os efeitos transitórios nos eixos direto e em quadratura da máquina (ANDERSON; FOUAD, 1994). As equações mecânicas de uma máquina síncrona relacionam o balanço de potência da máquina com a variação da velocidade angular do rotor. Tais equações são dadas por:

$$\dot{\delta}(t) = \omega_s \omega(t) - \omega_s, \quad (2.4)$$

$$\dot{\omega}(t) = \frac{1}{2H} P_a(t), \quad (2.5)$$

em que $P_a(t)$ é a potência acelerante da máquina e $\delta(t)$ é definido como sendo o ângulo do rotor da máquina, medido pela diferença angular entre a referência síncrona e o eixo do campo magnético gerado pelo enrolamento de campo (eixo direto). O parâmetro H é a constante de inércia da máquina, a qual é definida como sendo a energia armazenada no rotor (por unidade da potência do gerador), quando o mesmo opera na velocidade síncrona (RAMOS; ALBERTO; BRETAS, 2000).

Para a máquina operando como gerador, $P_a(t) = P_m(t) - P_e(t)$, sendo que $P_m(t)$ e $P_e(t)$ correspondem, respectivamente, à potência mecânica de entrada (fornecida pela turbina acoplada ao eixo do rotor) e a potência elétrica de saída (a qual é fornecida a rede elétrica). Assim, quando a potência mecânica for maior que a potência elétrica, a aceleração é positiva. Quando ocorre o contrário, a máquina sofre uma desaceleração. Em regime permanente, ambas potências mecânica e elétrica são iguais e a máquina opera com aceleração nula e velocidade constante. As faltas e perturbações que ocorrem nos sistemas provocam um desbalanço entre as potências mecânica e elétrica, resultando na aceleração ou desaceleração do rotor. Portanto, a velocidade rotacional e a posição angular da máquina síncrona são grandezas importantes para avaliar a estabilidade do sistema.

Quanto ao equacionamento elétrico, a máquina síncrona pode ser representada por um circuito equivalente do rotor (no qual encontra-se a tensão de campo) e pelo circuito trifásico do enrolamento de armadura (fases a , b e c). A tensão em qualquer um desses enrolamentos é dada pela lei de Faraday:

$$v(t) = -ri(t) - \dot{\lambda}(\theta, t), \quad (2.6)$$

sendo r a resistência do enrolamento e $\lambda(\theta, t)$ o fluxo concatenado com este enrolamento.

A grande dificuldade em trabalhar com a equação (2.6) é que o fluxo concatenado varia no espaço e no tempo, pois o mesmo depende da posição angular do rotor θ , o qual está relacionado com uma referência fixa ao estator. Para solucionar os problemas associados ao uso da referência fixa, utiliza-se uma ferramenta matemática denominada Transformação de Park (ANDERSON; FOUAD, 1993).

A Transformação de Park altera o referencial do sistema, ou seja, da referência estática, à qual, as variáveis estão representadas na equação (2.6), para uma

referência rotacional que acompanha o sentido do movimento do rotor. Dessa maneira, as variáveis da máquina não serão mais dependentes do tempo, sendo expressas agora em relação aos dois eixos girantes d e q e um terceiro eixo estático associado à componente de seqüência zero. Em outras palavras, a mudança de coordenadas obtida pela Transformação de Park faz com que o enrolamento trifásico de armadura passe a ser representado por um conjunto de três enrolamentos equivalentes fictícios (e que possuem movimento rotacional) situados sob os eixos d , q e o de seqüência zero. Para sistemas trifásicos balanceados, o circuito de seqüência zero é desconsiderado, uma vez que neste caso, ele não influencia nos resultados.

As equações de tensão sob a forma d , q e 0 (obtidas por meio da Transformação de Park) para os enrolamentos do estator e do rotor da máquina já definem o seu comportamento tanto no regime permanente quanto no regime transitório. No entanto, uma das dificuldades de se trabalhar com esse modelo é que os parâmetros da máquina envolvidos nele são difíceis de serem obtidos na prática, além de não estarem representados numa base comum. Uma melhor representação do modelo da máquina pode ser obtida pela eliminação de algumas variáveis e pelo rearranjo das expressões resultantes. Uma simplificação razoável é conseguida definindo-se bases adequadas para as grandezas físicas (tensão e corrente) dos enrolamentos do estator e do rotor e usando-se o sistema por unidade definido por essas bases. Com as equações simplificadas pelo uso do sistema por unidade é possível ainda eliminar algumas variáveis, resultando num conjunto de equações em função das correntes e tensões de armadura e de campo. Além disso, esse novo conjunto de equações agrega parâmetros da máquina usualmente disponibilizados pelos fabricantes (reatâncias e constantes de tempo, por exemplo). Para os leitores interessados, detalhes mais precisos da modelagem de uma máquina síncrona podem ser encontrados em (RAMOS; ALBERTO; BRETAS, 2000; ANDERSON; FOUAD,

1993). As equações elétricas que, em conjunto com as equações mecânicas (2.4) e (2.5), completam o modelo de dois eixos da máquina síncrona são dadas por:

$$V_d(t) = E'_d(t) + X'_q I_q(t) - R_a I_d(t), \quad (2.7)$$

$$V_q(t) = E'_q(t) - X'_d I_d(t) - R_a I_q(t), \quad (2.8)$$

$$\dot{E}'_d(t) = \frac{1}{\tau'_{d0}} [(X_q - X'_q) I_q(t) - E'_d(t)], \quad (2.9)$$

$$\dot{E}'_q(t) = \frac{1}{\tau'_{q0}} [E_{FD}(t) - (X_d - X'_d) I_d(t) - E'_q(t)], \quad (2.10)$$

em que $I_d(t)$ e $I_q(t)$ são, respectivamente, as correntes do estator de eixo direto e em quadratura; $V_d(t)$ e $V_q(t)$ são as tensões do estator de eixo direto e em quadratura, respectivamente; $E_{FD}(t)$ é a tensão de campo da máquina; $E'_d(t)$ e $E'_q(t)$ são, respectivamente, a tensão transitória de eixo direto e em quadratura da máquina; os parâmetros X_d e X_q são as reatâncias síncronas de eixo direto e em quadratura, respectivamente; X'_d e X'_q são, respectivamente, as reatâncias transitórias de eixo direto e em quadratura; τ'_{d0} e τ'_{q0} são as constantes de tempo transitória de eixo direto e em quadratura, respectivamente.

2.2 Controle primário de velocidade

O sistema primário de controle de velocidade tem como principal função manter a velocidade do gerador próxima da velocidade síncrona de forma que a frequência da tensão da barra terminal do gerador não se afaste significativamente do valor nominal da rede elétrica. Este tipo de controle atua no sentido de corrigir o desbalanço de potência da máquina (provocado por variações de carga, por exemplo), resultando na aceleração e desaceleração do rotor, conforme já comentado anteriormente.

O modelo de sistema primário de controle de velocidade adotado nessa pesquisa é constituído basicamente por um regulador de velocidade e uma turbina térmica (HSU, 2003). O regulador de velocidade é constituído basicamente por um sensor de velocidade, um amplificador do erro entre a velocidade medida e o valor de referência, e um servomotor cuja função é variar a posição do distribuidor da turbina térmica. O diagrama de blocos do modelo de controle primário de velocidade adotado é mostrado na Figura 2.2.

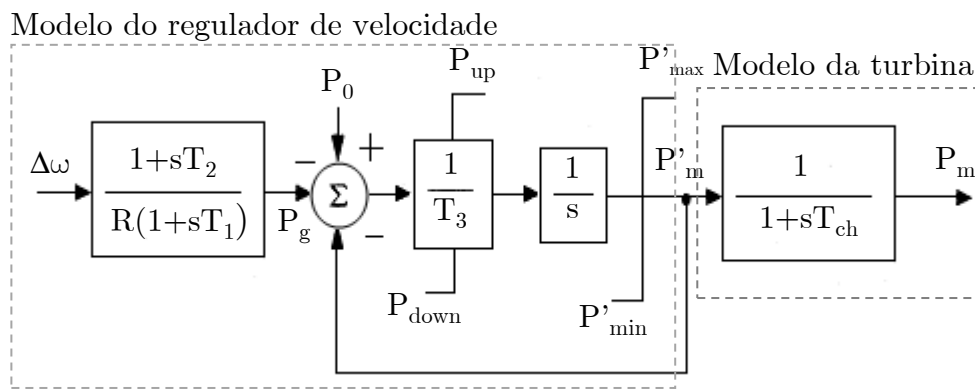


Figura 2.2. Diagrama de blocos do modelo de controle primário de velocidade.

As equações diferenciais obtidas a partir da Figura 2.2 são as seguintes:

$$\dot{P}'_m(t) = \frac{1}{T_3} [P_0(t) - P'_m(t) - P_g(t)], \quad (2.11)$$

$$\dot{P}_g(t) = -\frac{1}{T_1} P_g(t) + \frac{1}{T_1 R} \Delta\omega(t) + \frac{T_2}{T_1 R} \Delta\dot{\omega}(t), \quad (2.12)$$

$$\dot{P}_m(t) = -\frac{1}{T_{ch}} P_m(t) + \frac{1}{T_{ch}} P'_m(t). \quad (2.13)$$

Na Figura 2.2, o parâmetro R é o estatismo (ou regulação de velocidade); T_1 , T_2 e T_3 são as constantes de tempo do servomotor; T_{ch} é a constante de tempo da turbina; $P_m(t)$ é a potência mecânica aplicada ao eixo da máquina pela turbina, a qual é uma variável presente na equação mecânica (2.5) da máquina e $P_0(t)$ é um valor de referência. O estatismo determina o valor da velocidade angular em regime

permanente como uma função do desvio de potência ativa da máquina. Quanto menor o estatismo menor será o desvio de frequência em condições de regime permanente. Entretanto, valores muito baixos de estatismo podem induzir uma resposta oscilatória ou até mesmo instabilizar o sistema.

2.3 Regulador automático de tensão

Em geradores síncronos aplicados em redes de distribuição, o sistema de excitação pode ter como função realizar o controle da tensão terminal, ou também, o controle do fator de potência da máquina (FREITAS et al, 2006). Considera-se nessa pesquisa o primeiro tipo de controle. O controle de excitação é realizado através do ajuste da corrente contínua aplicada ao circuito de campo do gerador. Basicamente, o sistema de excitação é constituído por três elementos principais: o regulador de tensão, a excitatriz e os controles auxiliares (ANDERSON; FOUAD, 1993). A excitatriz pode ser, por exemplo, um gerador *dc* cuja finalidade é alimentar o circuito de campo do gerador síncrono com uma corrente contínua. O regulador de tensão controla a saída da excitatriz de tal forma que a corrente gerada por ela e a potência reativa da máquina se alterem de maneira desejada. Basicamente, a tensão terminal do gerador é comparada a um valor de referência pré-determinado. A medida do erro resultante dessa comparação é então processada e enviada para a excitatriz que produzirá a corrente necessária para o ajuste da tensão terminal. E, finalmente, os controles auxiliares podem estar presentes, por exemplo, para melhorar o comportamento dinâmico de todo o processo envolvido no controle de tensão.

Adota-se para o sistema de geração distribuída em estudo o modelo padrão IEEE ST2A (De ABREU, 2005), como mostrado pelo diagrama de blocos ilustrado na Figura 2.3.

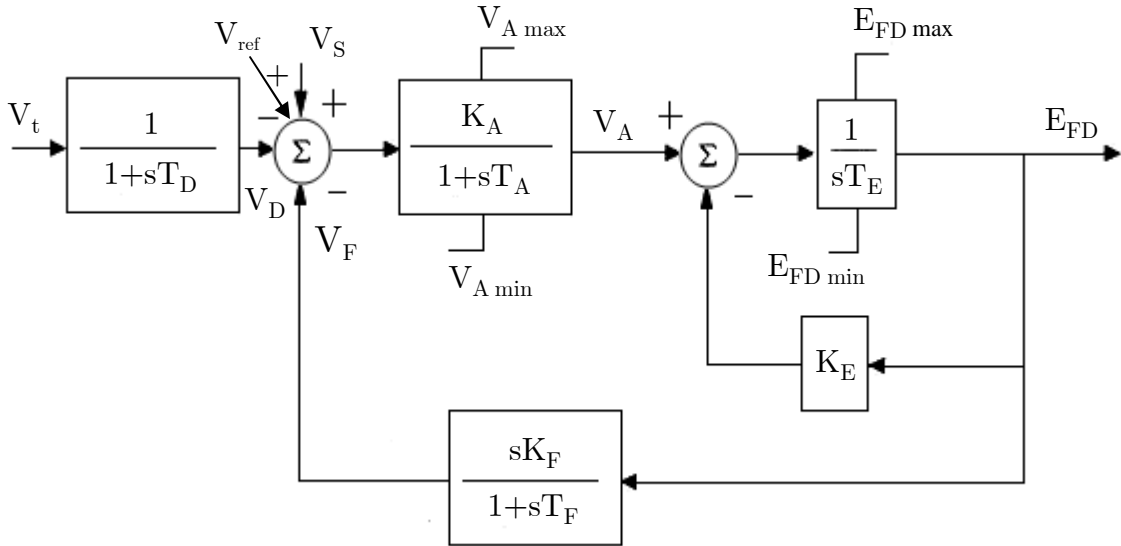


Figura 2.3. Diagrama de blocos do modelo de regulador automático de tensão.

As equações diferenciais obtidas a partir da Figura 2.3 são as seguintes:

$$\dot{V}_D(t) = -\frac{1}{T_D} V_D(t) + \frac{1}{T_D} [V_t(t)], \quad (2.14)$$

$$\dot{V}_A(t) = -\frac{1}{T_A} V_A(t) + \frac{K_A}{T_A} [V_S(t) + V_{ref} - V_D(t) - V_F(t)], \quad (2.15)$$

$$\dot{V}_F(t) = -\frac{1}{T_F} V_F(t) + \frac{K_F}{T_F} \dot{E}_{FD}(t), \quad (2.16)$$

$$\dot{E}_{FD}(t) = -\frac{K_E}{T_E} E_{FD}(t) + \frac{1}{T_E} V_A(t). \quad (2.17)$$

Como pode ser visto pela Figura 2.3, a tensão terminal da máquina, $V_t(t)$, é filtrada através de um bloco de primeira ordem com constante de tempo T_D . Essa constante de tempo é geralmente muito pequena, sendo às vezes desprezada. O amplificador (o qual constitui o regulador de tensão) tem constante de tempo T_A e ganho K_A , sendo a taxa de variação de sua saída limitada por $V_{A\max}$ e $V_{A\min}$. Além disso, existe um laço de realimentação (controle auxiliar) formado por um bloco de primeira ordem com constante de tempo T_F e ganho K_F , cuja finalidade é melhorar a estabilidade da resposta do sistema de excitação (ANDERSON; FOUAD, 1993). A dinâmica da excitatriz, por sua vez, é representada por um bloco integrador com

constante de tempo T_E e um ganho de realimentação K_E . É possível perceber a presença de uma entrada $V_S(t)$ no sistema de excitação, sendo ela utilizada para inclusão de sinais estabilizantes produzidos pelos controladores de amortecimento de tipo PSS (DeMELLO; CONCÓRDIA, 1969).

2.4 A rede de distribuição e as cargas

Considera-se na rede de distribuição em estudo que as cargas possam ser modeladas como impedâncias constantes. Tal modelo considera a carga como um circuito RLC, sendo este, linear e passivo. Calcula-se a admitância da i -ésima carga conectada à rede da seguinte maneira:

$$Y_{Li} = \frac{1}{Z_{Li}} = \frac{S_{Li}^*}{|V_i|^2} = \frac{P_{Li} - jQ_{Li}}{|V_i|^2}, \quad (2.18)$$

onde S_{Li} e $|V_i|$ são, respectivamente, a potência complexa da carga i e o módulo da tensão do barramento i , ambos correspondentes à operação em regime permanente.

Para a rede de distribuição considera-se que o período transitório dos elementos que constituem a rede elétrica (indutâncias, transformadores, dentre outros) seja relativamente mais curto do que o período transitório das variáveis das máquinas síncronas. Com base nessa consideração, a rede de distribuição pode ser modelada como um circuito estático passivo, por meio de uma equação algébrica matricial do tipo $I = Y_{\text{bus}}V$, na qual I é um vetor com as correntes injetadas em cada barramento do sistema, V é um vetor com as tensões nestes barramentos e Y_{bus} é a matriz de admitâncias da rede de distribuição. Tanto as correntes I , como as tensões V são variantes no tempo. Essa equação algébrica matricial faz a interconexão entre os diversos componentes dinâmicos (no caso, as máquinas

síncronas com os seus respectivos sistemas de excitação e controle primário de velocidade). A matriz Y_{bus} é construída da seguinte maneira:

- elementos da diagonal principal: $Y_{kk} = \sum_{i \in \Omega_{b_k}} (y_{ki} + y_{kk})$, onde Ω_{b_k} representa as linhas que fazem conexão com a barra k e y_{kk} são os componentes conectados diretamente à barra k , tais como, as admitâncias *shunt* e as cargas representadas por (2.18);
- demais elementos da matriz: $Y_{ki} = -y_{ki}$.

Considerando que as fontes de injeção de potência (geradores e a própria subestação) estejam conectadas às n primeiras barras da rede de distribuição, a equação algébrica $I = Y_{\text{bus}}V$ pode ser particionada da seguinte maneira:

$$\begin{bmatrix} I_g(t) \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_1 & Y_2 \\ Y_3 & Y_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_g(t) \\ E(t) \end{bmatrix}, \quad (2.19)$$

onde $I_g(t) \in \mathbb{C}^n$ e $V_g(t) \in \mathbb{C}^n$ são, respectivamente, os vetores das correntes e tensões complexas nas barras de geração (para o i -ésimo gerador $I_{gi}(t) = I_{Ri}(t) + jI_{Ii}(t)$ e $V_{gi}(t) = V_{Ri}(t) + jV_{Ii}(t)$); $E(t) \in \mathbb{C}^m$ é o vetor das tensões complexas nas demais barras da rede de distribuição (num total de m barras, sendo que, para a i -ésima barra $E_i(t) = E_{Ri}(t) + jE_{Ii}(t)$) e; Y_1, Y_2, Y_3 e Y_4 são matrizes complexas de dimensões apropriadas que definem a topologia da rede de distribuição (as quais podem ser escritas como $Y_i = G_i + jB_i$, para $i = 1, \dots, 4$).

Por meio de manipulações algébricas realizadas em (2.19), obtém-se as seguintes equações para a corrente injetada (em termos de suas componentes *real* e *imaginária*) pelo i -ésimo gerador (num total de ng geradores) conectado à rede de distribuição:

$$I_{Ri}(t) = \sum_{k=1}^n (Y_{Aik} V_{Rk}(t) + Y_{Bik} V_{Ik}(t)), \quad (2.20)$$

$$I_{Ii}(t) = \sum_{k=1}^n (Y_{Aik} V_{Ik}(t) - Y_{Bik} V_{Rk}(t)), \quad (2.21)$$

onde,

$$Y_A = G_1 - G_2 G_5 + B_2 B_5, \quad (2.22)$$

$$Y_B = -B_1 + G_2 B_5 + B_2 G_5, \quad (2.23)$$

$$G_5 = \text{Re}(Y_4^{-1} Y_3), \quad B_5 = \text{Im}(Y_4^{-1} Y_3), \quad (2.24)$$

sendo $\text{Re}(\cdot)$ e $\text{Im}(\cdot)$ as componentes *real* e *imaginária*, respectivamente.

Perceba que, nas equações (2.20) e (2.21), as correntes e as tensões dos geradores estão expressas em termos de suas componentes *real* e *imaginário* (de acordo com o referencial adotado pela solução do fluxo de carga), enquanto que, nas equações (2.7)-(2.10) (referentes ao modelo de máquina síncrona) elas estão expressas no referencial d e q do próprio gerador (ou seja, $I_d(t)$, $I_q(t)$, $V_d(t)$ e $V_q(t)$). Esse problema é solucionado definindo-se um sistema de coordenadas global no qual todas as variáveis do modelo estarão representadas.

2.5 Sistema de coordenadas global

Antes de serem formuladas as equações de interconexão dos geradores síncronos com a rede de distribuição é necessário que todas as variáveis do modelo estejam representadas num mesmo sistema de referência (o qual é definido como sendo o **sistema de coordenadas global**) (KATIRAEI; IRAVANI; LEHN, 2007). Para tal propósito, o sistema de coordenadas *real x imaginário* (adotado pelos programas de fluxo de carga) é o mais aceito na literatura uma vez que, definir um referencial comum a partir dos eixos d e q de um gerador específico do sistema pode ser uma tarefa custosa (além de dispensável). Para que as correntes $I_d(t)$ e $I_q(t)$, e as tensões $V_d(t)$ e $V_q(t)$ de cada gerador sejam expressas no sistema de coordenadas global, utilizam-se as equações de transformação (2.25) e (2.26) formuladas a partir da

análise da Figura 2.4, a qual foi construída considerando a presença de dois geradores,

$$f_g = T_i f_{li}, \quad (2.25)$$

$$f_{li} = T_i^{-1} f_g, \quad (2.26)$$

onde, $f_g = [f_R \ f_I]^T$ e $f_{li} = [f_{qi} \ f_{di}]^T$ são as componentes da variável f expressas, respectivamente, no sistema de coordenadas global e no sistema de coordenadas local (ou seja, referencial d - q do i -ésimo gerador). A matriz de transformação T_i e a sua inversa T_i^{-1} são dadas por:

$$T_i = \begin{bmatrix} \cos(\delta_i(t)) & \text{sen}(\delta_i(t)) \\ -\text{sen}(\delta_i(t)) & \cos(\delta_i(t)) \end{bmatrix}, \quad T_i^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_i(t)) & -\text{sen}(\delta_i(t)) \\ \text{sen}(\delta_i(t)) & \cos(\delta_i(t)) \end{bmatrix}, \quad (2.27)$$

sendo δ_i o ângulo entre o eixo *real* (referente ao sistema de coordenadas global) e o eixo d do i -ésimo gerador do sistema, conforme mostra a Figura 2.4.

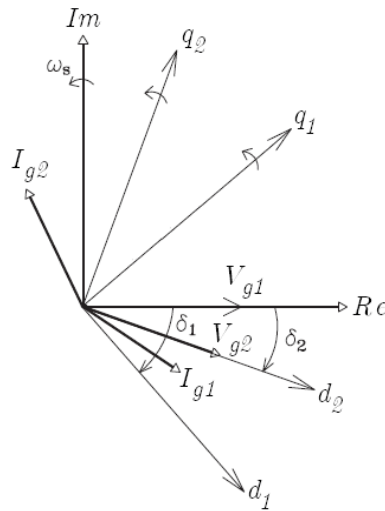


Figura 2.4. Relação entre o sistema de coordenadas global e o sistema de referência local d - q .

A partir de dispendiosas manipulações algébricas aplicadas ao conjunto de equações (2.4)-(2.5) e (2.7)-(2.10) considerando as transformações de coordenadas provenientes de (2.25)-(2.26), obtém-se o modelo completo do sistema de geração

distribuída expresso no sistema de coordenadas global. Tal modelo é apresentado na próxima seção.

2.6 Modelo completo do sistema de geração distribuída

O modelo completo do sistema de geração distribuída na referência global é dado por um conjunto de equações diferenciais e algébricas. As equações diferenciais são dadas por (considerando o i -ésimo gerador, num total de ng geradores):

$$\dot{\delta}_i(t) = \omega_s \omega_i(t) - \omega_s, \quad (2.28)$$

$$\dot{\omega}_i(t) = \frac{1}{2H_i} (P_{mi}(t) - P_{ei}(t)), \quad (2.29)$$

$$\dot{E}'_{di}(t) = \frac{1}{\tau'_{q0i}} [(X_{qi} - X'_{qi})(I_{Li}(t)\cos(\delta_i(t)) - I_{Ri}(t)\sen(\delta_i(t))) - E'_{di}(t)], \quad (2.30)$$

$$\dot{E}'_{qi}(t) = \frac{1}{\tau'_{d0i}} [E_{FDi}(t) - (X_{di} - X'_{di})(I_{Li}(t)\sen(\delta_i(t)) + I_{Ri}(t)\cos(\delta_i(t))) - E'_{qi}(t)], \quad (2.31)$$

$$\dot{V}_{Di}(t) = -\frac{1}{T_{Di}} V_{Di}(t) + \frac{1}{T_{Di}} \sqrt{V_{Ri}(t)^2 + V_{Li}(t)^2}, \quad (2.32)$$

$$\dot{V}_{Ai}(t) = -\frac{1}{T_{Ai}} V_{Ai}(t) + \frac{K_{Ai}}{T_{Ai}} [V_{Si}(t) + V_{refi} - V_{Di}(t) - V_{Fi}(t)], \quad (2.33)$$

$$\dot{V}_{Fi}(t) = -\frac{1}{T_{Fi}} V_{Fi}(t) + \frac{K_{Fi}}{T_{Fi}} \dot{E}_{FDi}(t), \quad (2.34)$$

$$\dot{E}_{FDi}(t) = -\frac{K_{Ei}}{T_{Ei}} E_{FDi}(t) + \frac{1}{T_{Ei}} V_{Ai}(t), \quad (2.35)$$

$$\dot{P}_{gi}(t) = -\frac{1}{T_{1i}} P_{gi}(t) + \frac{1}{T_{1i}R_i} \Delta\omega_i(t) + \frac{T_{2i}}{T_{1i}R_i} \Delta\dot{\omega}_i(t), \quad (2.36)$$

$$\dot{P}'_{mi}(t) = \frac{1}{T_{3i}} [P_{0i}(t) - P'_{mi}(t) - P_{gi}(t)], \quad (2.37)$$

$$\dot{P}_{mi}(t) = -\frac{1}{T_{chi}} P_{mi}(t) + \frac{1}{T_{chi}} P'_{mi}(t), \quad (2.38)$$

onde, $I_{Ri}(t)$ e $I_{Ii}(t)$ são dadas por (2.20) e (2.21), respectivamente, enquanto que, $P_{ei}(t)$ é calculado por:

$$P_{ei}(t) = E'_{di}(t)[I_{Ii}(t)\text{sen}(\delta_i(t)) + I_{Ri}(t)\text{cos}(\delta_i(t))] + E'_{qi}(t)[I_{Ii}(t)\text{cos}(\delta_i(t)) - I_{Ri}(t)\text{sen}(\delta_i(t))] + \\ + [I_{Ii}(t)\text{sen}(\delta_i(t)) + I_{Ri}(t)\text{cos}(\delta_i(t))][I_{Ii}(t)\text{cos}(\delta_i(t)) - I_{Ri}(t)\text{sen}(\delta_i(t))](\mathbf{X}'_{qi} - \mathbf{X}'_{di}), \quad (2.39)$$

Quanto às equações algébricas, elas podem ser agrupadas na seguinte forma matricial:

$$\begin{bmatrix} M_1 & M_2 \\ M_3 & M_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_R \\ \hat{V}_I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{E}'_q \\ \hat{E}'_d \end{bmatrix}, \quad (2.40)$$

onde,

$$M_1 = \text{diag}(\hat{\mathbf{X}}'_d)[\mathbf{Y}_B \text{diag}(\text{sen}\hat{\delta}) - \mathbf{Y}_A \text{diag}(\text{cos}\hat{\delta})] + \text{diag}(\text{sen}\hat{\delta}), \quad (2.41)$$

$$M_2 = -\text{diag}(\hat{\mathbf{X}}'_d)[\mathbf{Y}_A \text{diag}(\text{sen}\hat{\delta}) + \mathbf{Y}_B \text{diag}(\text{cos}\hat{\delta})] - \text{diag}(\text{cos}\hat{\delta}), \quad (2.42)$$

$$M_3 = -\text{diag}(\hat{\mathbf{X}}'_q)[\mathbf{Y}_B \text{diag}(\text{cos}\hat{\delta}) + \mathbf{Y}_A \text{diag}(\text{sen}\hat{\delta})] - \text{diag}(\text{cos}\hat{\delta}), \quad (2.43)$$

$$M_4 = \text{diag}(\hat{\mathbf{X}}'_q)[\mathbf{Y}_A \text{diag}(\text{cos}\hat{\delta}) - \mathbf{Y}_B \text{diag}(\text{sen}\hat{\delta})] - \text{diag}(\text{sen}\hat{\delta}), \quad (2.44)$$

sendo que,

$$\text{sen}\hat{\delta} = \begin{bmatrix} \text{sen}(\delta_1(t)) \\ \text{sen}(\delta_2(t)) \\ \vdots \\ \text{sen}(\delta_{ng}(t)) \end{bmatrix}, \quad \text{cos}\hat{\delta} = \begin{bmatrix} \text{cos}(\delta_1(t)) \\ \text{cos}(\delta_2(t)) \\ \vdots \\ \text{cos}(\delta_{ng}(t)) \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{X}}'_d = \begin{bmatrix} \mathbf{X}'_{d1} \\ \mathbf{X}'_{d2} \\ \vdots \\ \mathbf{X}'_{dng} \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{X}}'_q = \begin{bmatrix} \mathbf{X}'_{q1} \\ \mathbf{X}'_{q2} \\ \vdots \\ \mathbf{X}'_{qng} \end{bmatrix},$$

$$\hat{V}_R = \begin{bmatrix} V_{R1}(t) \\ V_{R2}(t) \\ \vdots \\ V_{Rng}(t) \end{bmatrix}, \quad \hat{V}_I = \begin{bmatrix} V_{I1}(t) \\ V_{I2}(t) \\ \vdots \\ V_{Inq}(t) \end{bmatrix}, \quad \hat{E}'_q = \begin{bmatrix} E'_{q1}(t) \\ E'_{q2}(t) \\ \vdots \\ E'_{qng}(t) \end{bmatrix} \quad \text{e} \quad \hat{E}'_d = \begin{bmatrix} E'_{d1}(t) \\ E'_{d2}(t) \\ \vdots \\ E'_{dng}(t) \end{bmatrix}.$$

Note que este conjunto de equações diferenciais e algébricas está representado na forma geral dada por (2.1)-(2.3). Os vetores de estado $\bar{x}(t)$, de variáveis algébricas $z(t)$, de entrada $u(t)$ e saída $y(t)$ são dados por:

$$\bar{x}(t) = \begin{bmatrix} \bar{x}_1(t) \\ \bar{x}_2(t) \\ \vdots \\ \bar{x}_{ng}(t) \end{bmatrix}, \quad z(t) = \begin{bmatrix} \hat{V}_R \\ \hat{V}_I \end{bmatrix}, \quad u(t) = \begin{bmatrix} V_{S1}(t) \\ V_{S2}(t) \\ \vdots \\ V_{Sng}(t) \end{bmatrix}, \quad y(t) = \begin{bmatrix} \omega_1(t) \\ \omega_2(t) \\ \vdots \\ \omega_{ng}(t) \end{bmatrix}, \quad (2.45)$$

onde, $\bar{x}_i(t) = [\delta_i(t) \quad \omega_i(t) \quad E'_{di}(t) \quad E'_{qi}(t) \quad V_{Di}(t) \quad V_{Ai}(t) \quad V_{Fi}(t) \quad E_{FDi}(t) \quad P_{gi}(t) \quad P'_{mi}(t) \quad P_{mi}(t)]^T$,
 $i = 1, 2, \dots, ng$.

2.7 Sistema de geração distribuída em estudo

O diagrama unifilar da rede em estudo é mostrado na Figura 2.5. É importante ressaltar novamente que, embora os estudos apresentados nesta tese sejam realizados num sistema de distribuição (com geração distribuída) específico, os resultados são gerais o suficiente para serem aplicados a qualquer sistema de distribuição (ou mesmo a certos sistemas de geração e transmissão em alta tensão). De fato, os procedimentos desenvolvidos no âmbito desta tese são efetivamente aplicáveis a qualquer sistema que possa ser descrito na forma (2.1)-(2.3), sendo o esforço computacional associado em geral a maior dificuldade para aplicações em sistemas de grande porte.

A rede de distribuição em estudo é constituída por 1 alimentador, 6 barras distribuídas ao longo deste alimentador, 1 transformador e 5 linhas (ou ramos). A rede de distribuição (em 33kV) é conectada à subestação de energia (em 132kV) por meio de um transformador conectado em Δ/Y_g . Os dados de barras e linhas foram obtidos em (FREITAS et al, 2006). Considera-se a presença de um gerador síncrono alimentado por turbina térmica, constituindo então uma planta de co-geração que

produz 10 MW de potência. Tal montante de energia é utilizado para suprir exclusivamente as cargas conectadas nas barras 6 e 7 (perceba que a soma das cargas ativas dessas barras é igual à 10 MW). O restante das cargas da rede de distribuição são alimentadas pela subestação (barra 1, a qual é considerada um barramento infinito). Os dados da planta de co-geração foram obtidos em (HSU, 2003). Os dados completos do sistema de geração distribuída (rede de distribuição em conjunto com a planta de co-geração) encontram-se também no Apêndice A.

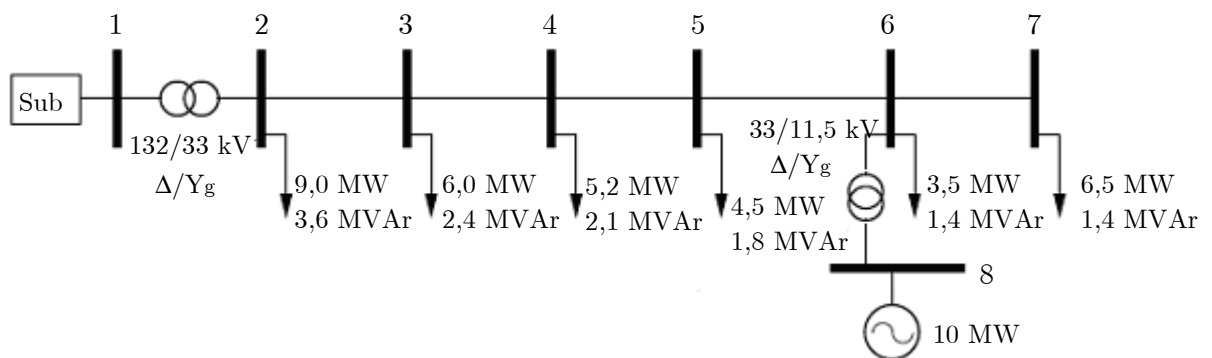


Figura 2.5. Diagrama unifilar do sistema de geração distribuída em estudo.

Caso ocorra uma falta ou perturbação que resulte na desconexão do ramo 6-7 (por exemplo, um curto-circuito trifásico na barra 7), o ponto de operação do gerador síncrono é modificado. Neste caso, o gerador deve reduzir a produção de energia dos 10 MW iniciais para um montante de apenas 3,5 MW, o qual é destinado à carga conectada na barra 6, uma vez que a barra 7 encontra-se, neste caso, ilhada do restante da rede de distribuição. A análise de estabilidade da planta de co-geração é então realizada considerando essas duas condições de operação (e a transição entre eles).

O modelo matemático de tal sistema de geração distribuída é constituído por 10 equações diferenciais e uma equação algébrica matricial nas variáveis V_{R1} e V_{I1} sendo estas, respectivamente, as componentes *real* e *imaginária* da tensão terminal do gerador síncrono (mais especificamente, da tensão na barra 8). Assim, o vetor de

variáveis algébricas é dado por $z(t) = [V_{R1}(t) \ V_{I1}(t)]^T$, enquanto que, os vetores de variáveis de estado, de entrada e saída são, respectivamente, $\bar{x}(t) = \bar{x}_1(t)$ (ver (2.45)), $u(t) = V_{S1}(t)$ e $y(t) = \omega_1(t)$.

As simulações computacionais foram realizadas por meio do algoritmo de resolução de equações diferenciais ODE15s, o qual está incorporado ao software *Matlab R2008a*. As Figuras 2.6, 2.7, 2.8 e 2.9 ilustram o comportamento transitório do gerador (ângulo do rotor, velocidade angular do gerador e potência mecânica) e das tensões nas barras da rede de distribuição resultante da incidência de um curto-circuito trifásico aplicado na barra 7 em $t = -0,5$ s, o qual é eliminado após 500 ms pela desconexão do ramo 6-7.

Como pode ser visto pelas Figuras 2.6, 2.7 e 2.8, as respostas tanto do ângulo do rotor, como da velocidade angular e potência mecânica do gerador são estáveis, porém, elas exibem um comportamento oscilatório que se mantém por um tempo considerável. O reflexo negativo de tais oscilações pode ser percebido ao longo da vida útil do gerador na forma de indesejáveis desgastes mecânicos, uma vez que todas essas variáveis estão associadas diretamente a estruturas físicas do gerador.

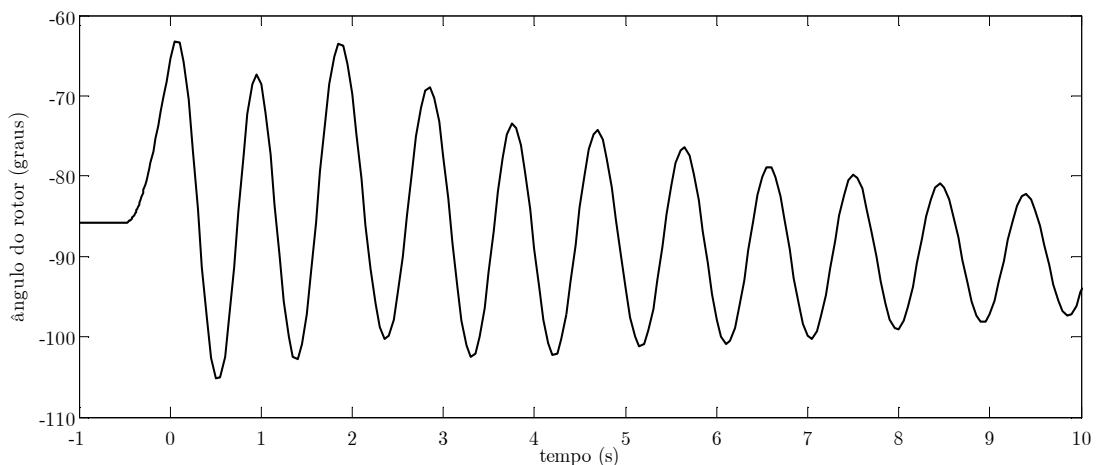


Figura 2.6. Resposta do ângulo do rotor à uma perturbação com duração de 500 ms.

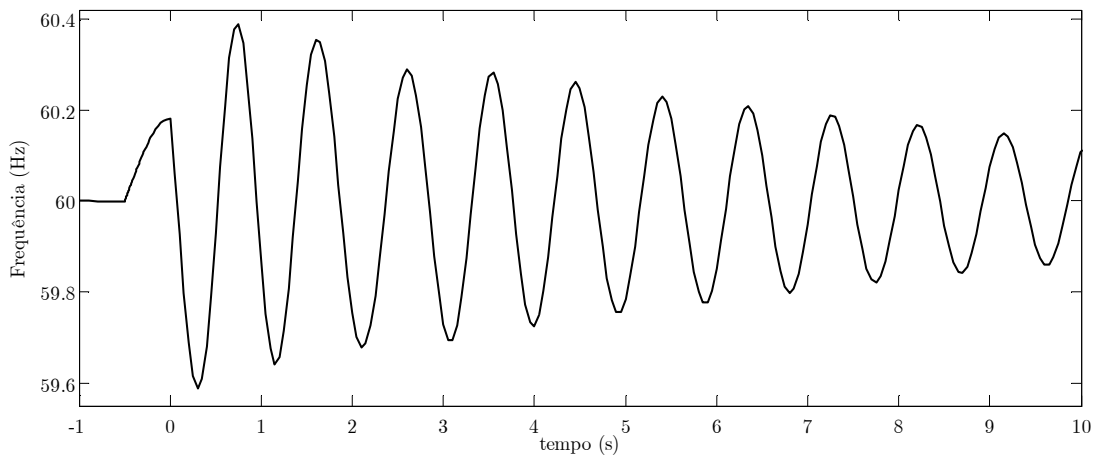


Figura 2.7. Resposta da frequência do rotor à uma perturbação com duração de 500 ms .

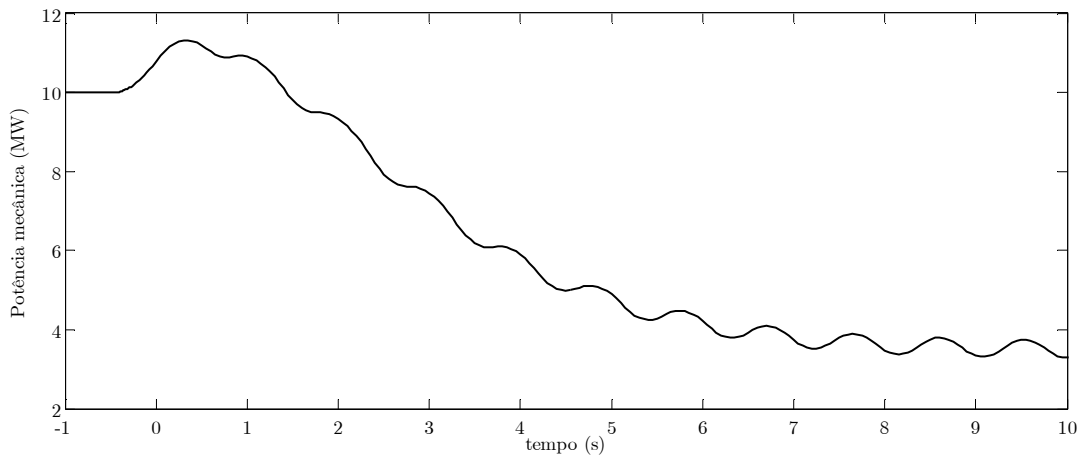


Figura 2.8. Resposta da potência mecânica à uma perturbação com duração de 500 ms .

Quanto à Figura 2.9, o afundamento de tensão que ocorre naturalmente devido ao curto-circuito aplicado na barra 7 é parcialmente omitido para que seja possível evidenciar o comportamento oscilatório das tensões durante os instantes que seguem ao da eliminação da falta por meio da desconexão do ramo 6-7. Tal afundamento de tensão é típico em sistemas de distribuição e os índices usuais de avaliação da qualidade de tensão estabelecem restrições para o tempo máximo de tolerância dessas quedas, assim como, a magnitude máxima das mesmas.

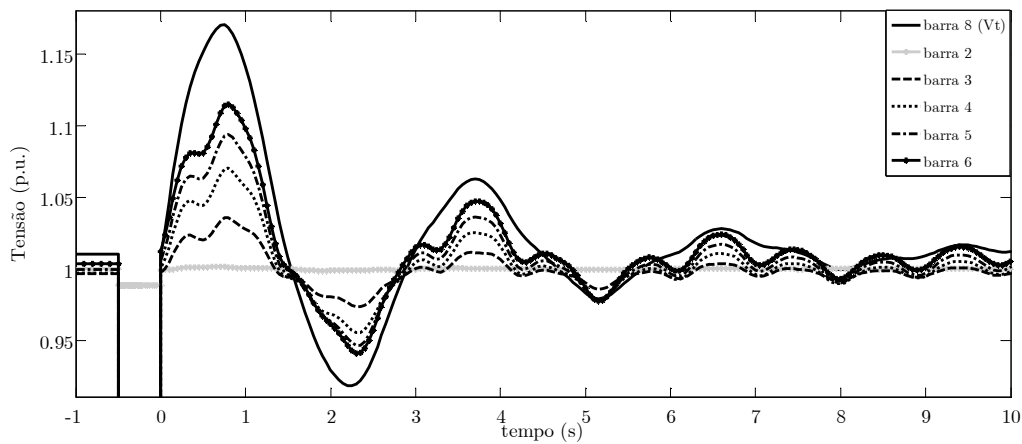


Figura 2.9. Resposta das tensões nas barras da rede de distribuição à uma perturbação com duração de 500 ms.

Quanto às oscilações que se sustentam ao longo do tempo, percebe-se que elas são mais significativas nas barras mais afastadas da subestação (ou seja, do barramento infinito). Essas oscilações se mantêm durante um período de tempo significativo, muito provavelmente porque a resposta dinâmica do gerador é pouco amortecida. Essa constatação também é importante sob o ponto de vista da qualidade de tensão, uma vez que equipamentos sensíveis a variações nos sinais de alimentação podem estar conectados a essas barras e, neste caso, a operação de tais equipamentos pode ser deteriorada.

As Figuras 2.10, 2.11, 2.12 e 2.13 ilustram o comportamento transitório do gerador (ângulo do rotor, velocidade angular do gerador e potência mecânica) e das tensões nas barras da rede de distribuição quando o ramo 6-7 é conectado novamente ao sistema. Isso ocorre em $t = 0$ s. As mesmas conclusões feitas para o caso anterior se aplicam aqui, porém é importante notar que as variações máximas atingidas pelas variáveis (com relação ao ponto de equilíbrio) são menores neste último caso analisado.

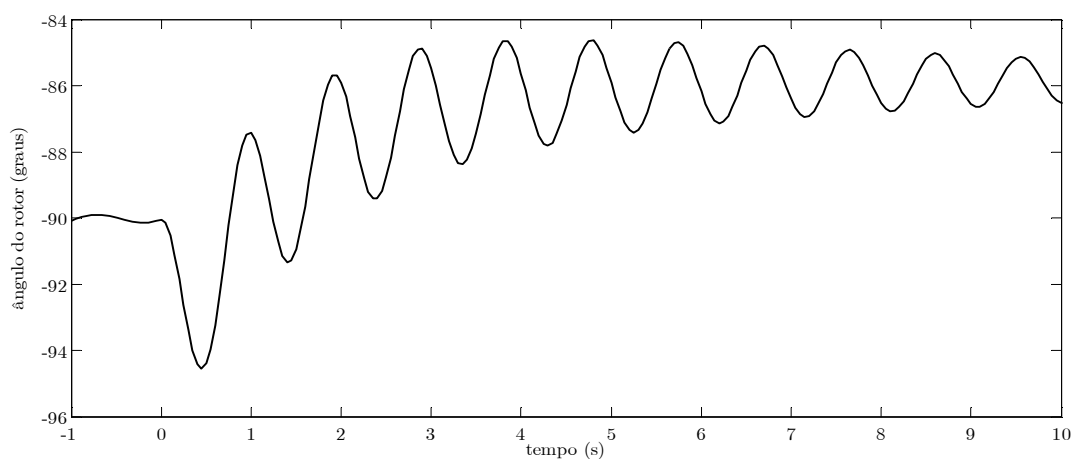


Figura 2.10. Resposta do ângulo do rotor à reconexão do ramo 6-7.

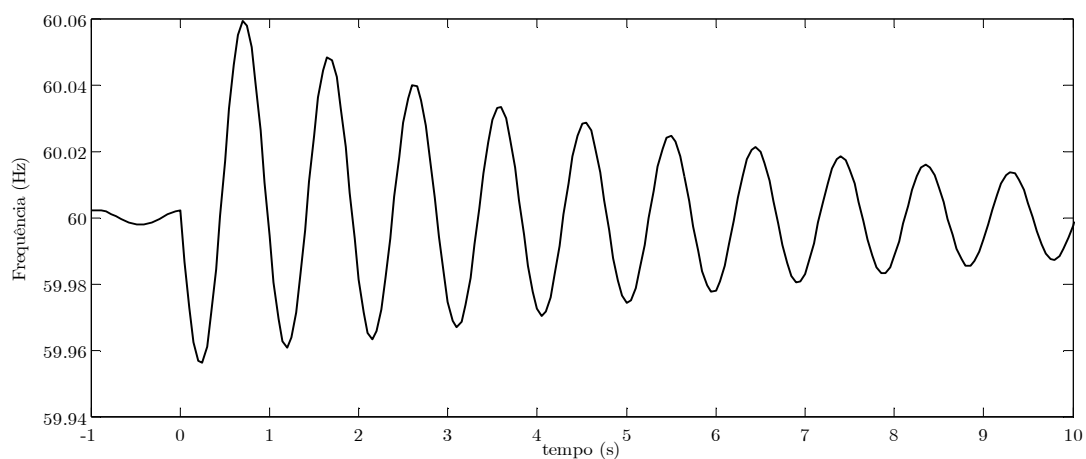


Figura 2.11. Resposta da frequência do rotor à reconexão do ramo 6-7.

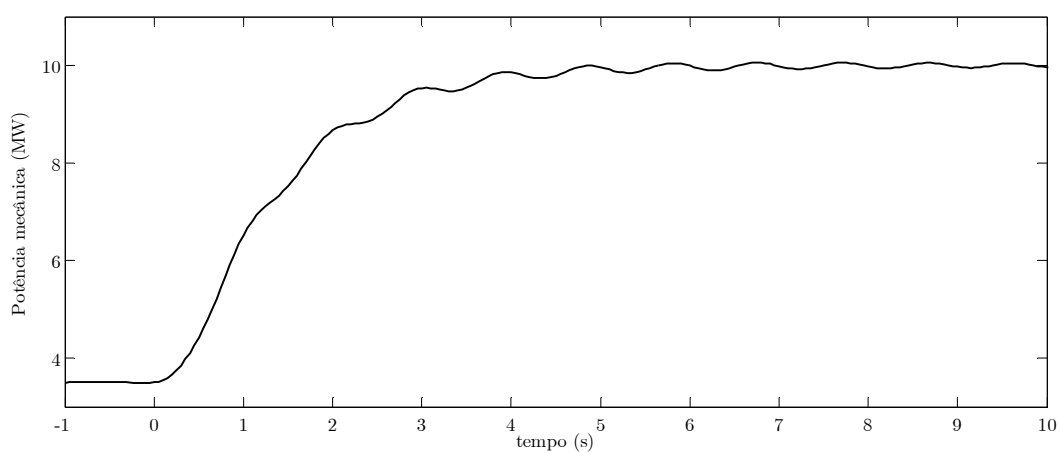


Figura 2.12. Resposta da potência mecânica à reconexão do ramo 6-7.

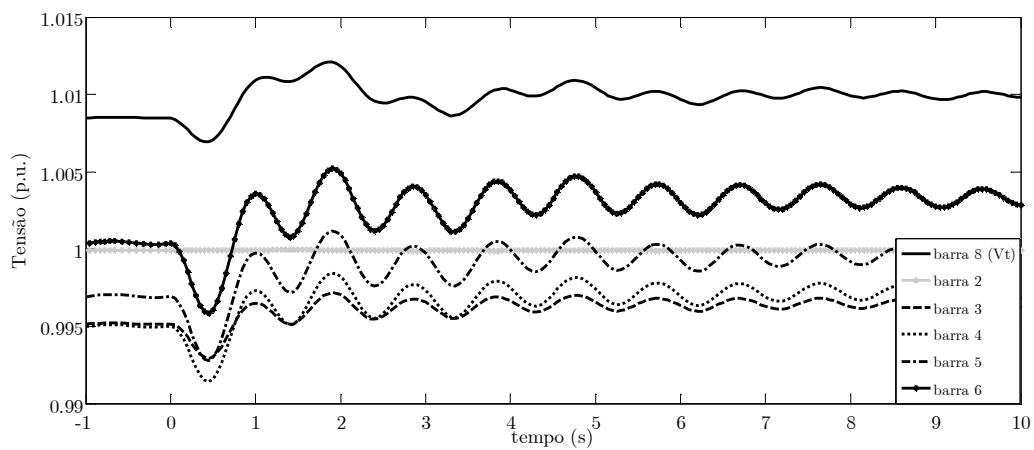


Figura 2.13. Resposta das tensões nas barras da rede de distribuição à reconexão do ramo 6-7.

Capítulo 3

Linearização, sistemas lineares e IDLNs

Considere um modelo de rede de distribuição com a presença de geradores síncronos descrito pelo conjunto de equações diferenciais e algébricas não-lineares introduzido na seção 2.6 do capítulo anterior. Tal conjunto de equações (desconsiderando, a princípio, as entradas e saídas do sistema) tem a seguinte forma:

$$\dot{\bar{x}}(t) = \bar{f}(\bar{x}(t), z(t)), \quad (3.1)$$

$$0 = g(\bar{x}(t), z(t)), \quad (3.2)$$

O sistema algébrico-diferencial (3.1)-(3.2) pode ser reescrito como um sistema exclusivamente diferencial na forma usual em espaço de estados:

$$\dot{\bar{x}}(t) = \bar{f}(\bar{x}(t), v(x(t))), \quad (3.3)$$

ou, simplesmente,

$$\dot{\bar{x}}(t) = f(\bar{x}(t)), \quad \bar{x}(0) = \bar{x}_0, \quad (3.4)$$

desde que $v(\bar{x}(t))$ atenda com as condições impostas pelo teorema da função implícita (VIDYASAGAR, 1993). Em (3.4), $\bar{x}(t) \in \mathbf{R}^n$ e $f: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^n$. Diz-se que $x_e \in \mathbf{R}^n$ é um ponto de equilíbrio de (3.4) se $f(x_e) = 0$. Denota-se por $\bar{\varphi}(\cdot, \bar{x}_0): \mathbf{R}_+ \rightarrow \mathbf{R}^n$ a **trajetória** ou **solução** de (3.4) com a condição inicial \bar{x}_0 aplicada em $t = 0$.

Iremos considerar, sem perda de generalidade, que o ponto de equilíbrio ocorre sempre na origem. Isso pode ser feito através de uma mudança de variáveis, ou seja, pela introdução da nova variável

$$x(t) = \bar{x}(t) - x_e. \quad (3.5)$$

Supondo a nova mudança de variáveis, tem-se $f(0) = 0$. Denotam-se os elementos do vetor $x(t)$ por $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$ e de f por f_1, f_2, \dots, f_n , onde $f_i : \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}$, $i = 1, \dots, n$. O sistema não-linear apresentado na forma (3.4) associado à mudança de variáveis sugerida por (3.5) será freqüentemente referenciado como **sistema não-linear original**, devido ao fato de que os modelos discutidos na seqüência deste capítulo (como também, durante o próximo capítulo) são, em geral, derivados de tal sistema.

A seção 3.1 apresenta a teoria de linearização de um sistema não-linear por meio da expansão em séries de Taylor com relação a um estado de equilíbrio específico. Na seção 3.2 é feita uma investigação a respeito da importância dos termos não-lineares desconsiderados durante o processo de linearização por séries de Taylor no comportamento dinâmico do sistema. A teoria geral para análise de estabilidade dos modelos resultantes do processo de linearização é apresentada na seção 3.3. Em seguida, na seção 3.4, é apresentada a inclusão diferencial linear limitada por norma (IDLN) utilizada nessa pesquisa.

3.1 Linearização do sistema não-linear original por expansão em séries de Taylor

A análise de estabilidade do ponto de equilíbrio $x = 0$ do sistema não-linear original pode ser feita localmente, a partir de uma aproximação linearizada de tal

sistema. Expandindo tal sistema em séries de Taylor com relação ao ponto $x=0$, obtém-se:

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) = f(0) + \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x_e} x(t) + e(x(t)), \quad (3.6)$$

ou, simplesmente,

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + e(x(t)), \quad (3.7)$$

uma vez que $f(0) = 0$ e,

$$A = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=0} = \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial f_1}{\partial x_1} \right|_{x=0} & \cdots & \left. \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \right|_{x=0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \left. \frac{\partial f_n}{\partial x_1} \right|_{x=0} & \cdots & \left. \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \right|_{x=0} \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

onde, $A \in \mathbf{R}^{n \times n}$ é chamada matriz de estados. Em (3.7), o primeiro termo à direita da igualdade é a parcela linear, enquanto que, $e(x(t))$ engloba os termos não-lineares da expansão em séries de Taylor. Para o caso escalar $f: \mathbf{R} \rightarrow \mathbf{R}$, por exemplo, têm-se

$$e(x(t)) = \sum_{k=2}^{\infty} \left. \frac{\partial^k f}{\partial x^k} \right|_{x_e} \frac{x(t)^k}{k!}, \quad (3.9)$$

enquanto que, para o caso multidimensional $f: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^n$, com $n \geq 2$, se faz necessário recorrer a uma notação envolvendo produtos de Kronecker para representar os termos de ordem 2 e superior que aparecem em $e(x(t))$. Como a expressão exata de $e(x(t))$ não é relevante para a análise posterior, optou-se por omiti-la no texto.

Agora, se for possível admitir que:

$$e(x(t)) \approx 0, \quad (3.10)$$

então, o sistema não-linear original pode ser aproximado pelo seguinte sistema LTI (CHEN, 1998):

$$\dot{x}(t) \approx Ax(t). \quad (3.11)$$

A suposição (3.10) é válida apenas quando as trajetórias do sistema não-linear original não se afastam significativamente do ponto de equilíbrio $x=0$ pois, para variações pequenas de $x(t)$, os termos de ordem superior a 1 ($x(t)^2$ ou $x(t)^3$ no caso escalar, por exemplo) são muito menores do que o primeiro termo à direita da igualdade em (3.7). Por tal razão, a aproximação linear é válida apenas para uma região, em geral, muito próxima ao ponto $x=0$ (LEITH; LEITHEAD, 2000, VIDYASAGAR, 1993). O modelo linearizado (3.11) será frequentemente referenciado nesse texto como **modelo local**.

Na próxima seção, discute-se a validade da suposição (3.10) para o sistema de geração distribuída introduzido na seção 2.7 para um determinado conjunto de faltas.

3.2 Análise da importância das não-linearidades no comportamento do sistema

Propõe-se, neste ponto do texto, uma investigação a respeito da importância dos termos não-lineares caracterizados por $e(x(t))$ no comportamento dinâmico do sistema não-linear original (um estudo dessa natureza pode ser encontrado em (RAMOS, 2009)). Isso é feito para o sistema de geração distribuída introduzido na seção 2.7 considerando diferentes condições de falta. A idéia é verificar se para um determinado conjunto de faltas e perturbações, a suposição (3.10) pode (ou não) ser admitida para o sistema em estudo sem perda significativa de precisão.

As Figuras 3.1 e 3.2 mostram, respectivamente, o comportamento transitório do ângulo e frequência do rotor resultante da incidência de um curto-circuito trifásico aplicado na barra 7 em $t = -0,5$ s, o qual é eliminado após 500 ms pela desconexão do ramo 6-7 (sendo esta perturbação a mesma utilizada para a análise feita na seção 2.7). As simulações foram realizadas usando-se tanto o sistema não-linear (descrito

pelo conjunto de equações apresentadas na seção 2.6), como o modelo linearizado de tal sistema em relação ao ponto de equilíbrio pós-falta.

Já as Figuras 3.3 e 3.4, elas ilustram o comportamento transitório do ângulo e frequência do rotor quando o ramo 6-7 é conectado novamente ao sistema. Isso ocorre em $t = 0$ s.

É importante destacar nas Figuras 3.1 e 3.2 que as respostas lineares e não-lineares apresentam divergências tanto em amplitude quanto em fase. Este último aspecto pode interferir, principalmente, no cálculo dos índices necessários para projeto de controladores de amortecimento baseados em compensação de fase. Já as Figuras 3.3 e 3.4 mostram que as respostas lineares e não-lineares estão muito próximas entre si. Isso ocorre pelo fato da perturbação aplicada não ter retirado significativamente o sistema de sua condição de equilíbrio pós-falta.

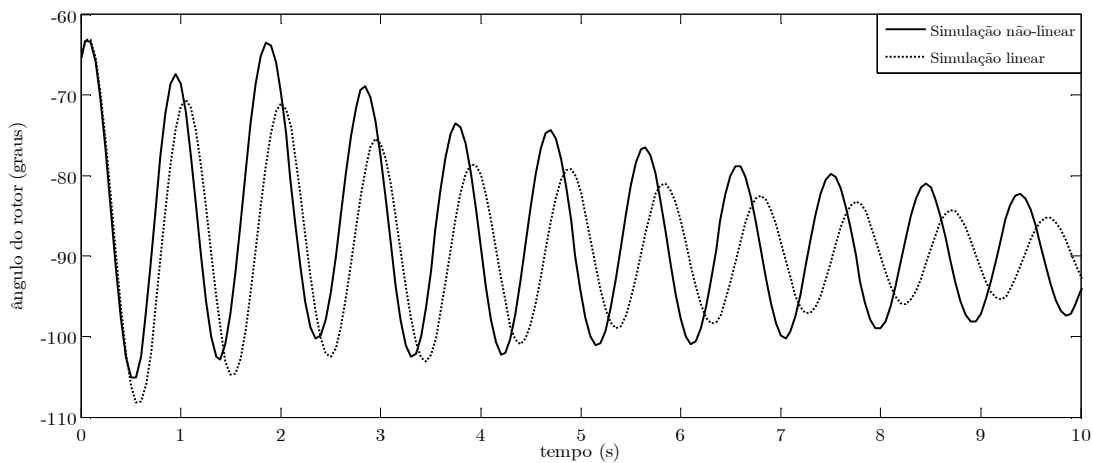


Figura 3.1. Comparação das respostas não-lineares e lineares do ângulo do rotor à uma perturbação com duração de 500 ms.

O efeito das dinâmicas não-lineares desconsideradas durante o processo de linearização por séries de Taylor podem ser incorporadas a um modelo com incertezas. Esta caracterização é apresentada na seção 3.4. Porém, antes disso é interessante apresentar alguns conceitos gerais a respeito da análise de estabilidade de modelos locais. Isso é feito a seguir.

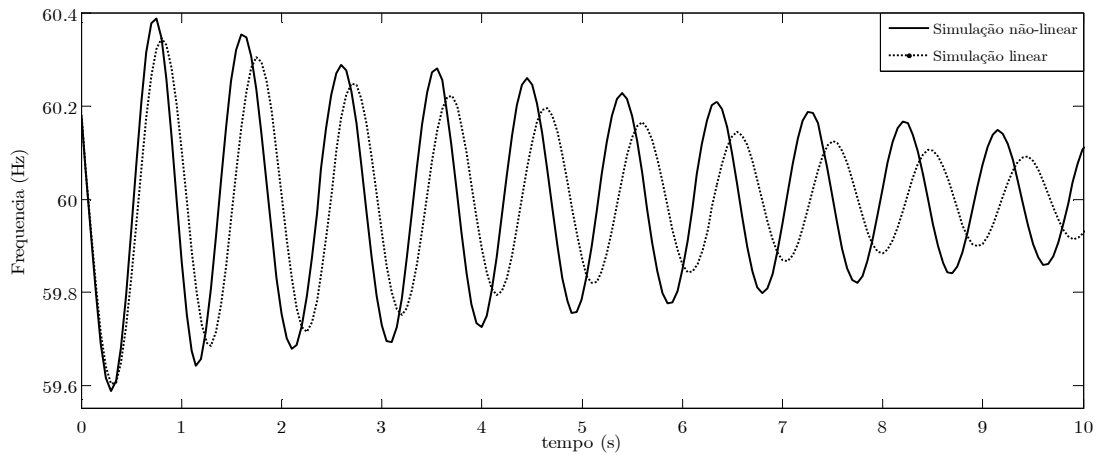


Figura 3.2. Comparação das respostas não-lineares e lineares da frequência do rotor à uma perturbação com duração de 500 ms.

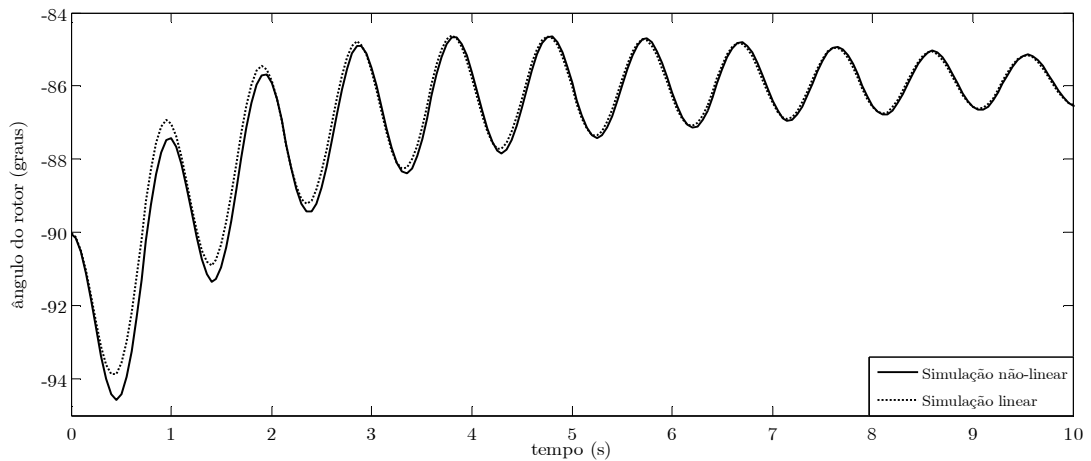


Figura 3.3. Comparação das respostas não-lineares e lineares do ângulo do rotor à reconexão do ramo 6-7.

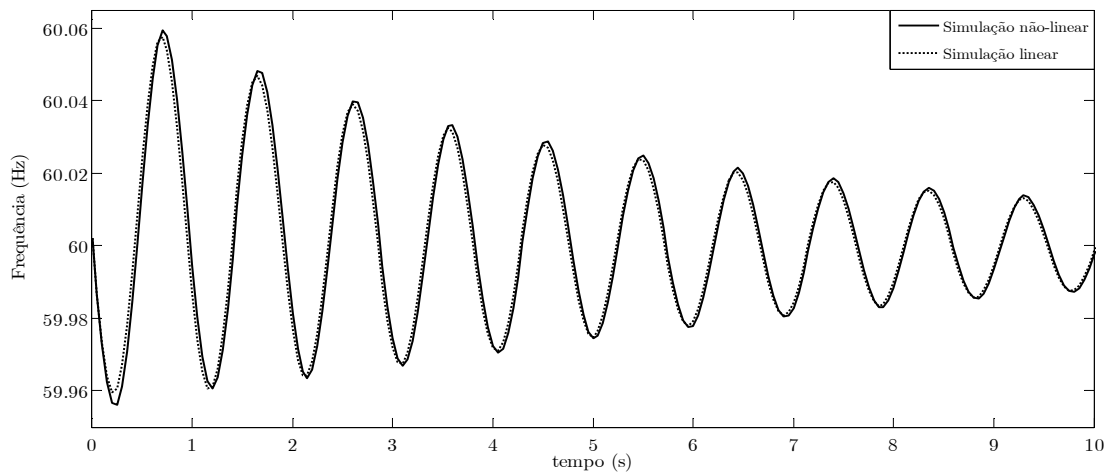


Figura 3.4. Comparação das respostas não-lineares e lineares da frequência do rotor à reconexão do ramo 6-7.

3.3 Análise de estabilidade de sistemas lineares

Nesta seção são apresentadas as caracterizações de estabilidade para um sistema LTI descrito pela equação

$$\dot{x}(t) = Ax(t), \quad (3.12)$$

sendo $A \in \mathbf{R}^{n \times n}$. Os resultados a seguir são perfeitamente aplicáveis para o estudo de estabilidade de modelos locais descritos na forma (3.11).

Definição 3.1: *A origem $x=0$ do sistema linear (3.12) é dita ser (globalmente) assintoticamente estável se*

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0, \quad x(0) = \forall x_0, \quad (3.13)$$

ou seja, se as trajetórias de (3.12), dada uma condição inicial $x(0) \neq 0$, convergirem para a origem $x=0$ à medida que $t \rightarrow \infty$.

Uma condição necessária e suficiente que prova a estabilidade assintótica do sistema linear (3.12) é dada pelo seguinte teorema (CHEN, 1998).

Teorema 3.1: *A origem $x=0$ do sistema linear (3.12) é assintoticamente estável se e somente se todos os autovalores da matriz A possuírem partes reais negativas.*

Quando a condição do Teorema 3.1 é satisfeita, diz-se que o próprio sistema (3.12) é assintoticamente estável, ou ainda, que a matriz A é assintoticamente estável. Os autovalores da matriz A são encontrados a partir das raízes do seu polinômio característico $\det(A - \lambda I_n) = 0$ ou através de sua forma canônica. Testar a estabilidade do sistema (3.12) por meio do Teorema 3.1 requer, então, o cálculo ou estimativa de todos os autovalores da matriz A . Entretanto, a estabilidade do sistema linear (3.12) pode ser investigada por meio da desigualdade de Lyapunov, a qual não necessita do cálculo direto dos autovalores da matriz A .

3.3.1 Análise de estabilidade via desigualdade de Lyapunov

Seja $V : \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}$ uma função que assume valores reais.

Definição 3.2: A função $V = V(x(t))$ é positiva definida em relação a origem $x = 0$ se

- V é continuamente diferenciável,
- $V(0) = 0$,
- $V(x(t)) > 0$, para todo $x \neq 0$.

Se a desigualdade na Definição 3.2 for invertida, a função correspondente é denominada **negativa definida**. Além disso, se tal desigualdade admitir a solução nula, então, a função correspondente é denominada **positiva semi-definida** (ou com sinal invertido, **negativa semi-definida**).

Lyapunov mostrou que a estabilidade do sistema (3.12) poderia ser investigada a partir de uma função quadrática dada por:

$$V(x(t)) = x(t)^T P x(t), \quad (3.14)$$

onde $P \in \mathbf{S}^n$, sendo \mathbf{S}^n o espaço das matrizes reais quadradas e simétricas de dimensão n (De OLIVEIRA; SKELTON, 2001). Se $V(x(t)) > 0$, para todo $x \neq 0$ (condição imposta pela definição 3.2), então P é uma matriz **definida positiva**. Ao longo do texto, a notação $X \succ 0$ (ou $X \prec 0$) é usada para definir que uma matriz X é positiva definida (ou negativa definida), enquanto que, a notação $X \succeq 0$ (ou $X \preceq 0$) se refere a uma matriz X positiva semi-definida (ou negativa semi-definida).

A derivada temporal da função $V(x(t))$ ao longo das trajetórias de (3.12) é:

$$\dot{V}(x(t)) = x(t)^T P \dot{x}(t) + \dot{x}(t)^T P x(t), \quad (3.15)$$

que pode ser escrita como

$$\dot{V}(x(t)) = x(t)^T (A^T P + P A) x(t). \quad (3.16)$$

Com base nesse desenvolvimento, é possível enunciar um dos resultados mais importantes da teoria de estabilidade de Lyapunov (De OLIVEIRA; SKELTON, 2001).

Teorema 3.2: *O sistema (3.12) é assintoticamente estável se e somente se existir uma matriz $P \in \mathbf{S}^n$ positiva definida tal que $A^T P + P A \prec 0$.*

Em se tratando do modelo linearizado (3.11), é importante ressaltar que essa é uma condição de estabilidade local, válida apenas para uma região em torno do ponto de equilíbrio utilizado para a expansão do sistema não-linear original em séries de Taylor (VIDYASAGAR, 1993; LEITH; LEITHHEAD, 2007).

Para finalizar essa seção, faz-se uma breve análise de estabilidade do modelo de sistema de geração distribuída apresentado na seção 2.7 por meio de sua representação linearizada na forma de um modelo local. A análise foi feita para as duas condições de operação do sistema (lembrando da seção 2.7 que a primeira destas condições refere-se à rede de distribuição intacta, enquanto que a segunda condição de operação corresponde à situação na qual o ramo 6-7 da rede está desconectado) nas condições de carregamento definidas como sendo o caso base (ver apêndice A). Em ambos os pontos de operação, as matrizes de estados resultantes são assintoticamente estáveis.

Os modos de oscilação eletromecânicos são caracterizadas por autovalores complexos conjugados, representados na forma $\lambda = \sigma \pm jw$, onde w e σ são, respectivamente, a frequência (rad/s) e o índice de amortecimento dos modos de oscilação observáveis do sistema. A estabilidade é garantida se todos os autovalores tiverem parte real σ negativa. Em sistemas elétricos de potência, uma forma bastante usual de se avaliar a estabilidade das oscilações eletromecânicas é pela taxa de amortecimento dos modos de oscilação, o qual está associado a uma relação entre

o índice de decaimento do respectivo modo de oscilação e à sua frequência oscilação. (GOMES et al, 2003). A taxa de amortecimento para o modo de oscilação $\lambda = \sigma \pm jw$ é calculada por $\xi = \frac{-\sigma}{\sqrt{\sigma^2 + w^2}}$.

Quanto à condição de operação na qual o ramo 6-7 está desconectado, a matriz de estados possui um autovalor complexo conjugado associado às oscilações eletromecânicas do sistema dado por $-0,15 \pm j6,56$. Ele apresenta uma taxa de amortecimento de 2,3%. Este baixo amortecimento é um forte indício para a presença de oscilações pouco amortecidas em várias variáveis do sistema, conforme mostram os resultados apresentados na seção 2.7.

3.4 As IDLNs

É interessante, neste ponto, levantar a seguinte questão: é possível reformular o modelo local (3.11) levando-se em consideração, de alguma forma, as não-linearidades do sistema original? Siljak e Stipanovic (2000) propõem um estudo que pode ser utilizado para investigar a questão proposta. O sistema estudado por eles é descrito por:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + h(x(t)), \quad (3.17)$$

onde A é uma matriz assintoticamente estável e $h: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^n$ é uma aplicação de natureza não-linear, contínua em $x(t)$ e que satisfaz $h(0) = 0$ (portanto, a origem $x = 0$ é um ponto de equilíbrio do sistema (3.17)).

No contexto dessa pesquisa, $h(x(t))$ deve representar as não-linearidades desconsideradas durante o processo de linearização do sistema não-linear original. A princípio, considera-se que não se sabe muito a respeito da estrutura de $h(x(t))$. Enquanto uma expressão exata para as não-linearidades do sistema não puder ser escrita explicitamente, procura-se então obter uma estimativa para os limites (em

termos de norma) de $h(x(t))$, de tal forma que o sistema (3.17) seja assintoticamente estável. Portanto, sabe-se apenas que $h(x(t))$ deve satisfazer a seguinte condição para todo t :

$$h(x(t))^T h(x(t)) \leq \gamma^2 x(t)^T H^T H x(t), \quad (3.18)$$

sendo $\gamma \in \mathbf{R}_+$ e $H \in \mathbf{R}^{l \times n}$ uma matriz conhecida. Para qualquer matriz H é possível definir o seguinte conjunto:

$$H_\gamma = \{h: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^n \mid h(x(t))^T h(x(t)) \leq \gamma^2 x(t)^T H^T H x(t)\}. \quad (3.19)$$

A partir do sistema (3.17), procura-se investigar a estabilidade do ponto de equilíbrio da origem $x = 0$.

Definição 3.3: *O sistema (3.17) é dito ser assintoticamente estável com grau γ se o ponto de equilíbrio $x = 0$ for assintoticamente estável para qualquer $h \in H_\gamma$ (SILJAK; STIPANOVIC, 2000).*

Uma condição que garante a estabilidade assintótica do sistema (3.17) é dada pelo seguinte teorema (SILJAK; STIPANOVIC, 2000).

Teorema 3.3: *Sejam uma matriz $H \in \mathbf{R}^{l \times n}$ e uma constante $\gamma \in \mathbf{R}_+$ conhecidas. O sistema (3.17) é assintoticamente estável com grau γ se existir uma matriz $P \in \mathbf{S}^n$ positiva definida tal que*

$$\begin{bmatrix} A^T P + P A + \gamma^2 H^T H & P \\ * & -I \end{bmatrix} \prec 0. \quad (3.20)$$

Uma maneira de se obter o maior conjunto H_γ possível é resolvendo a desigualdade matricial (3.20) na forma de um problema de otimização, ou seja, maximizando γ . Definindo $\gamma_{\text{máx}}$ como sendo o valor de γ fornecido pela solução de tal problema de otimização, ele é usualmente chamado de margem de estabilidade quadrática do sistema (3.17) (SILJAK; STIPANOVIC, 2000; AMATO, 2006).

É interessante observar neste momento que o conjunto H_γ é definido pela matriz H e pelo respectivo $\gamma_{\text{máx}}$. Obviamente, diferentes escolhas da matriz H podem levar à diferentes resultados de $\gamma_{\text{máx}}$. Quanto maior for o conjunto H_γ (o que depende essencialmente de uma escolha adequada da matriz H), maior será a estimativa da região em torno da origem $x=0$ na qual se verifica a estabilidade assintótica do sistema (3.17).

Sendo assim, a escolha da matriz H é uma tarefa extremamente importante para a análise de estabilidade do sistema (3.17). Siljak e Stipanovic (2000) propõem o Teorema 3.3, porém não discutem alternativas para se escolher adequadamente a matriz H . Já Cauet, Rambault e Bachelier (2001) comentam apenas que a matriz H deve conter de maneira precisa informações a respeito da estrutura de $h(x(t))$. Na ausência de uma análise apropriada para determinação da matriz H , os resultados obtidos pela análise de estabilidade assintótica do sistema (3.17) a partir do Teorema 3.3 podem ser muito conservadores.

Neste contexto, essa pesquisa procura desenvolver um modelo que leve em consideração as não-linearidades do sistema original usando-se uma Inclusão Diferencial Linear Limitada por Norma (IDLN). Uma Inclusão Diferencial Linear (IDL) é definida por (BOYD et al 1994):

$$\dot{x}(t) \in \Omega x(t), \quad x(0) = x_0, \quad (3.21)$$

onde Ω é um subconjunto fechado de $\mathbf{R}^{n \times n}$. Em (3.21) diz-se que $\dot{x}(t) \in \Omega x(t)$ se existir $A \in \Omega$ tal que $\dot{x}(t) = Ax(t)$. Qualquer $x: \mathbf{R}_+ \rightarrow \mathbf{R}^n$ satisfazendo (3.21) é chamado **trajetória** dessa IDL. É possível interpretar a IDL (3.21) como sendo uma família de sistemas lineares variantes no tempo. Ou seja, qualquer trajetória de (3.21) é uma solução de

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t), \quad x(0) = x_0, \quad (3.22)$$

para alguma função $A: \mathbf{R}_+ \rightarrow \Omega$. Por outro lado, para cada função $A: \mathbf{R}_+ \rightarrow \Omega$, a solução de (3.22) é trajetória de (3.21). A classe de IDLs utilizada nessa pesquisa é a classe das IDLs limitadas por norma (IDLN). O modelo de IDLN utilizado nessa pesquisa é descrito por:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B_p p(t), \quad (3.23)$$

$$q(t) = C_q x(t), \quad (3.24)$$

$$p(t) = \Delta(t)q(t), \quad \Delta(t)^T \Delta(t) \leq I_{n_q}, \quad (3.25)$$

onde $B_p \in \mathbf{R}^{n \times n_p}$, $C_q \in \mathbf{R}^{n_q \times n}$ e $\Delta: \mathbf{R}_+ \rightarrow \mathbf{R}^{n_p \times n_q}$ (BOYD et al 1994). A condição (3.25) é equivalente a:

$$p(t)^T p(t) \leq q(t)^T q(t). \quad (3.26)$$

Note que a IDLN (3.23)-(3.25) pode ser reescrita como:

$$\dot{x}(t) = (A + B_p \Delta(t) C_q) x(t), \quad (3.27)$$

onde $\Delta(t)^T \Delta(t) \leq I_{n_q}$ para todo t . Isso nos leva a concluir que o conjunto Ω dessa IDLN tem a forma $\Omega_{\text{IDLN}} := \Omega = \{A + B_p \Delta C_q \mid \Delta^T \Delta \leq I_{n_q}\}$.

Agora, considere o sistema não-linear original e suponha que, para cada $x(t)$ exista uma matriz $G(x(t)) \in \Omega_{\text{IDLN}}$ tal que $f(x(t)) = G(x(t))x(t)$. Segue imediatamente que toda trajetória do sistema não-linear original é também uma trajetória da IDLN definida por Ω_{IDLN} . Com base nessas considerações, espera-se que o maior número possível de trajetórias do sistema não-linear original possa ser também trajetória da IDLN (3.23)-(3.25) (ou à sua forma análoga (3.27)).

Para isso, o termo $B_p \Delta(t) C_q$ deve ser capaz de representar os efeitos dos termos não-lineares do sistema original desprezados durante o processo de linearização por séries de Taylor sob a dinâmica do mesmo. Isso implica, obviamente, numa escolha adequada das matrizes B_p e C_q . O próximo capítulo apresenta, então, um procedimento que se baseia em informações do sistema não-linear original e que

tem por finalidade encontrar as matrizes B_p e C_q que constituem a IDLN (3.23)-(3.25). Mas, antes disso, é interessante apresentar alguns resultados gerais a respeito da análise de estabilidade das IDLNs. Isso é feito a seguir.

3.4.1 Análise de estabilidade de uma IDLN

Nesta seção são apresentadas as caracterizações de estabilidade para a IDLN (3.23)-(3.25).

Definição 3.4: A IDLN (3.23)-(3.25) é dita ser quadraticamente estável se existir uma matriz $P \in \mathbf{S}^n$ positiva definida tal que, para qualquer $\Delta(t)$ admissível, a derivada com relação ao tempo t da função de Lyapunov $V(x(t)) = x(t)^T P x(t)$ satisfaz

$$\dot{V}(x(t)) = \begin{bmatrix} x(t) \\ p(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} A^T P + P A & P B_p \\ * & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ p(t) \end{bmatrix} < 0, \quad (3.28)$$

para todo $x \neq 0$ (KHARGONEKAR; PETERSEN; ZHOU, 1990).

É importante perceber que o conceito de estabilidade quadrática requer a existência de uma única função de Lyapunov para todas as possíveis escolhas de $\Delta(t)$. Em outras palavras, a IDLN (3.23)-(3.25) é quadraticamente estável se todas as trajetórias pertencentes à ela se aproximarem da origem a medida que $t \rightarrow 0$, o que nos permite dizer que as trajetórias do sistema não-linear original incluídas em tal IDLN são também assintoticamente estáveis. Para enunciar o principal resultado que garante a estabilidade quadrática da IDLN (3.23)-(3.25), é necessário apresentar algumas definições preliminares.

A função de transferência entre a entrada p e a saída q da IDNL (3.23)-(3.25) é $H_{pq}(s) = C_q(sI - A)^{-1}B_p$. Define-se a norma H_∞ da função de transferência $H_{pq}(s)$ no espaço frequencial por (ZHOU; DOYLE, 1996):

$$\|H_{pq}(s)\|_{\infty} = \sup_{w \in \mathbf{R}} \bar{\sigma}[H_{pq}(jw)], \quad (3.29)$$

onde, $\bar{\sigma}(\cdot)$ denota o máximo valor singular de (\cdot) . Define-se também a norma induzida do tipo ∞ aplicada ao operador Δ (De OLIVEIRA, 1999):

$$\|\Delta\|_{\infty} = \sup_{\|q\|_2 \neq 0} \frac{\|p\|_2}{\|q\|_2}. \quad (3.30)$$

Usando-se uma abordagem via LMIs, é possível calcular a norma H_{∞} de $H_{pq}(s)$ sem a necessidade de se realizar uma varredura no espaço frequencial. Isso é mostrado pelo próximo teorema (De OLIVEIRA, 1999).

Teorema 3.4: *Com relação à IDLN (3.23)-(3.25), têm-se $\|H_{pq}(s)\|_{\infty}^2 < \gamma$ se existir uma matriz $P \in \mathbf{S}^n$ positiva definida tal que*

$$\begin{bmatrix} A^T P + P A + C_q^T C_q & P B_p \\ * & -\gamma I \end{bmatrix} \prec 0. \quad (3.31)$$

Agora, perceba que a IDLN (3.23)-(3.25) pode ser representada pela interconexão de $H_{pq}(s)$ e Δ , como ilustra a Figura 3.5. Com base nessas considerações, é possível apresentar o próximo teorema, que é uma das variações do bem conhecido **teorema do ganho pequeno** (ZHOU; DOYLE, 1996).

Teorema 3.5: *Se $\|H_{pq}(s)\|_{\infty} < 1$ e $\|\Delta\|_{\infty} < 1$, então o sistema interconectado mostrado na Figura 3.5 é quadraticamente estável.*

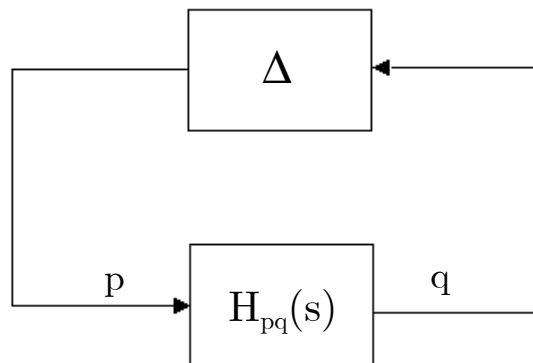


Figura 3.5: Sistemas interconectados.

Pelo Teorema 3.5 percebe-se que, para garantir a estabilidade quadrática da IDLN (3.23)-(3.25) basta apenas que a desigualdade matricial (3.31) seja factível para γ igual à 1.

Capítulo 4

Procedimento proposto de modelagem de sistemas não-lineares via IDLNs

Considere o modelo de IDLN escrito na forma:

$$\dot{x}(t) = (A + B_p \Delta(t) C_q) x(t), \quad (4.1)$$

onde $\Delta(t)^T \Delta(t) \leq I_{n_q}$ para todo t e $\Omega_{\text{IDLN}} = \{A + B_p \Delta C_q \mid \Delta^T \Delta \leq I_{n_q}\}$. Nesta IDLN, assumimos que $A \in \mathbf{R}^{n \times n}$ seja a matriz Jacobiana obtida pelo truncamento da expansão em séries de Taylor do sistema não-linear original no termo de primeira ordem, conforme já mostrado na seção 3.1. Este capítulo tem por finalidade apresentar um procedimento que defina as matrizes B_p e C_q de modo que um conjunto de trajetórias do sistema não-linear original seja também trajetória da IDLN (4.1). Em outras palavras deseja-se que, para cada $x(t)$ de uma certa região do sistema não-linear original (3.4) exista uma matriz $G(x(t)) \in \Omega_{\text{IDLN}}$ tal que $f(x(t)) = G(x(t))x(t)$ seja solução de (4.1). Com isso, certas propriedades verificadas para as trajetórias da IDLN (4.1) são também válidas para as trajetórias do sistema não-linear original.

O método proposto neste artigo para cálculo das matrizes B_p e C_q baseia-se numa reformulação do sistema não-linear original na forma de um sistema linear

com parâmetros variantes no tempo (LPV) pela aplicação do bem conhecido teorema do valor intermediário. Esta forma alternativa de se representar o sistema não-linear nos permite construir um modelo de inclusão diferencial linear politópica (IDL) cujo conjunto de soluções contém todas as trajetórias do sistema LPV. Uma vez definido o conjunto Ω_{IDL} , a etapa seguinte do procedimento consiste em encontrar matrizes B_p e C_q da IDLN (4.1) de modo que $\Omega_{IDLN} \supseteq \Omega_{IDL}$, sendo Ω_{IDL} a forma particular do conjunto Ω para a IDL, que será definida mais adiante. Isso é feito a partir da resolução de um problema na forma de LMIs. As próximas seções descrevem, em detalhes, o desenvolvimento teórico dessas etapas do procedimento.

A seção 4.1 reformula o sistema não-linear original como um sistema LPV; a seção 4.2 define uma IDL a partir do sistema LPV recém obtido; a seção 4.3 fornece um resultado que permite a sobreposição do conjunto Ω_{IDL} da IDL pelo conjunto Ω_{IDLN} da IDLN proposta e, finalmente, a seção 4.4 apresenta alguns resultados que validam o método proposto.

4.1 Descrevendo o sistema não-linear como um sistema LPV

A base utilizada para se reformular o sistema não-linear original como um sistema LPV é o teorema do valor intermediário. Primeiramente, tal teorema será apresentado para o caso unidimensional e, em seguida, ele será generalizado para o caso multidimensional. As principais referências adotadas são (VIDYASAGAR, 1993; ZEMOUCHE; BOUTAYEB; BARA, 2005; LEITH; LEITHEAD, 2000).

Teorema 4.1: *Seja $f:[a,b] \rightarrow \mathbf{R}$ contínua em $[a,b]$ e diferenciável em (a,b) . Então, existe um ponto $c \in (a,b)$ tal que*

$$f(a) - f(b) = f'(c)(a - b), \quad (4.2)$$

em que $f' = \frac{\partial f}{\partial x}$.

A demonstração deste teorema pode ser encontrada em (VIDYASAGAR, 1993). Antes de enunciar a versão do teorema do valor intermediário para o caso multivariável, é necessário apresentar a seguinte definição.

Definição 4.1: *Sejam a e b dois elementos em \mathbf{R}^n . Defina-se por $\text{Co}(a,b)$ o conjunto formado pela combinação convexa dos elementos a e b , ou seja,*

$$\text{Co}(a,b) = \{\lambda a + (1-\lambda)b, \lambda \in [0,1]\}. \quad (4.3)$$

A versão do teorema do valor intermediário para o caso multivariável é apresentado a seguir.

Teorema 4.2: *Seja $f: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}$. Sejam a e b dois elementos em \mathbf{R}^n e assume-se que f seja diferenciável em $\text{Co}(a,b)$. Então, existe um vetor $c \in \text{Co}(a,b)$, $c \neq a$, $c \neq b$, tal que*

$$f(a) - f(b) = f'(c)(a - b), \quad (4.4)$$

em que $f' = \begin{bmatrix} \frac{\partial f}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f}{\partial x_n} \end{bmatrix}$.

A demonstração deste teorema pode ser encontrada em (ZEMOUCHE; BOUTAYEB; BARA, 2005). O teorema do valor intermediário formulado tanto para a classe de funções monovariáveis quanto a sua extensão para o caso multivariável não são válidos para f multidimensional (ZEMOUCHE; BOUTAYEB; BARA, 2005; LI; CHEN, 2003), exceto para alguns casos particulares, como aqueles apresentados em (LI; CHEN, 2003). Isso ocorre porque na maioria das vezes não é possível encontrar um único ponto c que satisfaça, simultaneamente, a condição (4.4) para f_1, f_2, \dots, f_q . Precisamos, portanto, de uma versão do teorema do valor intermediário que seja aplicável para o caso mais geral em que $f: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^q$ é uma função vetorial, sendo escrita por

$$f(x) = [f_1(x) \quad \dots \quad f_q(x)]^T, \quad (4.5)$$

com $f_i: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}$, $i=1, \dots, n$. Para isso, considere primeiramente a base canônica para o espaço vetorial \mathbf{R}^s , sendo $s \geq 1$,

$$\mathbf{E}_s = \{e_s(i) \mid e_s(i) = (0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0)^T, i = 1, \dots, s\}. \quad (4.6)$$

Usando a base canônica \mathbf{E}_q para o espaço vetorial \mathbf{R}^q , é possível reescrever (4.5) por

$$f(x) = \sum_{i=1}^q e_q(i) f_i(x). \quad (4.7)$$

Agora, podemos enunciar o seguinte resultado.

Teorema 4.3: *Seja $f(x): \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^q$. Sejam a e b dois elementos em \mathbf{R}^n e assume-se que f seja diferenciável em $\text{Co}(a, b)$. Então, existem vetores $c_1, c_2, \dots, c_q \in \text{Co}(a, b)$, $c_i \neq a$, $c_i \neq b$, $i = 1, \dots, q$, tais que*

$$f(a) - f(b) = \left(\sum_{i=1}^q \sum_{j=1}^n e_q(i) e_n^T(j) \frac{\partial f_i}{\partial x_j}(c_i) \right) (a - b). \quad (4.8)$$

A demonstração deste teorema pode ser encontrada em (ZEMOUCHE; BOUTAYEB; BARA, 2005). Utilizamos, nesta tese, esta última versão do teorema do valor intermediário para reescrever o sistema não-linear original (3.4) como um sistema LPV. Para tal sistema não-linear assume-se que $f: \mathbf{R}^n \rightarrow \mathbf{R}^n$ seja contínua para todo $t > 0$ e diferenciável em

$$\text{Co}(x(t), 0) = \{\lambda x(t), \lambda \in [0, 1]\}. \quad (4.9)$$

Em (4.9), o ponto $x = 0$ refere-se ao ponto de equilíbrio na origem. O Teorema 4.3 garante então a existência de vetores $x_{s1}(t), x_{s2}(t), \dots, x_{sn}(t) \in \text{Co}(x(t), 0)$, $x_{si}(t) \neq x(t)$, $x_{si}(t) \neq 0$, $i = 1, \dots, n$, tal que

$$f(x(t)) = \left(\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n e_n(i) e_n^T(j) \frac{\partial f_i}{\partial x_j}(x_{si}(t)) \right) x(t), \quad (4.10)$$

para todo $t > 0$. É importante comentar que o teorema do valor intermediário garante a existência dos vetores $x_{si}(t)$, $i = 1, \dots, n$, mas não fornece meios para calculá-los. Para lidar com este problema, vamos definir as funções

$$h_{ij}(t) = \frac{\partial f_i}{\partial x_j}(x_{si}(t)) - \frac{\partial f_i}{\partial x_j}(0), \quad (4.11)$$

e assumir que elas sejam limitadas, ou seja,

$$\max_t |h_{ij}(t)| < +\infty, \quad (4.12)$$

para todo $i, j = 1, \dots, n$. Isso nos permite definir um limite inferior \underline{h}_{ij} e um limite superior \bar{h}_{ij} da seguinte maneira:

$$\underline{h}_{ij} = \min_t h_{ij}(t), \quad \bar{h}_{ij} = \max_t h_{ij}(t). \quad (4.13)$$

Então, podemos utilizar o fato de que h_{ij} é limitada (sendo seus limitantes dados por (4.13)), para obter uma representação do sistema não-linear original na forma de um sistema LPV descrito por

$$\dot{x}(t) = \left(A + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n e_n(i) e_n^T(j) \rho_{ij}(t) \right) x(t), \quad x(0) = x_0, \quad (4.14)$$

em que $\rho_{ij} : \mathbf{R}_+ \rightarrow [\underline{h}_{ij}, \bar{h}_{ij}]$, $i, j = 1, \dots, n$, e a matriz A é a própria matriz Jacobiana de f calculada no ponto $x = 0$, na forma explicada na seção 3.1.

Observe que o sistema LPV considera o efeito das não-linearidades do sistema original na dinâmica do mesmo através do segundo termo à direita da igualdade (4.14). Mas é importante enfatizar que esta representação do sistema não-linear pode ser conservativa, uma vez que a relação exata entre o parâmetro variante no tempo $\rho_{ij}(t)$ e a função $h_{ij}(t)$ (dada por (4.11)) não é levada em consideração em (4.14). Como consequência, muitas das trajetórias do sistema LPV (4.14) podem não ser trajetórias do sistema não-linear original.

Outro ponto a ser comentado refere-se ao fato de que a suposição (4.12) requer que o ponto de equilíbrio na origem seja assintoticamente estável (porém não

necessariamente globalmente atrativo). Estamos, portanto, interessados naquelas trajetórias do sistema não-linear que se aproximam do equilíbrio a medida que $t \rightarrow \infty$. Caso o ponto de equilíbrio de interesse seja instável, uma solução seria estender a abordagem desenvolvida aqui para problemas com horizonte de tempo finito, porém essa nova abordagem não é discutida nesta tese.

Agora, comparando o sistema LPV (4.14) com a IDLN (4.1), fica claro perceber que a proposta desta tese é modelar o segundo termo à direita da igualdade (4.14) pelo termo $B_p \Delta(t) C_q x(t)$ da IDLN (4.1), o que implica numa escolha adequada das matrizes B_p e C_q .

4.1.1 Especificando os limitantes para as funções h_{ij}

Os limites \underline{h}_{ij} e \bar{h}_{ij} são obtidos por meio de soluções numéricas das funções h_{ij} com relação a um determinado conjunto de faltas e perturbações. Tais soluções não podem ser geradas diretamente pelo sistema na forma (4.10), uma vez que os vetores $x_{si}(t)$, $i=1, \dots, n$, não são conhecido *a-priori*. No entanto, a partir de soluções numéricas do sistema não-linear original, os vetores $x_{si}(t)$, $i=1, \dots, n$, podem ser estimados para um período $0 < t < t_f$ de interesse e, conseqüentemente, obtém-se uma estimativa da solução no tempo das funções h_{ij} . Ressalta-se ainda que dependendo das características das funções h_{ij} , é possível obter os limites \underline{h}_{ij} e \bar{h}_{ij} por meio de procedimentos analíticos (porém, essa alternativa não será investigada aqui).

Dada uma condição inicial $x(0) = x_0$, uma solução numérica do sistema não-linear original fornece a solução $\varphi(t, x_0)$ para todo $t \in [0, t_f]$. Vamos considerar a i -ésima função f do sistema não-linear original. A versão do teorema do valor intermediário dada pelo Teorema 4.3 garante a existência de um vetor $x_{si}(t) \in \text{Co}(\varphi(t, x_0), 0)$ de forma que é possível escrever $f_i(t, x_0)$ como

$$f_i(t, x_0) = \left(\sum_{j=1}^n e_n^T(j) \frac{\partial f_i}{\partial x_j}(x_{si}^*(t)) \right) \varphi(t, x_0), \quad (4.15)$$

para todo $t \in [0, t_f]$ e para algum $x_{si}^*(t) \in \text{Co}(\varphi(t, x_0), 0)$.

O teorema do valor intermediário garante a existência do vetor $x_{si}^*(t)$, mas não fornece meios para calculá-lo. Mas, por outro lado, podemos estimar tal vetor. Para isso, seja $x_{si}(t, r) \in \text{Co}(\varphi(t, x_0), 0)$, $r = 1, 2, \dots, m$, a r -ésima escolha do vetor x_{si} para o instante de tempo t . Então, usando $x_{si}(t, r)$, calcula-se a estimativa $\tilde{f}_i(t, r, x_0)$ de $f_i(t, x_0)$ por

$$\tilde{f}_i(t, r, x_0) = \left(\sum_{j=1}^n e_n^T(j) \frac{\partial f_i}{\partial x_j}(x_{si}(t, r)) \right) \varphi(t, x_0), \quad (4.16)$$

para todo $r = 1, 2, \dots, m$ e $t \in [0, t_f]$.

Agora, calcula-se o erro relativo $C_{\%i}(t, r)$ entre $\tilde{f}_i(t, r, x_0)$ e $f_i(t, x_0)$ por

$$C_{\%i}(t, r) = 100 \frac{|f_i(t, x_0) - \tilde{f}_i(t, r, x_0)|}{|f_i(t, x_0)|}, \quad (4.17)$$

para todo $r = 1, 2, \dots, m$ e $t \in [0, t_f]$. Então, o vetor $x_{si}(t, r)$ cuja estimativa $\tilde{f}_i(t, r, x_0)$ fornece o menor erro relativo no instante t , para todo $r = 1, 2, \dots, m$, é considerada a melhor escolha de x_{si} para o instante t , ou seja, $x_{si}^*(t)$. Fazendo isso, é possível estimar as funções h_{ij} para uma trajetória particular de interesse $\varphi(\cdot, x_0)$ do sistema não-linear original (e, conseqüentemente, é possível especificar os seus limitantes superior \bar{h}_{ij} e inferior \underline{h}_{ij}).

4.2 Definindo uma inclusão diferencial linear politópica (IDL)

Neste ponto, estamos interessados na classe de IDLs politópicas (IDL) descritas na forma

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t), \quad x(0) = x_0, \quad (4.18)$$

em que $A(t) \in \Omega_{\text{IDL P}}$. O conjunto $\Omega_{\text{IDL P}}$ é convexo e representado por

$$\Omega_{\text{IDL P}} = \text{Co}(S_1, S_2, \dots, S_L), \quad (4.19)$$

sendo $S_i \in \mathbf{R}^{n \times n}$, $i = 1, \dots, L$, o i -ésimo vértice de $\Omega_{\text{IDL P}}$. Considerando novamente o sistema LPV (4.14), é possível definir um conjunto $\Omega_{\text{IDL P}}$ tal que

$$\left(A + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n e_n(i) e_n^T(j) \rho_{ij}(t) \right) \in \Omega_{\text{IDL P}}, \quad (4.20)$$

para todo $t > 0$ e para qualquer trajetória do sistema LPV (4.14). Com isso, segue que todas as trajetórias do sistema LPV (4.14) são também trajetórias da IDLP (4.18). Para isso, define-se o conjunto dos vértices de $\Omega_{\text{IDL P}}$ da seguinte maneira

$$V_{\text{IDL P}} = \left\{ A + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n e_n(i) e_n^T(j) \rho_{ij} \mid \rho_{ij} \in \{\underline{h}_{ij}, \bar{h}_{ij}\} \right\}, \quad (4.21)$$

É interessante mencionar neste ponto que a IDLP (4.18) poderia ser utilizada para fins de projeto de controladores de amortecimento porém, isso não é feito em razão do elevado número de vértices utilizados para definir tal IDLP, o que possivelmente impossibilitaria a formulação do procedimento de projeto na forma de LMIs.

O próximo (e último) passo do método proposto consiste em encontrar um conjunto $\Omega_{\text{IDL N}}$ que contenha o próprio conjunto $\Omega_{\text{IDL P}}$ recém definido. Isso é feito na seção seguinte.

4.3 Calculando os parâmetros da IDLN proposta de modo que $\Omega_{\text{IDL N}} \supseteq \Omega_{\text{IDL P}}$

O objetivo dessa etapa é encontrar matrizes B_p e C_q de tal forma que $\Omega_{\text{IDL N}} \supseteq \Omega_{\text{IDL P}}$, com o menor conjunto $\Omega_{\text{IDL N}}$ possível, resultando numa eficiente

representação do sistema LPV (4.14) pela IDLN (4.1), no sentido de que toda trajetória de (4.14) é também uma trajetória de (4.1). A referência (BOYD et al, 1994) propõe uma forma de se resolver este problema pela solução de um conjunto de restrições na forma de LMIs. A formulação em (BOYD et al, 1994, pp. 58) considera apenas o caso em que $B_p \in \mathbf{R}^{n \times n}$ é uma matriz quadrada e não-singular. Nessa tese, tal restrição é substituída por uma condição mais fraca, a qual impõe apenas que B_p seja uma matriz de posto coluna completo.

Teorema 4.4. *Sejam Ω_{DLN} e Ω_{DLP} conjuntos definidos para as IDLs (4.1) e (4.18), respectivamente. Tem-se $\Omega_{\text{DLN}} \supseteq \Omega_{\text{DLP}}$ se existirem matrizes $C_q \in \mathbf{R}^{n_q \times n}$ e $B_p \in \mathbf{R}^{n \times n_p}$ com $\text{posto}(B_p) = n_p$ tal que*

$$C_q^T C_q \succeq 0, \quad (4.22)$$

$$\begin{bmatrix} C_q^T C_q & * \\ B_p^+(S_i - A) & I \end{bmatrix} \succeq 0, \quad i = 1, \dots, L, \quad (4.23)$$

sendo A uma matriz conhecida presente na IDLN (4.1); S_i é o i -ésimo vértice de Ω_{DLP} e B_p^+ denota a pseudo-inversa da matriz B_p .

Prova: De acordo com (BOYD et al, 1994, pp. 58), temos $\Omega_{\text{DLN}} \supseteq \Omega_{\text{DLP}}$ se para todo $x(t)$ e $i = 1, \dots, L$, existir $p(t)$ tal que

$$B_p p(t) = (S_i - A)x(t), \quad p(t)^T p(t) \leq x(t)^T C_q^T C_q x(t). \quad (4.24)$$

Assumindo que a matriz B_p seja de posto coluna completo (ou seja, $\text{posto}(B_p) = n_p$), então $B_p^+ B_p = I$. Isso nos permite reescrever (4.24) como

$$x(t)^T (S_i - A)^T B_p^{+T} B_p^+ (S_i - A)x(t) \leq x(t)^T C_q^T C_q x(t), \quad (4.25)$$

que é satisfeita para todo $x(t)$, desde que (4.23) seja factível. \square

Para se resolver o conjunto de desigualdades matriciais (4.22)-(4.23) na forma de LMIs é necessário introduzir as novas variáveis

$$V = C_q^T C_q, \quad W = B_p^+, \quad (4.26)$$

sendo que, $V \in \mathbf{R}^{n \times n}$ é uma matriz simétrica e positiva semi-definida (sendo esta última propriedade garantida por (4.22)), enquanto que, $W \in \mathbf{R}^{n_p \times n}$ deve ser uma matriz de posto linha completo. Esta última restrição pode ser atendida por meio da aplicação de *solvers* especializados em resolução de LMIs com restrição de posto, como é o caso do *solver lmirank* (ORSI, 2005). Nessa pesquisa, optou-se por não utilizar nenhum *solver* dessa natureza. Assim, a condição $\text{posto}(W) = n_p$ é imposta pela adoção de uma estrutura particular para a matriz W , além de ser verificada após a resolução das LMIs.

Uma vez calculada a matriz W , a matriz B_p pode ser recuperada facilmente por $B_p = W^+$. Por outro lado, aplicando a decomposição de Cholesky na matriz V , obtém-se C_q com $n_q = \text{posto}(V)$. A solução das LMIs resultantes da mudança de variáveis sugerida por (4.26), em geral fornece como resultado matrizes B_p e C_q tais que o conjunto Ω_{DLN} resultante seja excessivamente maior do que o conjunto Ω_{DLP} , o que pode levar a um conservadorismo indesejável. Para diminuir as dimensões do conjunto Ω_{DLN} (de forma a tornar as análises de estabilidade menos conservadoras), deve-se encontrar matrizes B_p e C_q de tal forma que a condição $\Omega_{\text{DLN}} \supseteq \Omega_{\text{DLP}}$ seja satisfeita, porém, com o menor conjunto Ω_{DLN} possível. Para isso, o conjunto de LMIs (4.22)-(4.23) (considerando a mudança de variáveis (4.26)) deve ser solucionado como um problema de otimização (e não como um problema apenas de factibilidade). A referência (BOYD et al, 1994) sugere como alternativa para minimizar as dimensões de Ω_{DLN} resolver tal conjunto de LMIs minimizando o traço da matriz V . Essa alternativa é adotada nesta tese.

4.4 Testes e resultados

Para ilustrar a aplicação do procedimento proposto para cálculo das matrizes B_p e C_q da IDLN (4.1), testes foram realizados para o sistema de geração distribuída introduzido na seção 2.7.

A matriz de estados A foi determinada por meio do procedimento de linearização por séries de Taylor em relação ao ponto de equilíbrio associado às condições de operação no qual o ramo 6-7 encontra-se desconectado. Aplicando-se o teorema do valor intermediário no modelo de sistema adotado obtém-se um sistema LPV na forma (4.14) onde o segundo termo à direita da igualdade tem a forma particular

$$\sum_{i=1}^{10} \sum_{j=1}^{10} e_n(i) e_{\pi}(j) \rho_{ij}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & & \\ \rho_{21}(t) & 0 & \rho_{23}(t) & \rho_{24}(t) & & \\ \rho_{31}(t) & 0 & 0 & 0 & & \\ \rho_{41}(t) & 0 & 0 & 0 & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & & \\ \rho_{61}(t) & 0 & \rho_{63}(t) & \rho_{64}(t) & & \\ \hline & & \mathbf{0}_{44} & & & \mathbf{0}_{46} \end{bmatrix}, \quad (4.27)$$

em que $\mathbf{0}_{ij}$ denota uma matriz nula de dimensão $i \times j$ e $\rho_{ij} : \mathbf{R}_+ \rightarrow [\underline{h}_{ij}, \bar{h}_{ij}]$, $i, j = 1, \dots, 10$.

Os limitantes superiores e inferiores de cada uma das funções h_{ij} calculadas por (4.11) e utilizados para definir a faixa de variação dos parâmetros ρ_{ij} em (4.27) foram determinados a partir da resposta do sistema para um curto-circuito trifásico aplicado na barra 7. A falta é eliminada em $t = 0$ s por meio da desconexão do ramo 6-7, considerando cinco tempos diferentes de eliminação de falta: 100 ms, 200 ms, 300 ms, 400 ms e 500 ms. Para todas essas condições de falta, as estimativas das soluções de cada função h_{ij} foram obtidas a partir do procedimento apresentado na seção 4.1.1. A Figura 4.1 mostra a variação no tempo da função h_{61} , evidenciando os limitantes superior e inferior especificados (ou seja, \underline{h}_{61} e \bar{h}_{61}).

Uma vez determinados os limitantes das funções h_{ij} , é possível definir a IDLP na forma (4.18), sendo os vértices do conjunto convexo $\Omega_{\text{IDL P}}$ dados pelos elementos do conjunto $\mathbf{V}_{\text{IDL P}}$ definido por (4.21). Para o sistema em estudo, o conjunto $\Omega_{\text{IDL P}}$ é constituído por 2^8 vértices.

Usando-se o conjunto Ω_{IDLN} , as matrizes B_p e C_q foram encontradas por meio do procedimento apresentado na seção 4.3. Foram adotadas as seguintes estruturas para as matrizes B_p e C_q :

$$B_p = [0 \quad b_{p21} \quad b_{p31} \quad b_{p41} \quad 0 \quad b_{p61} \quad \vdots \quad \mathbf{0}_{41}]^T, \quad (4.28)$$

$$C_q = \begin{bmatrix} c_{q11} & 0 & c_{q13} & c_{q14} & \vdots & \\ c_{q21} & 0 & c_{q23} & c_{q24} & \vdots & \mathbf{0}_{36} \\ c_{q31} & 0 & c_{q33} & c_{q34} & \vdots & \end{bmatrix}. \quad (4.29)$$

Para que seja possível obter matrizes B_p e C_q na forma (4.28) e (4.29), respectivamente, as variáveis matriciais V e W definidas por (4.26) devem apresentar a seguinte estrutura:

$$W = [0 \quad w_{12} \quad w_{13} \quad w_{14} \quad 0 \quad w_{16} \quad \vdots \quad \mathbf{0}_{14}], \quad (4.30)$$

$$V = \begin{bmatrix} v_{11} & 0 & v_{13} & v_{14} & \vdots & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \vdots & \mathbf{0}_{46} \\ v_{31} & 0 & v_{33} & v_{34} & \vdots & \\ v_{41} & 0 & v_{43} & v_{44} & \vdots & \\ \hline & & \mathbf{0}_{64} & & & \mathbf{0}_{66} \end{bmatrix}. \quad (4.31)$$

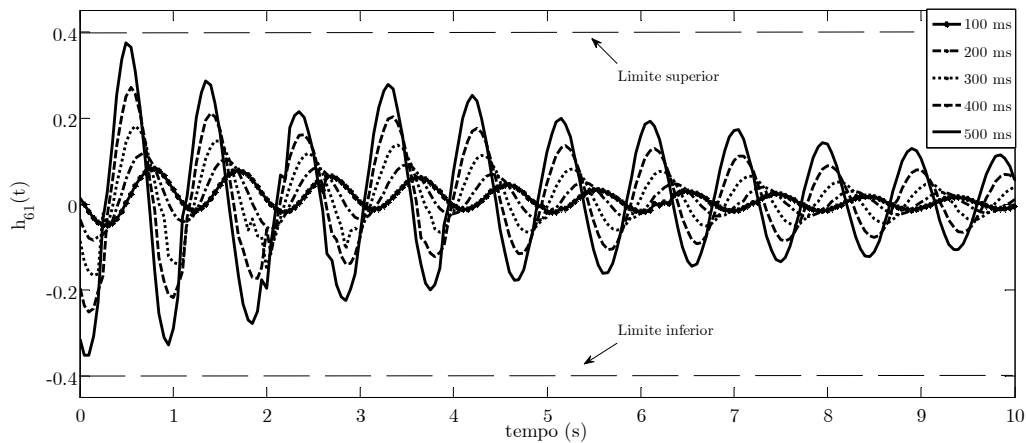


Figura 4.1. Variação no tempo do termo h_{61} para diferentes condições de falta e especificação de seus limites superior e inferior.

Em (4.28), os elementos iguais a zero forçam as respectivas linhas da matriz $B_p \Delta(t) C_q$ (ou seja, linhas 1, 5, 7, 8, 9 e 10) serem iguais a zero, independentemente de qualquer valor de Δ e C_q . Tais linhas referem-se às equações lineares do modelo de

sistema de geração distribuída. Enquanto isso, as colunas iguais a zero da matriz C_q forçam as respectivas colunas da matriz $B_p\Delta(t)C_q$ (ou seja, colunas 2, 5, 6, 7, 8, 9 e 10) serem iguais a zero. Adotando-se tais estruturas para as matrizes B_p e C_q , a matriz $B_p\Delta(t)C_q$ apresenta a seguinte forma:

$$B_p\Delta(t)C_q = \left[\begin{array}{cccc|c} 0 & 0 & 0 & 0 & \\ X & 0 & X & X & \\ X & 0 & X & X & \\ X & 0 & X & X & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \\ X & 0 & X & X & \\ \hline & \mathbf{0}_{44} & & & \mathbf{0}_{46} \end{array} \right], \quad (4.32)$$

em que as posições marcadas por X referem-se a elementos da matriz $B_p\Delta(t)C_q$ que podem assumir valores diferentes de zero. Comparando (4.32) com (4.27) percebe-se que ambas as matrizes possuem suas estruturas bem parecidas. A partir da solução do problema de otimização proposto na seção anterior foi possível obter as seguintes matrizes:

$$B_p = [0 \quad 0,0354 \quad 1,3107 \quad 0,0428 \quad 0 \quad 0,0002 \quad \vdots \quad \mathbf{0}_{41}]^T, \quad (4.33)$$

$$C_q = \begin{bmatrix} -0,0007 & 0 & -0,0037 & 0,0038 & \vdots \\ 0,0035 & 0 & -0,0033 & -0,0025 & \mathbf{0}_{36} \\ 0,0048 & 0 & 0,0028 & 0,0031 & \vdots \end{bmatrix}. \quad (4.34)$$

Para validar os resultados obtidos, perceba que é possível calcular a matriz $\Delta(t)$ tal que $B_p\Delta(t)C_q = \sum_{i=1}^{10} \sum_{j=1}^{10} e_n(i)e_n^T(j)\rho_{ij}(t)$ para uma simulação numérica particular (ou seja, para uma trajetória do sistema não-linear que seja também trajetória do sistema LPV). Como $\text{posto}(B_p) = n_p$ e $\text{posto}(C_q) = n_q$, então, é possível escrever $\Delta(t) = B_p^+ \left(\sum_{i=1}^{10} \sum_{j=1}^{10} e_n(i)e_n^T(j)\rho_{ij}(t) \right) C_q^+$. As Figuras 4.2 e 4.3 mostram a variação da norma-2 da matriz $\Delta(t)$ considerando as respostas do sistema para os tempos de eliminação de falta iguais a 400 ms e 500 ms, respectivamente.

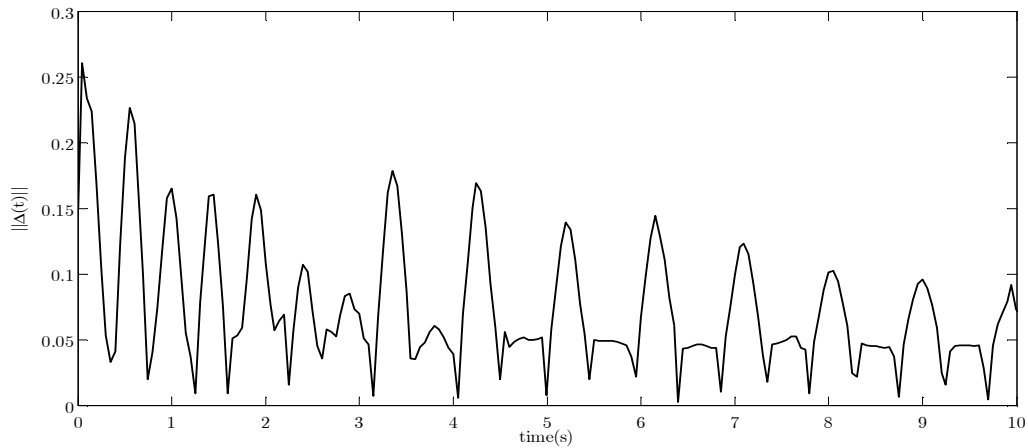


Figura 4.2: Cálculo da norma-2 da matriz $\Delta(t)$ considerando a resposta do sistema à falta com duração 400 ms.

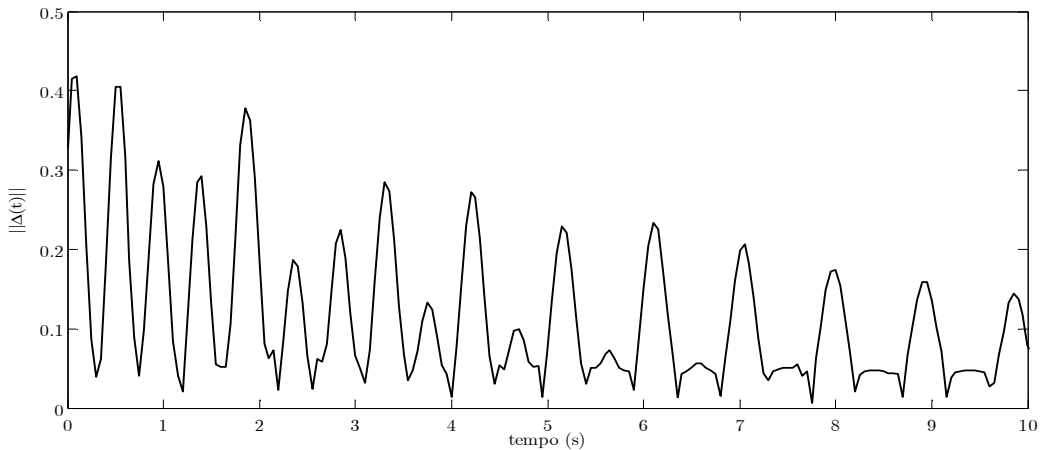


Figura 4.3: Cálculo da norma-2 da matriz $\Delta(t)$ considerando a resposta do sistema à falta com duração 500 ms.

Percebe-se em ambos os casos que a condição $\|\Delta(t)\| \leq 1$ é atendida para todo $t > 0$. Por tal razão, a resposta do sistema não-linear original a essas condições de falta estão incluídas na IDLN definida pelo conjunto Ω_{IDLN} . Tais resultados são um indicativo de que tal modelo representa, de maneira adequada, um conjunto de trajetórias do sistema não-linear original que se iniciam imediatamente após a eliminação da falta e convergem ao longo do tempo para a condição de equilíbrio pós-falta.

Capítulo 5

Metodologia proposta para o projeto de controladores de amortecimento

A primeira metodologia de projeto de controladores de amortecimento (cuja aplicação foi direcionada aos sistemas de geração e transmissão) foi proposta por DeMello e Concordia (1969) (dando origem, portanto, aos primeiros controladores de tipo PSS), sendo ela baseada numa técnica tradicional de compensação de fase no domínio da frequência (OGATA, 2002). No trabalho que deu origem a essa metodologia, os autores mostraram que o torque elétrico originado pelo desbalanço de potência de uma máquina síncrona poderia ser decomposto em duas componentes: torque de amortecimento, em fase com o desvio da velocidade angular da máquina e o torque sincronizante, em fase com o desvio do ângulo do rotor¹.

Basicamente, sabe-se que a estabilidade de um gerador síncrono depende da existência de ambas as componentes de torque, sendo que a falta de torque sincronizante pode levar à perda de sincronismo do gerador com o restante do sistema, enquanto que a falta de torque de amortecimento pode induzir a problemas de instabilidade oscilatória (a qual está associada aos modos eletromecânicos de

¹ Num trabalho mais recente, Basler e Schaefer (2008) explicam o significado das componentes de torque elétrico em termos de estabilidade do gerador de uma forma bastante didática, o que pode ser interessante para os leitores menos familiarizados com o tema.

oscilação) (BASLER; SCHAEFER, 2008; KUNDUR et al, 2004). O controlador proposto por DeMello e Concordia (1969) tem por finalidade produzir uma componente de torque elétrico que esteja em fase com o desvio da velocidade angular de modo que seja fornecido torque de amortecimento ao gerador. A estrutura do controlador proposto por eles é constituída por blocos de avanço-atraso de fase, cuja função é compensar a defasagem angular que ocorre entre a entrada do regulador automático de tensão (na qual é adicionado o sinal estabilizante 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 agrega um bloco do tipo *washout* (cuja função é eliminar a ação de controle durante o regime permanente) e um ganho de realimentação, conforme ilustrado na Figura 5.1.

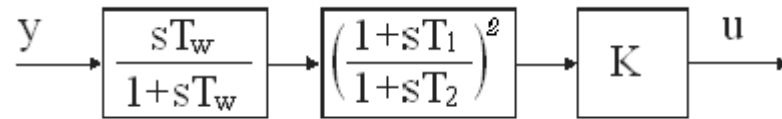


Figura 5.1. Estrutura básica de um controlador do tipo PSS.

Nesta figura, a entrada do controlador y é geralmente a velocidade angular do gerador, enquanto que, o sinal de saída do controlador é aplicado numa entrada do regulador automático do gerador, como especificada pela entrada V_S da Figura 2.3, mostrada no capítulo 2. O problema de projeto de tal controlador consiste em determinar os parâmetros dos blocos de avanço-atraso de fase (constantes de tempo T_1 e T_2), do bloco *washout* (constante de tempo T_w) e do ganho de realimentação (K) de forma que o controlador resultante exiba um desempenho satisfatório frente às oscilações eletromecânicas sem, no entanto, comprometer a resposta do sistema durante o período transitório.

Ou seja, existe um comprometimento entre dois objetivos (conflitantes entre si) de controle:

- (i) *maximizar* o amortecimento das oscilações eletromecânicas e;

-
- (ii) *minimizar* as conseqüências da ação de controle nas margens de estabilidade transitória e na resposta da tensão terminal do gerador (FERRAZ et al, 2002; KUNDUR; KLEIN; ROGERS, 1989).

Além disso, deseja-se principalmente que esses benefícios sejam atendidos nas diversas condições de operação (incluindo diferentes níveis de carregamento, contingências e situações de falta) experimentadas pelo sistema ao longo do tempo. Existem ainda outros requisitos práticos impostos pelo problema, sendo um deles a necessidade de uma ação coordenada entre os diversos controladores e esquemas de proteção presentes no sistema (RAMOS, 2004).

O trabalho apresentado por DeMello e Concordia (1969) forneceu, portanto, a base para o projeto de muitos controladores de amortecimento (mais especificamente, dos PSSs) atualmente em operação nos sistemas de geração e transmissão. Baseado nos conceitos de torque sincronizante e torque de amortecimento, os autores propuseram um projeto de PSS (segundo a estrutura clássica ilustrada na Figura 5.1) para um sistema constituído por um gerador síncrono conectado a um barramento infinito. Nessa abordagem, o PSS é projetado para compensar o atraso de fase exibido pela função de transferência entre a entrada de referência de tensão do AVR e o torque elétrico produzido pelo gerador. Tal função de transferência é obtida por meio de um modelo local com relação a um estado de equilíbrio específico do sistema não-linear original.

As limitações práticas e teóricas de tal abordagem de controle já são bem conhecidas na literatura (além de já terem sido apresentadas no capítulo introdutório desta tese). Essas limitações estão, essencialmente, relacionadas à impossibilidade de se obter (ou sintonizar) um controlador de amortecimento que atenda com os requisitos de controle (i) e (ii) para uma grande variedade de pontos de operação, usando-se, para isso, modelos locais de sistemas simplificados associados à técnicas de controle clássico.

Pouco mais de uma década após a divulgação da abordagem de controle proposta por DeMello e Concordia, Larsen e Swann (1981) apresentam um procedimento prático denominado “sintonia”, o qual é realizado numa etapa posterior a de projeto do controlador, visando estender a eficiência do controlador projetado para uma maior variedade de pontos de operação. O principal problema do procedimento de sintonia refere-se ao fato de que o mesmo necessita de elevada experiência prática por parte do projetista, além de ser um procedimento apenas empírico.

Por conta disso, durante as últimas três décadas, novas abordagens de controle foram propostas com o intuito de reduzir a necessidade de aplicação do procedimento de sintonia proposto por Larsen e Swann (1981). Nesse sentido, percebe-se ainda o uso predominante de técnicas de controle clássico na prática para o projeto de controladores de amortecimento estruturados na forma ilustrada pela Figura 5.1. Métodos de resposta em frequência (como por exemplo, diagramas de Bode e critério de Nyquist) e o método do lugar das raízes são exemplos da teoria de controle clássico (OGATA, 2002) que vêm sendo usadas para projeto de controladores de amortecimento. Gomes Junior, Martins e Pinto (1998), por exemplo, propõem uma metodologia de projeto de controladores baseada no critério de estabilidade de Nyquist. Tal metodologia permite a inclusão de um índice de desempenho mínimo a ser atingido pelo controlador projetado. Outras metodologias utilizam índices obtidos por análise de resíduos da função de transferência para projeto de controladores de amortecimento, como por exemplo, aquelas estudadas por Gibbard e Vowles (2004).

Um dos problemas associados a essas técnicas de controle diz respeito ao fato de que os índices utilizados para o projeto dos compensadores de fase podem variar em função das condições de operação do sistema. Além do mais, tais índices refletem apenas as características das oscilações eletromecânicas nas proximidades dos estados de equilíbrio, uma vez que eles são obtidos por meio de uma abordagem linearizada do modelo do sistema elétrico de potência. Logo, os requisitos de estabilidade

transitória não são levados em consideração por essas metodologias durante a fase de projeto do controlador. Em outras palavras, as técnicas de controle recém-citadas são baseadas em modelos locais invariantes no tempo e nas suas representações por funções de transferência. Portanto, elas não levam em consideração as não-linearidades do modelo do sistema desprezadas pelo procedimento de linearização.

Mesmo que as técnicas de controle clássico ainda sejam predominantes na prática para o projeto de controladores de amortecimento, os sistemas de transmissão e geração e os próprios sistemas de geração distribuída têm se tornado uma área bastante atrativa para o desenvolvimento e aplicação de novas técnicas de controle moderno que, geralmente, são baseadas na análise e projeto de sistemas representados no domínio do tempo. Ramos, Alberto e Bretas (2004) e Rao e Sen (2000), por exemplo, utilizam para fins de projeto do controlador uma IDLP, a qual é construída a partir de um conjunto de modelos locais (cada um deles representando um ponto de equilíbrio diferente do sistema), associado a uma técnica de posicionamento de pólos na forma de desigualdades matriciais lineares (CHIALI et al, 1999). O problema de controle estruturado na forma de LMIs permite a inclusão de índices de desempenho mínimo para os controladores projetados. Além das técnicas de controle mencionadas, outras teorias de controle moderno têm sido empregadas para projeto de controladores de amortecimento, tais como: síntese- μ (YUE; SCHLUETER, 2003), controle H^∞ (CHUANJIANG et al., 2003), controle neuro-fuzzy (YOU et al., 2003) e algoritmos genéticos (BOMFIM et al., 2000).

De uma forma geral, tanto as técnicas de controle clássico como as técnicas de controle robusto mencionadas apresentam até o momento limitações teóricas no sentido de não levarem em consideração (de maneira precisa) nas etapas de projeto do controlador as não-linearidades do sistema que são desprezadas durante o processo de linearização. Além disso, essas técnicas procuram essencialmente satisfazer o requisito de amortecimento mínimo das oscilações eletromecânicas (objetivo (i) citado anteriormente) para, numa etapa posterior à de projeto, avaliar o comportamento

dinâmico da tensão terminal dos geradores. Caso os níveis de tensão alcancem valores inaceitavelmente altos, impõe-se, então, limitantes para o sinal estabilizante produzido pelo controlador ou até mesmo, se refaz o projeto.

Por tais razões, essa pesquisa se propõe a investigar o uso de IDLNs definidas a partir do procedimento apresentado no capítulo anterior (sendo que, conforme já discutido, tais modelos podem ser capazes de agregar um conjunto de trajetórias do sistema não-linear original), para projeto de controladores de amortecimento de tipo PSS com aplicação em sistemas de geração distribuída com a presença de geradores síncronos. Além disso, adota-se como requisitos de projeto do controlador, além de uma taxa de amortecimento mínima para as oscilações eletromecânicas, um limitante superior e inferior para o máximo pico atingido pela tensão terminal do gerador. Dessa forma, pretende-se projetar um controlador de amortecimento que satisfaça simultaneamente os objetivos de controle (i) e (ii). O presente problema de controle é formulado por meio de LMIs.

As próximas seções têm por finalidade apresentar tal metodologia de projeto de controladores de amortecimento.

5.1 Formulação básica do problema de controle

Considere o sistema não-linear original (3.4) com a inclusão das variáveis de entrada e saída, bem como, as variáveis controladas:

$$\dot{\bar{x}}(t) = f(\bar{x}(t)) + B_u \bar{u}(t), \quad (5.1)$$

$$y(t) = C_y \bar{x}(t), \quad (5.2)$$

$$r(t) = h(\bar{x}(t)), \quad (5.3)$$

onde, $y(t) \in \mathbf{R}^{n_y}$ é o vetor constituído pelas variáveis de saída do sistema (onde estão incluídas as grandezas utilizadas como sinais de entrada do controlador), $u(t) \in \mathbf{R}^{n_u}$ é o vetor constituído pelas variáveis de entrada (onde se aplica a ação de controle) e

$r(t) \in \mathbf{R}^{n_r}$ é o vetor constituído pelas variáveis que se deseja controlar. As matrizes B_u e C_y possuem dimensões apropriadas e são chamadas, respectivamente, de matriz de entradas e matriz de saídas. Diz-se que (x_e, u_e) é um ponto de equilíbrio de (5.1) se $f(x_e) + B_u u_e = 0$. Como já feito no capítulo 3, iremos considerar, sem perda de generalidade, que o ponto de equilíbrio de (5.1) ocorre sempre na origem $(x, u) = 0$. Isso pode ser feito pela introdução das novas variáveis

$$x(t) = \bar{x}(t) - x_e, \quad (5.4)$$

$$u(t) = \bar{u}(t) - u_e. \quad (5.5)$$

Considerando um ponto de equilíbrio (x_e, u_e) específico do sistema não-linear (5.1)-(5.3) é possível representar um conjunto de trajetórias de tal sistema por meio de uma IDLN definida a partir do procedimento proposto no capítulo 4. A IDLN resultante pode ser escrita da seguinte maneira:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B_p p(t) + B_u u(t), \quad (5.6)$$

$$q(t) = C_q x(t), \quad (5.7)$$

$$p(t) = \Delta(t)q(t), \quad (5.8)$$

$$y(t) = C_y x(t), \quad (5.9)$$

$$r(t) = C_r x(t), \quad (5.10)$$

onde $\Delta: \mathbf{R}_+ \rightarrow \mathbf{R}^{n_p \times n_q}$, com $\Delta(t)^T \Delta(t) \leq I_{n_q}$ para todo t . Nesta IDLN, assume-se que a equação (5.3) possa ser aproximada pela equação linear (5.10), sendo C_r a matriz resultante do processo de linearização de h com relação à origem $x = 0$ (considerando a mudança de variáveis sugerida por (5.4)). Nessa pesquisa, $r(t)$ é constituído pelas tensões terminais dos geradores.

O controlador de amortecimento é descrito na forma de espaço de estados por:

$$\dot{x}_c(t) = A_c x_c(t) + B_c y(t), \quad (5.11)$$

$$u(t) = C_c x_c(t), \quad (5.12)$$

onde $x_c(t) \in \mathbf{R}^{n_c}$ é o vetor de estados do controlador e as matrizes A_c , B_c e C_c definem a estrutura do controlador. Combinando as equações do controlador (5.11)-

(5.12) com a IDLN (5.6)-(5.10), obtém-se uma expressão do sistema em malha fechada (ou seja, do sistema controlado) descrita por:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \tilde{A}\tilde{x}(t) + \tilde{B}_p p(t), \quad (5.13)$$

$$q(t) = \tilde{C}_q \tilde{x}(t), \quad (5.14)$$

$$p(t) = \Delta(t)q(t), \quad \Delta(t)^T \Delta(t) \leq I_{n_q} \quad (5.15)$$

$$\tilde{r}(t) = \tilde{C}_r \tilde{x}(t), \quad (5.16)$$

onde,

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} A & B_u C_c \\ B_c C_y & A_c \end{bmatrix}, \quad \tilde{B}_p = \begin{bmatrix} B_p \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \tilde{C}_q = [C_q \quad 0], \quad \tilde{C}_r = [C_r \quad 0], \quad \tilde{x}(t) = \begin{bmatrix} x(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}. \quad (5.17)$$

A seguir segue o conceito de estabilidade para a IDLN (5.13)-(5.16) em malha fechada.

Definição 5.1: A IDLN (5.13)-(5.16) em malha-fechada é dita ser quadraticamente estável se existir uma matriz $\tilde{P} \in \mathbf{S}^{n+n_c}$ positiva definida e matrizes A_c , B_c e C_c de dimensões apropriadas tal que, para qualquer $\Delta(t)$ admissível, a derivada com relação ao tempo t da função de Lyapunov $V(x(t)) = \tilde{x}(t)^T \tilde{P} \tilde{x}(t)$ satisfaz

$$\dot{V}(\tilde{x}(t)) = \begin{bmatrix} \tilde{x}(t) \\ p(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \tilde{A}^T \tilde{P} + \tilde{P} \tilde{A} & \tilde{P} \tilde{B}_p \\ * & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}(t) \\ p(t) \end{bmatrix} < 0, \quad (5.18)$$

para todo $\tilde{x} \neq 0$ (KHARGONEKAR; PETERSEN; ZHOU, 1990).

Define-se $\tilde{H}_{pq}(s) = \tilde{C}_q (sI - \tilde{A})^{-1} \tilde{B}_p$ como sendo a função de transferência entre a entrada p e a saída q . Aplicando-se o Teorema 3.5, podemos afirmar que a IDLN (5.13)-(5.16) é quadraticamente estável se a norma H_∞ da função \tilde{H}_{pq} for estritamente menor do que 1. O Teorema 3.4 fornece condições para se garantir tal propriedade. A extensão natural do Teorema 3.4 para a IDLN em malha fechada é enunciada a seguir.

Teorema 5.1: *Com relação à IDLN (5.13)-(5.16), tem-se $\|H_{pq}(s)\|_\infty < 1$ se existir uma matriz $\tilde{P} \in \mathbf{S}^{n+n_c}$ positiva definida e matrizes A_c , B_c e C_c de dimensões apropriadas tal que*

$$\begin{bmatrix} \tilde{A}^T \tilde{P} + \tilde{P} \tilde{A} + \tilde{C}_q^T \tilde{C}_q & \tilde{P} \tilde{B}_p \\ * & -I \end{bmatrix} \prec 0, \quad (5.19)$$

onde \tilde{A} , \tilde{C}_q e \tilde{B}_p são definidas por (5.17).

O problema básico de controle consiste então em encontrar matrizes A_c , B_c , C_c e $\tilde{P} \succ 0$ de forma que a desigualdade matricial (5.19) seja factível. Essa condição garante apenas a estabilidade quadrática da IDLN (5.13)-(5.16) em malha fechada. Na prática, os controladores de amortecimento devem, além de estabilizar o sistema, fornecer amortecimento satisfatório aos modos de oscilação, porém, sem prejudicar a resposta da tensão terminal da máquina durante o período transitório. Para satisfazer esses requisitos práticos adicionais, novas restrições na forma de desigualdades matriciais devem ser incluídas ao problema de controle. Essas novas restrições são discutidas nas duas próximas seções.

5.2 Imposição de um fator de amortecimento mínimo para as oscilações eletromecânicas

Na metodologia de projeto proposta utiliza-se um fator de amortecimento mínimo ξ_0 para os modos de resposta (ou seja, os autovalores) do sistema em malha fechada como critério de desempenho a ser atingido pelo controlador no que se refere ao amortecimento das oscilações eletromecânicas. Para isso, admite-se que, após o período de análise transitória, as variáveis do sistema já estejam suficientemente próximas do estado de equilíbrio de forma que um modelo local do sistema (o qual é constituído apenas pela matriz de estados A) seja capaz de representar de maneira

adequada as características fundamentais dos modos de oscilação a serem amortecidos pelo controlador.

Sendo $\lambda_i = \sigma_i \pm jw_i$ o i -ésimo autovalor da matriz de estados A , o fator de amortecimento ξ_i para esse modo é calculado da seguinte maneira:

$$\xi_i = \frac{-\sigma_i}{\sqrt{\sigma_i^2 + w_i^2}}. \quad (5.20)$$

O fator de amortecimento ξ_i está associado a uma relação entre o índice de decaimento σ_i do respectivo modo de oscilação e sua frequência de oscilação w_i . Este fator de amortecimento é amplamente aceito em sistemas de geração e transmissão como indicativo de desempenho dos controladores de amortecimento (GOMES et al, 2003). Com a finalidade de se impor um fator de amortecimento mínimo aos modos de oscilação da matriz \tilde{A} , pode-se utilizar uma técnica de Posicionamento Regional de Pólos (PRP) (CHIALI; GAHINET; APKARIAN, 1999). Tal técnica é utilizada no sentido de se impor que todos os autovalores da matriz de estados do modelo local em malha fechada (o qual é constituído apenas pela matriz \tilde{A}) sejam posicionados no interior de uma região do semi-plano esquerdo do plano complexo definida por ξ_0 , como mostra a Figura 5.2. Por essa figura, chega-se à:

$$\cos(\theta) = \frac{-\sigma}{\sqrt{\sigma^2 + w^2}} = \xi_0 \Rightarrow \theta = \cos^{-1}(\xi_0). \quad (5.21)$$

Uma condição em termos de desigualdades matriciais que garante que os autovalores da matriz de estados \tilde{A} do modelo local em malha fechada estejam confinados na região do plano complexo definida por ξ_0 é dada pelo Teorema 5.2, apresentado a seguir (CHIALI; GAHINET; APKARIAN, 1999).

Teorema 5.2: *Todos os autovalores da matriz \tilde{A} estão contidos no interior da região do plano complexo definida por ξ_0 (ver Figura 5.2) se e somente se existirem matrizes A_c , B_c , C_c e $\tilde{P} \in \mathbf{S}^{n+n_c}$ positiva definida tal que:*

$$\begin{bmatrix} (\tilde{A}^T \tilde{P} + \tilde{P} \tilde{A}) \operatorname{sen}(\theta) & (\tilde{P} \tilde{A} - \tilde{A}^T \tilde{P}) \operatorname{cos}(\theta) \\ * & (\tilde{A}^T \tilde{P} + \tilde{P} \tilde{A}) \operatorname{sen}(\theta) \end{bmatrix} \prec 0. \quad (5.22)$$

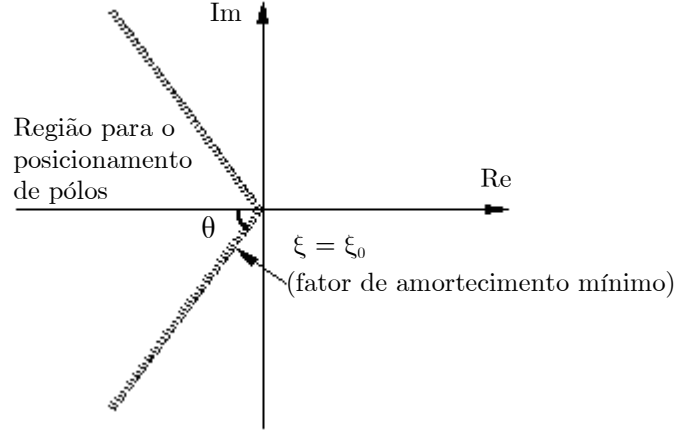


Figura 5.2: Região LMI para Posicionamento de Pólos.

5.3 Imposição de limites superior e inferior para a tensão terminal do gerador

Uma restrição adicional na forma de desigualdades matriciais pode ser incluída ao problema de controle com a finalidade de se buscar um controlador cujo sinal estabilizante não force a tensão terminal do gerador para valores muito elevados. Para isso, assume-se primeiramente que todas as condições iniciais $\tilde{x}(0)$ de interesse do sistema em malha fechada pertençam ao seguinte conjunto:

$$\tilde{X}_0 = \{\xi \in \mathbf{R}^{n+n_c} \mid \xi^T \tilde{W} \xi \leq 1\}, \quad (5.23)$$

o qual está centrado na origem do espaço de estado. A matriz \tilde{W} é uma ponderação nos estados do sistema cuja finalidade é modelar o elipsóide de forma que um conjunto de condições iniciais esteja contido nele. Tais condições iniciais correspondem aos desvios experimentados pelas variáveis de estado do sistema após o mesmo ter sido submetido a uma determinada falta ou perturbação. Perceba que o

conjunto \tilde{X}_0 incorpora diferentes condições iniciais, de forma que os resultados a serem obtidos nesta seção não dependem de um conhecimento preciso da condição inicial que resulta de uma determinada perturbação. Além disso, impõe-se que todas as condições iniciais pertencentes ao conjunto \tilde{X}_0 estejam contidas em:

$$\varepsilon_{\tilde{p}} = \{\xi \in \mathbf{R}^{n+n_c} \mid \xi^T \tilde{P} \xi < 1\}. \quad (5.24)$$

A restrição de que todas as condições iniciais pertencentes ao conjunto \tilde{X}_0 estejam contidas em $\varepsilon_{\tilde{p}}$ é atendida pela desigualdade matricial (BOYD et al, 1994)

$$\tilde{W}^{-1/2} \tilde{P} \tilde{W}^{-1/2} < \mathbf{I}. \quad (5.25)$$

Agora, se a desigualdade matricial (5.19) for factível, então a função quadrática $V(x(t)) = \tilde{x}(t)^T \tilde{P} \tilde{x}(t)$ satisfaz $\dot{V}(x(t)) < 0$ para todo $t > 0$. Sendo assim, têm-se a seguinte propriedade (FOLCHER; GHAOUI, 1994):

$$\tilde{x}(0) \in \varepsilon_{\tilde{p}} \Rightarrow \tilde{x}(t) \in \varepsilon_{\tilde{p}}, \text{ para todo } t > 0. \quad (5.26)$$

Essa propriedade pode ser utilizada de forma que a tensão terminal do gerador fique restringida numa faixa de valores pré-especificada. Para isso, considere a equação da variável controlada (5.16). Para uma determinada condição inicial $\tilde{x}(0) \in \varepsilon_{\tilde{p}}$, a restrição $\|\tilde{r}(t)\| < \beta$ para todo $t > 0$, sendo $\beta > 0$, é atendida se (BOYD et al 1994):

$$\max_{\tilde{x}(t) \in \varepsilon_{\tilde{p}}} \tilde{r}(t)^T \tilde{r}(t) < \beta^2. \quad (5.27)$$

Uma restrição na forma de desigualdades matriciais que impõe ao controlador a condição (5.27) é fornecida pelo teorema a seguir (FOLCHER; GHAOUI, 1994; BOYD et al, 1994).

Teorema 5.3: *Seja $\beta > 0$ uma constante conhecida. Se existir uma matriz $\tilde{P} \in \mathbf{S}^{n+n_c}$ positiva definida tal que*

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{P}} & \tilde{\mathbf{C}}_r^T \\ * & \beta^2 \end{bmatrix} \succeq 0, \quad (5.28)$$

então, para qualquer $\tilde{x}(0) \in \varepsilon_{\tilde{\mathbf{P}}}$, tem-se $\|\tilde{r}(t)\| < \beta$ para todo $t > 0$.

5.4 Formulação completa do problema de controle

Uma outra característica desejada para o controlador de amortecimento é que o mesmo seja robusto com relação às variações das condições de operação do sistema. Para cada condição de operação (a qual está associada a um ponto de equilíbrio particular do sistema) é possível definir uma IDLN na forma (5.6)-(5.10) usando-se o procedimento apresentado no capítulo anterior. Como resultado, obtém-se

$$\dot{x}^{(i)}(t) = \mathbf{A}_i x^{(i)}(t) + \mathbf{B}_{p_i} p^{(i)}(t) + \mathbf{B}_{u_i} u^{(i)}(t), \quad (5.29)$$

$$q^{(i)}(t) = \mathbf{C}_{q_i} x^{(i)}(t), \quad (5.30)$$

$$p^{(i)}(t) = \Delta_i(t) q^{(i)}(t), \quad (5.31)$$

$$y^{(i)}(t) = \mathbf{C}_{y_i} x^{(i)}(t), \quad (5.32)$$

$$r^{(i)}(t) = \mathbf{C}_{r_i} x^{(i)}(t), \quad i = 1, \dots, np, \quad (5.33)$$

onde, $x^{(i)}(t) = \bar{x}(t) - x_{ei}$ e $u^{(i)}(t) = \bar{u}(t) - u_{ei}$. Deseja-se que um único controlador seja capaz de estabilizar todas estas IDLNs (num total de np). Ou seja,

$$\dot{x}_c(t) = \mathbf{A}_c x_c(t) + \mathbf{B}_c y^{(i)}(t), \quad (5.34)$$

$$u^{(i)}(t) = \mathbf{C}_c x_c(t), \quad i = 1, \dots, np. \quad (5.35)$$

Combinando as equações do controlador (5.34)-(5.35) com a i -ésima IDLN (5.29)-(5.33), obtém-se uma expressão do sistema em malha fechada descrita por:

$$\dot{\tilde{x}}^{(i)}(t) = \tilde{\mathbf{A}}_i \tilde{x}^{(i)}(t) + \tilde{\mathbf{B}}_{p_i} p^{(i)}(t), \quad (5.36)$$

$$q^{(i)}(t) = \tilde{\mathbf{C}}_{q_i} \tilde{x}^{(i)}(t), \quad (5.37)$$

$$p^{(i)}(t) = \Delta_i(t) q^{(i)}(t), \quad \Delta_i(t)^T \Delta_i(t) \leq \mathbf{I}_{n_q}, \quad (5.38)$$

$$\tilde{r}^{(i)}(t) = \tilde{\mathbf{C}}_{r_i} \tilde{x}^{(i)}(t), \quad i = 1, \dots, np, \quad (5.39)$$

onde,

$$\tilde{A}_i = \begin{bmatrix} A_i & B_{ui}C_c \\ B_c C_{yi} & A_c \end{bmatrix}, \tilde{B}_{pi} = \begin{bmatrix} B_{pi} \\ 0 \end{bmatrix}, \tilde{C}_{qi} = [C_{qi} \quad 0], \tilde{C}_{ri} = [C_{ri} \quad 0], \tilde{x}^{(i)}(t) = \begin{bmatrix} x^{(i)}(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}. \quad (5.40)$$

Reunindo os Teoremas 5.1, 5.2 e 5.3 num único teorema é possível então enunciar o problema de controle proposto nessa pesquisa.

Teorema 5.4: *Sejam $\xi_0 > 0$ e $\beta > 0$ constantes conhecidas. Se existirem matrizes A_c , B_c e C_c de dimensões apropriadas e matrizes $\tilde{P}_i \in \mathbf{S}^{n+n_c}$ positivas definidas, $i=1, \dots, np$, tal que as desigualdades matriciais não-lineares*

$$\begin{bmatrix} \tilde{A}_i^T \tilde{P}_i + \tilde{P}_i \tilde{A}_i + \tilde{C}_{qi}^T \tilde{C}_{qi} & \tilde{P}_i \tilde{B}_{pi} \\ * & -I \end{bmatrix} \prec 0, \quad (5.41)$$

$$\begin{bmatrix} (\tilde{A}_i^T \tilde{P}_i + \tilde{P}_i \tilde{A}_i) \text{sen}(\theta) & (\tilde{P}_i \tilde{A}_i - \tilde{A}_i^T \tilde{P}_i) \text{cos}(\theta) \\ * & (\tilde{A}_i^T \tilde{P}_i + \tilde{P}_i \tilde{A}_i) \text{sen}(\theta) \end{bmatrix} \prec 0, \quad (5.42)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{P}_i & \tilde{C}_{ri}^T \\ * & \beta^2 \end{bmatrix} \succeq 0, \quad (5.43)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{P}_i & \tilde{P}_i \tilde{W}^{-1/2} \\ * & I \end{bmatrix} \succ 0, \quad i=1, \dots, np, \quad (5.44)$$

sejam factíveis, então, a i -ésima IDLN (5.33)-(5.39) apresenta as seguintes propriedades: (i) é quadraticamente estável; (ii) os autovalores da matriz \tilde{A}_i estão localizados na região do plano complexo definida por ξ_0 (ver Figura 5.2) e; (iii) para qualquer $\tilde{x}^{(i)}(0) \in \varepsilon_{\tilde{p}}$, tem-se $\|\tilde{r}^{(i)}(t)\| < \beta$ para todo $t > 0$.

Perceba que as desigualdades matriciais (5.41)-(5.44) apresentam termos não-lineares formados por produtos entre as variáveis matriciais. Por conta disso, tais desigualdades são chamadas na literatura por Desigualdades Matriciais Bilineares (ou BMIs, do inglês *Bilinear Matrix Inequalities*). Essa característica não-linear dificulta

bastante a busca por uma solução factível para o problema de controle apresentado pelo Teorema 5.4 uma vez que, neste caso, o conjunto de soluções factíveis não é convexo. Entretanto, é possível transformar esse conjunto de BMIs num conjunto de LMIs por meio de um procedimento de separação em duas etapas (De OLIVEIRA; GEROMEL, BERNUSSOU, 2000). A próxima seção discute tal procedimento.

Outro ponto que deve ser comentado a respeito do Teorema 5.4 é de que o mesmo não fornece condições que garantam a estabilidade durante as transições entre os pontos de equilíbrio, uma vez que não há nenhuma restrição no problema de controle que leve em consideração as mudanças de $\tilde{x}^{(i)}(t)$ para $\tilde{x}^{(j)}(t)$, $i \neq j$. Esse ponto não é abordado nessa tese, mas será investigado futuramente. Maiores detalhes são apresentados no próximo capítulo.

5.5 Procedimento de separação em duas etapas

As desigualdades matriciais (5.41) e (5.42) apresentam não-linearidades nas multiplicações das variáveis matriciais A_c , B_c , C_c e \tilde{P}_i , $i = 1, \dots, np$, não permitindo que algoritmos de resolução de LMIs sejam aplicados diretamente para a resolução do problema de controle. Entretanto, através de um procedimento de separação (o qual consiste numa mudança de variáveis e de uma nova parametrização destas desigualdades matriciais) pode-se tratar o problema em duas etapas, ambas envolvendo a solução de um conjunto de LMIs para obtenção das matrizes A_c , B_c , C_c do controlador.

O procedimento de separação que será apresentado mais adiante é proposto por De Oliveira, Geromel e Bernussou (2000). Tal procedimento já foi utilizado para o projeto de PSSs em sistemas elétricos de geração/transmissão (RAMOS; ALBERTO; BRETAS, 2004) e de controladores suplementares para dispositivos FACTS (KUIAVA; RAMOS; BRETAS, 2009). Além do mais, outras aplicações em

sistemas elétricos de potência podem ser vistas em (De OLIVEIRA; RAMOS; BRETAS, 2005).

A primeira etapa do procedimento de separação consiste em calcular um controlador baseado em realimentação de estados descrito pela equação

$$u^{(i)}(t) = Kx^{(i)}(t), \quad i = 1, \dots, np, \quad (5.45)$$

onde $K \in \mathbf{R}^{n_u \times n}$ é uma matriz de ganhos, que garanta estabilidade quadrática para as IDLNs (5.29)-(5.33) em conjunto com os requisitos de projeto apresentados nas seções 5.2 e 5.3.

Teorema 5.5: *Sejam $\xi_0 > 0$ e $\beta > 0$ constantes conhecidas. Se existir uma matriz $Y \in \mathbf{S}^n$ positiva definida e uma matriz $L \in \mathbf{R}^{n_u \times n}$, tal que as desigualdades matriciais lineares*

$$\begin{bmatrix} YA_i^T + A_i Y + B_{ui} L + L^T B_{ui}^T + B_{pi} B_{pi}^T & Y C_{qi}^T \\ * & -I \end{bmatrix} \prec 0, \quad (5.46)$$

$$\begin{bmatrix} (YA_i^T + A_i Y + B_{ui} L + L^T B_{ui}^T) \text{sen}(\theta) & (YA_i^T - A_i Y - B_{ui} L + L^T B_{ui}^T) \text{cos}(\theta) \\ * & (YA_i^T + A_i Y + B_{ui} L + L^T B_{ui}^T) \text{sen}(\theta) \end{bmatrix} \prec 0, \quad (5.47)$$

$$\begin{bmatrix} Y & Y C_{ri}^T \\ * & \beta^2 \end{bmatrix} \succeq 0, \quad (5.48)$$

$$\begin{bmatrix} Y & W^{-1/2} \\ * & I \end{bmatrix} \succ 0, \quad i = 1, \dots, np, \quad (5.49)$$

sejam factíveis, então, a i -ésima IDLN (5.29)-(5.33) com a lei de controle (5.45), sendo $K = LY^{-1}$, apresenta as seguintes propriedades: (i) é quadraticamente estável; (ii) os autovalores da matriz $A_i + B_{ui}K$ estão localizados na região do plano complexo definida por ξ_0 (ver Figura 5.2) e; (iii) para qualquer $x^{(i)}(0) \in \varepsilon_p$, tem-se $\|r^{(i)}(t)\| < \beta$ para todo $t > 0$.

Prova: Considere a i -ésima IDLN (5.29)-(5.33) com a lei de controle (5.45):

$$\dot{x}^{(i)}(t) = \hat{A}_i x^{(i)}(t) + B_{pi} p^{(i)}(t), \quad (5.50)$$

$$q^{(i)}(t) = C_{qi}x^{(i)}(t), \quad (5.51)$$

$$p^{(i)}(t) = \Delta(t)q^{(i)}(t), \quad \Delta_i(t)^T \Delta_i(t) \leq I_{n_q}, \quad (5.52)$$

$$r^{(i)}(t) = C_{ri}x^{(i)}(t), \quad (5.53)$$

onde, $\widehat{A}_i = A_i + B_{ui}K$. Adaptando as desigualdades matriciais não-lineares do Teorema 5.4 para a IDLN (5.51)-(5.53), chega-se à:

$$\begin{bmatrix} \widehat{A}_i^T P_i + P_i \widehat{A}_i + C_{qi}^T C_{qi} & P_i B_{pi} \\ * & -I \end{bmatrix} \prec 0, \quad (5.54)$$

$$\begin{bmatrix} (\widehat{A}_i^T P_i + P_i \widehat{A}_i) \text{sen}(\theta) & (P_i \widehat{A}_i - \widehat{A}_i^T P_i) \text{cos}(\theta) \\ * & (\widehat{A}_i^T P_i + P_i \widehat{A}_i) \text{sen}(\theta) \end{bmatrix} \prec 0, \quad (5.55)$$

$$\begin{bmatrix} P_i & C_{ri}^T \\ * & \beta^2 \end{bmatrix} \succeq 0, \quad (5.56)$$

$$\begin{bmatrix} P_i & P_i W^{-1/2} \\ * & I \end{bmatrix} \succ 0, \quad (5.57)$$

onde $P_i \in \mathbf{S}^n$. O teorema pode ser provado mostrando-se que as desigualdades matriciais (5.54), (5.55), (5.56) e (5.57) são equivalentes à (5.46), (5.47), (5.48) e (5.49), respectivamente. Para isso, assume-se que $P = P_i$. Agora, multiplicando (5.54)-(5.57) à direita por $V = \text{diag}(P^{-1}, I)$ e à esquerda por V^T e introduzindo as novas variáveis $Y = P^{-1}$ e $L = KY$ nas desigualdades matriciais resultantes obtém-se, como resultado, exatamente as desigualdades (5.46)-(5.49), o que prova a equivalência desejada.

A primeira etapa do procedimento de separação é então concluída definindo-se $C_c = K$ como sendo a matriz de saída do controlador proposto (5.34)-(5.35). Resta agora encontrar as matrizes A_c e B_c deste mesmo controlador.

Para a segunda etapa do procedimento de separação, considere o seguinte particionamento para a matriz simétrica \tilde{P} e sua inversa

$$\tilde{P} = \begin{bmatrix} X & U \\ * & X_C \end{bmatrix}, \quad \tilde{P}^{-1} = \begin{bmatrix} Y & Y \\ * & Y_C \end{bmatrix}, \quad (5.58)$$

onde, $X, U, X_C, Y, Y_C \in \mathbf{R}^{n \times n}$. Além do mais, considera-se o seguinte particionamento para a matriz \tilde{W} :

$$\tilde{W} = \begin{bmatrix} W_1 & 0 \\ * & W_2 \end{bmatrix}, \quad (5.59)$$

Introduz-se as seguintes variáveis matriciais:

$$F = UB_C, \quad P = Y^{-1}, \quad S = A_c^T U^T. \quad (5.60)$$

A partir da introdução desse conjunto de novas variáveis, do particionamento das matrizes \tilde{P} e \tilde{P}^{-1} e do conhecimento *a-priori* da matriz C_c , é possível reescrever as desigualdades matriciais não-lineares (5.41)-(5.44) como um conjunto de LMIs.

Teorema 5.6: *Dada uma matriz C_c fixa. Sejam $\xi_0 > 0$ e $\beta > 0$ constantes conhecidas. Se existirem matrizes $X, P \in \mathbf{S}^n$, $F \in \mathbf{R}^{n \times n_y}$ e $S \in \mathbf{R}^{n \times n}$, tal que as LMIs*

$$\begin{bmatrix} P & P \\ * & X \end{bmatrix} \succ 0, \quad (5.61)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{A}_i^T P + P \bar{A}_i + C_{qi}^T C_{qi} & P A_i + \bar{A}_i^T X + C_i^T F^T + S + C_{qi}^T C_{qi} & P B_{pi} \\ * & A_i^T X + X A_i + F C_i + C_i^T F^T + C_{qi}^T C_{qi} & X B_{pi} \\ * & * & -I \end{bmatrix} \prec 0, \quad (5.62)$$

$$\begin{bmatrix} N_{11} & N_{12} & N_{13} & N_{14} \\ * & N_{22} & N_{23} & N_{24} \\ * & * & N_{33} & N_{34} \\ * & * & * & N_{44} \end{bmatrix} \prec 0, \quad (5.63)$$

$$\begin{bmatrix} P & P & C_{ri}^T \\ * & X & C_{ri}^T \\ * & * & \beta^2 \end{bmatrix} \succeq 0, \quad (5.64)$$

$$\begin{bmatrix} P & P & PW_1^{-1/2} & PW_1^{-1/2} \\ * & X & XW_1^{-1/2} + (P-X)W_2^{-1/2} & XW_1^{-1/2} \\ * & * & 2I & I \\ * & * & * & I \end{bmatrix} \succ 0, i=1, \dots, np \quad (5.65)$$

onde,

$$N_{11} = (\bar{A}_i^T P + P \bar{A}_i) \text{sen}(\theta),$$

$$N_{12} = (\bar{A}_i^T X + P \bar{A}_i + C_{yi}^T F^T + S) \text{sen}(\theta),$$

$$N_{13} = (\bar{A}_i^T P - P \bar{A}_i) \text{cos}(\theta),$$

$$N_{14} = (\bar{A}_i^T X - P \bar{A}_i + C_{yi}^T F^T + S) \text{cos}(\theta),$$

$$N_{22} = (A_i^T X + X A_i + F C_{yi} + C_{yi}^T F^T) \text{sen}(\theta),$$

$$N_{24} = (A_i^T X - X A_i - F C_{yi} + C_{yi}^T F^T) \text{cos}(\theta),$$

$$N_{23} = N_{14}^T, \quad N_{33} = N_{11}, \quad N_{34} = N_{12}, \quad N_{44} = N_{22}, \quad \bar{A}_i = A_i + B_{ui} C_C,$$

sejam factíveis, então a i -ésima IDLN (5.36)-(5.39) com o controlador (5.34)-(5.35), sendo $A_c = (P-X)^{-1} S^T$ e $B_c = (P-X)^{-1} F$, apresenta as seguintes propriedades: (i) é quadraticamente estável; (ii) os autovalores da matriz \tilde{A}_i estão localizados na região do plano complexo definida por ξ_0 (ver Figura 5.2) e; (iii) para qualquer $\tilde{x}^{(i)}(0) \in \varepsilon_{\tilde{p}}$, tem-se $\|\tilde{r}^{(i)}(t)\| < \beta$ para todo $t > 0$.

Prova: O teorema pode ser provado mostrando-se simplesmente que as desigualdades matriciais $\tilde{P}_i \succ 0$, (5.41), (5.42), (5.43) e (5.44) são equivalentes à (5.61), (5.62), (5.63), (5.64) e (5.65), respectivamente. Para isso, assume-se que $\tilde{P} = \tilde{P}_i$ com o particionamento sugerido por (5.58). Define-se

$$V = \begin{bmatrix} I & I \\ I & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.66)$$

Agora, multiplica-se $\tilde{P}_i \succ 0$, (5.41), (5.42), (5.43) e (5.44) à direita e à esquerda por V , $\text{diag}(V, I_{n_p})$, $\text{diag}(V, V)$, $\text{diag}(V, 1)$ e $\text{diag}(V, I_n)$, respectivamente, e realizam-se algumas manipulações algébricas (lembrando que $\tilde{P}\tilde{P}^{-1} = I$). Substituindo as novas

variáveis matriciais (5.60) nas desigualdades resultantes obtém-se exatamente (5.61)-(5.65), o que prova a equivalência desejada.

A solução do conjunto de LMIs (5.61)-(5.65) fornece, portanto, as matrizes X , P , F e S , as quais permitem o cálculo das matrizes do controlador A_c e B_c . A matriz C_c , por sua vez, pode ser obtida através da solução das LMIs (5.46)-(5.49). Adotando-se uma estrutura bloco diagonal de ordem apropriada para as variáveis matriciais presentes nos Teoremas 5.5 e 5.6, impõe-se uma estrutura descentralizada aos controladores projetados, o que é uma propriedade interessante quando se deseja projetar dois ou mais controladores simultaneamente. Tal aspecto não é abordado nessa pesquisa e maiores detalhes a respeito disso podem ser encontrados em (RAMOS; ALBERTO; BRETAS, 2004; De OLIVEIRA; GEROMEL; BERNUSSOU, 2000).

O procedimento de separação em duas etapas proporciona então, como principal benefício, a possibilidade de se calcular as matrizes A_c , B_c e C_c do controlador (5.34)-(5.35) por meio da solução de dois conjuntos de desigualdades matriciais lineares (Teoremas 5.5 e 5.6). Entretanto, é importante destacar que isso é alcançado impondo-se algumas restrições ao problema de controle original, o qual é enunciado pelo Teorema 5.4. Basicamente, o procedimento de separação em duas etapas requer que:

- (i) $\tilde{P} = \tilde{P}_i$, $i = 1, \dots, np$, uma vez que as matrizes A_c e B_c tornam-se dependentes da matriz \tilde{P} e de sua inversa. Esse fato pode, para um número elevado de IDLNs, dificultar a busca por uma solução factível para o problema de controle na forma de LMIs;
- (ii) a estrutura do controlador tenha dimensão igual ao modelo do sistema a ser controlado, ou seja, $n_c = n$. Esta é, sem dúvida, uma restrição bastante considerável sob o ponto de vista prático, uma vez que a implementação de

controladores de ordem muito elevada pode ser uma tarefa bastante complexa (além de indesejável).

Com relação ao ponto (i), a adoção de múltiplos controladores (cada um operando para um determinado conjunto de condições de operação do sistema) pode ser uma solução bastante interessante, tanto sob o ponto de vista prático, como computacional, nos casos onde um número muito grande de IDLNs estiver sendo considerado na etapa de projeto.

Quanto ao ponto (ii), é de vital importância que os controladores projetados pela metodologia proposta possam ter dimensões reduzidas. Esse objetivo pode ser alcançado ao se combinar o procedimento de projeto proposto com uma etapa de redução da ordem do modelo do controlador (usando-se, por exemplo, o método de truncamento balanceado (PAL; CHAUDHURI, 2005)). A inclusão de uma etapa de redução da ordem do modelo do controlador requer uma verificação *a posteriori* da eficácia do controlador resultante. Tal validação deve ser realizada pela busca de uma solução factível para as desigualdades matriciais (5.41)-(5.44) que, para o problema de análise, tornam-se lineares (uma vez que, agora, as matrizes A_c , B_c e C_c são conhecidas *a-priori*).

5.6 Testes e resultados

Continuando os testes que vêm sendo realizados ao longo deste texto na rede de distribuição equipada com uma planta de cogeração apresentada na seção 2.7, aplicaremos agora a metodologia de projeto discutida no capítulo atual. Relembrando um pouco das características da planta de cogeração em estudo, ela opera essencialmente em dois pontos de operação (ou equilíbrio). No primeiro deles (ponto A), a rede encontra-se completa e o gerador fornece 10 MW ao sistema, enquanto que, no segundo ponto de operação (ponto B), o ramo 6-7 está desconectado e o

gerador tem sua geração reduzida para um montante de 3,5 MW, o qual é basicamente utilizado para suprir com sua carga local. Quando alguma perturbação provoca alterações entre os pontos de operação (de A para B ou, vice-versa), o comportamento transitório do gerador e de grandezas da rede (tensão das barras, por exemplo) é caracterizado pela presença de oscilações pouco amortecidas, como já mostrado em capítulos anteriores (via simulações não-lineares e por análise local).

Controladores de tipo PSS têm a finalidade de fornecer amortecimento adicional à essas oscilações via sinal estabilizante aplicado no regulador automático de tensão da máquina. A estrutura clássica de um PSS é mostrado na Figura 5.1 e o seu projeto consiste basicamente na determinação das constantes de tempo do bloco *washout* e da rede de compensação de fase, assim como, do próprio ganho do controlador.

Essencialmente, espera-se que o PSS apresente um desempenho satisfatório frente às oscilações eletromecânicas sem, no entanto, comprometer a resposta do sistema durante o período transitório. Existe, portanto, um comprometimento entre *maximizar* o amortecimento das oscilações eletromecânicas e *minimizar* os efeitos da ação de controle na resposta da tensão terminal do gerador.

Primeiramente, mostraremos que os objetivos de controle citados anteriormente são, de fato, conflitantes entre si. Para isso, foi realizado o projeto de um PSS sob uma abordagem clássica de controle (da forma usualmente empregada pela indústria). A margem de fase requerida pela rede de compensação de fase do controlador foi calculada através da análise dos resíduos da função de transferência do sistema. Tal função de transferência foi obtida para o modelo linearizado do sistema em relação ao ponto de operação A. O ganho do controlador foi ajustado em diferentes valores para que fosse possível analisar e comparar o comportamento transitório do sistema conforme o amortecimento das oscilações é variado em razão do aumento desse ganho. A constante de tempo do bloco *washout* foi fixada num

valor padrão de 10 s. Chamaremos o controlador recém projetado de **PSS clássico**. Os dados referentes a ele são mostrados no apêndice B.

As Figuras 5.3, 5.4 e 5.5 ilustram o comportamento transitório do gerador (tensão de campo, tensão terminal e frequência do rotor, respectivamente) com a inclusão do PSS clássico (para diferentes valores de ganho) em resposta à incidência de um curto-circuito trifásico aplicado na barra 7 em $t = -0,5$ s, o qual é eliminado após 500 ms pela desconexão do ramo 6-7. Assim, no período que antecede a aplicação da falta (ou seja, período pré-falta) o sistema encontra-se em condições de equilíbrio (ou de regime permanente) no ponto de operação A, enquanto que, no período que se inicia imediatamente após a eliminação da falta (ou seja, período pós-falta), o sistema tende a se aproximar do ponto de operação B.

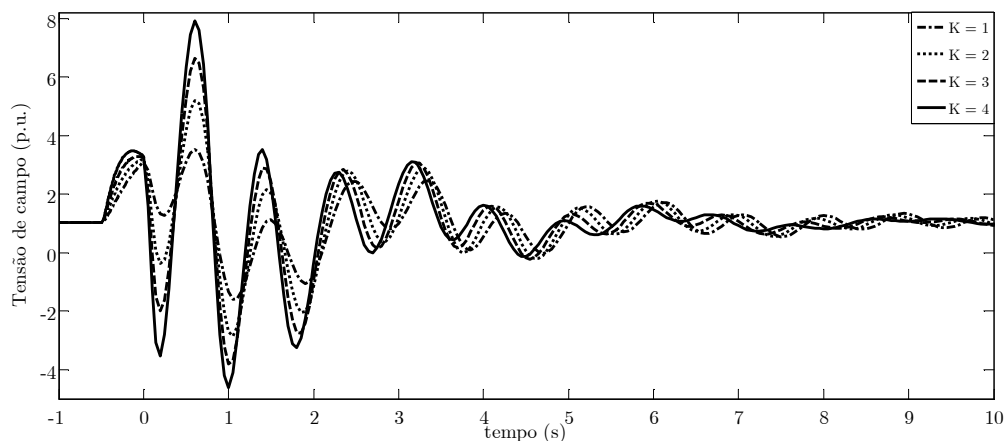


Figura 5.3: Resposta da tensão de campo do gerador para diferentes valores de ganho K do PSS clássico.

É interessante constatar que, conforme o ganho do PSS clássico é aumentado (de 1 a 4), o amortecimento das oscilações exibidas na frequência do rotor do gerador é significativamente melhorado (Figura 5.5). Por outro lado, tal benefício se contrasta com o deterioramento das respostas da tensão terminal (Figura 5.4) e da tensão de campo (Figura 5.3), em especial no que se refere ao pico máximo atingido por essas grandezas nos instantes iniciais do período pós-falta. Essa constatação é importante, em primeiro lugar, sob o ponto de vista da qualidade de tensão, uma vez que o

comportamento exibido pela tensão terminal do gerador pode se refletir nas tensões das barras da rede de distribuição que, por sua vez, podem estar conectadas a equipamentos sensíveis a variações nos sinais de alimentação. Em segundo lugar, e mais especificamente em relação a Figura 5.3, variações excessivas da tensão de campo podem levar o sistema de excitação à saturação, o que pode comprometer a ação de controle do PSS.

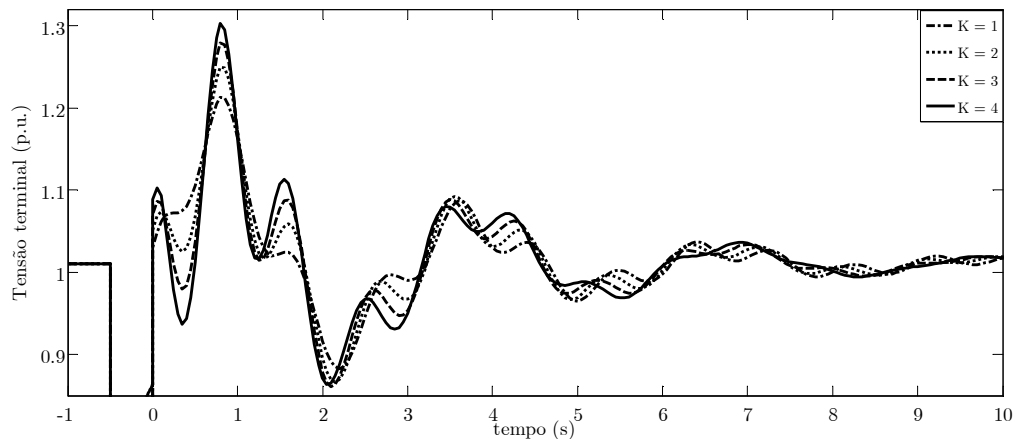


Figura 5.4: Resposta da tensão terminal do gerador para diferentes valores de ganho K do PSS clássico.

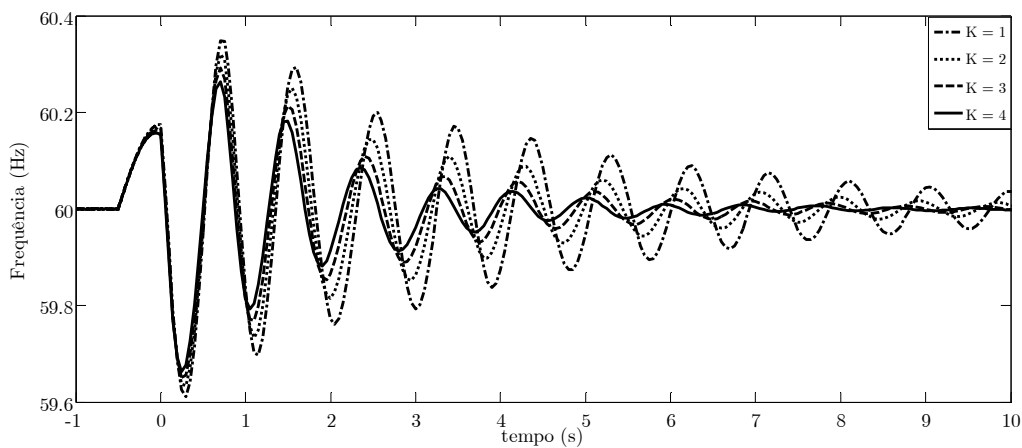


Figura 5.5: Resposta da frequência do gerador para diferentes valores de ganho K do PSS clássico.

Os resultados apresentados nas Figuras 5.3, 5.4 e 5.5 comprovam, portanto, que os objetivos de controle (i) e (ii) discutidos anteriormente são realmente conflitantes entre si e, conseqüentemente, a busca por um controlador que satisfaça a

ambos pode ser uma tarefa bastante difícil, ainda mais, quando se espera um desempenho adequado do controlador em diversas condições de operação experimentadas pelo sistema ao longo do tempo. Essas constatações procuram então justificar o desenvolvimento da metodologia de projeto apresentada nesse capítulo.

O projeto de um PSS sob a abordagem proposta nessa tese é descrito a seguir. Foram definidas duas IDLNs, cada uma associada aos pontos de operação A e B, usando-se, para isso, o procedimento apresentado no capítulo anterior. Foi adotado um fator de amortecimento mínimo de $\xi_0 = 5\%$ para os modos de oscilação eletromecânicos. Ao mesmo tempo que se deseja satisfazer tal requisito de projeto, espera-se restringir a tensão terminal do gerador numa faixa de valores pré-especificada por $\beta = 1,5$. O solver *Sedumi* associado a plataforma *Yalmip* (LOFBERG, 2004), foi utilizado para resolver os conjuntos de LMIs formulados para o problema de controle (Teoremas 5.5 e 5.6). O conjunto de LMIs foi resolvido por um computador equipado com um processador Intel Core 2 Duo T5300 1.73 GHz e 1 GB de memória RAM em, aproximadamente, 35 segundos.

O modelo do sistema em estudo tem 10 variáveis de estado. Já foi comentado anteriormente que, como uma de suas desvantagens, a metodologia proposta impõe que a estrutura do controlador tenha dimensão igual ao modelo do sistema, o que nesse caso significa que a ordem do controlador projetado é 10. O método de truncamento balanceado (PAL; CHAUDHURI, 2005) foi então aplicado ao modelo do controlador, reduzindo a dimensão deste (originalmente igual a 10) para um controlador de ordem 4. Os dados referentes a função de transferência de tal controlador são mostrados no apêndice B.

A inclusão dessa etapa de redução da ordem do modelo requer uma verificação *a posteriori* da eficácia do controlador resultante. Tal validação foi realizada pela busca de uma solução factível para as desigualdades matriciais lineares (5.41)-(5.44) que, de fato, foi encontrada ao se considerar o controlador de ordem reduzida. A matriz de estados do sistema em malha-fechada possui um autovalor complexo

conjugado associado às oscilações eletromecânicas do sistema dado por $-0,41 \pm j6,52$ (ponto A) e $-0,68 \pm j6,86$ (ponto B). A taxa de amortecimento é então de 6,3% e 9,8%, respectivamente. Esse resultado é um indício de que as oscilações eletromecânicas estão bem amortecidas devido a inclusão do controlador proposto. Resta agora verificar os impactos da ação de controle no comportamento da tensão terminal e da tensão de campo do gerador. Isso é feito por meio de simulações não-lineares.

As Figuras 5.6, 5.7 e 5.8 ilustram o comportamento transitório do gerador (tensão de campo, tensão terminal e frequência, respectivamente) com a inclusão do PSS proposto em resposta à incidência de um curto-circuito trifásico aplicado na barra 7 em $t = -0,5$ s, o qual é eliminado após 500 ms pela desconexão do ramo 6-7. Essas figuras mostram, adicionalmente, o comportamento transitório de tais variáveis quando o gerador opera sem a inclusão do PSS e com o PSS clássico apresentado anteriormente (com um ganho igual a 2).

É interessante constatar que tanto o controlador proposto, quanto o PSS clássico fornecem um amortecimento adicional bastante parecido para as oscilações exibidas na frequência do rotor do gerador (Figura 5.8). No entanto, as vantagens do primeiro com relação ao segundo podem ser verificadas pela análise das Figuras 5.6 e 5.7: o controlador proposto não força a tensão de campo e a tensão terminal do gerador para valores excessivamente elevados (quando comparado a ação do PSS clássico). Essas mesmas conclusões são verificadas quando o ramo 6-7 é conectado novamente ao sistema. As Figuras 5.9, 5.10, 5.11 e 5.12 ilustram o comportamento transitório do gerador (tensão de campo, tensão terminal, frequência e ângulo do rotor, respectivamente) quando o ramo 6-7 é reconectado em $t = 0$ s.

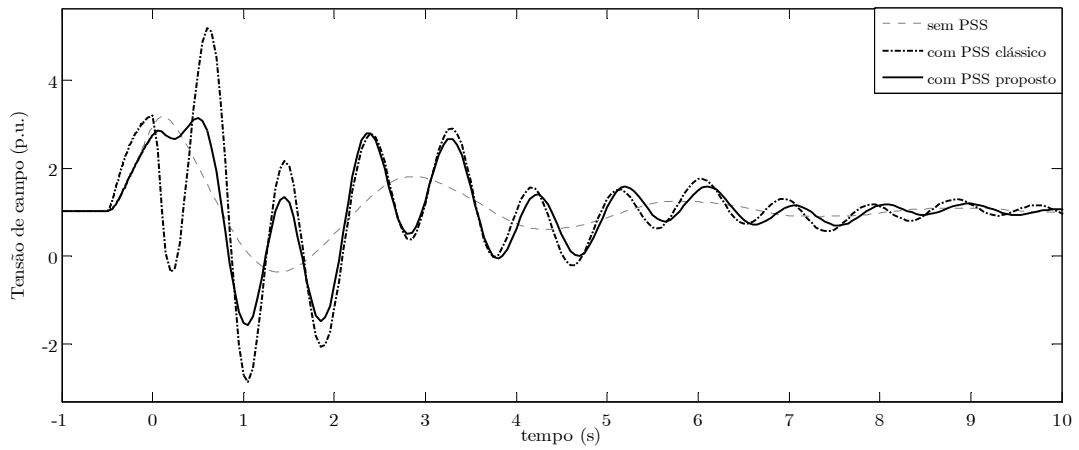


Figura 5.6: Resposta da tensão de campo do gerador sem PSS, com PSS clássico (ganho igual a 2) e com o PSS proposto.

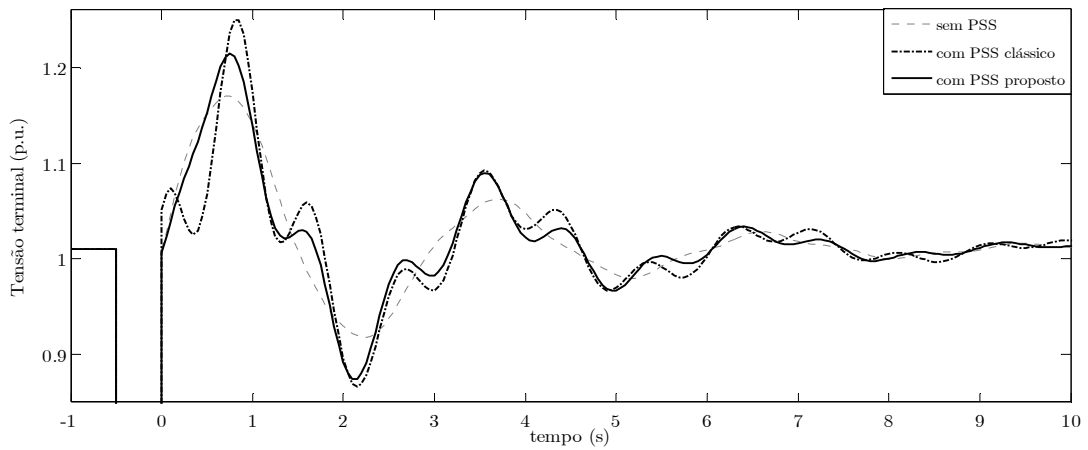


Figura 5.7: Resposta da tensão terminal do gerador sem PSS, com PSS clássico (ganho igual a 2) e com o PSS proposto.

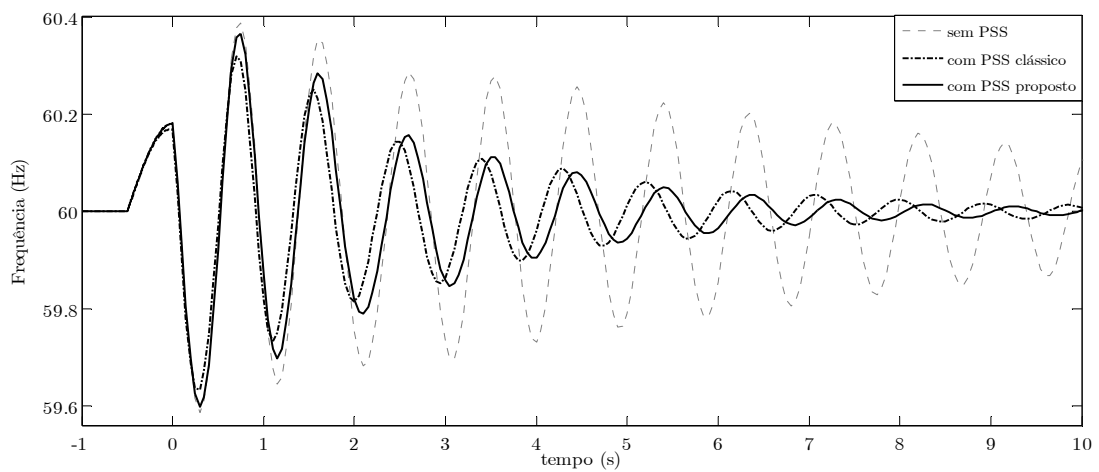


Figura 5.8: Resposta da frequência do gerador sem PSS, com PSS clássico (ganho igual a 2) e com o PSS proposto.

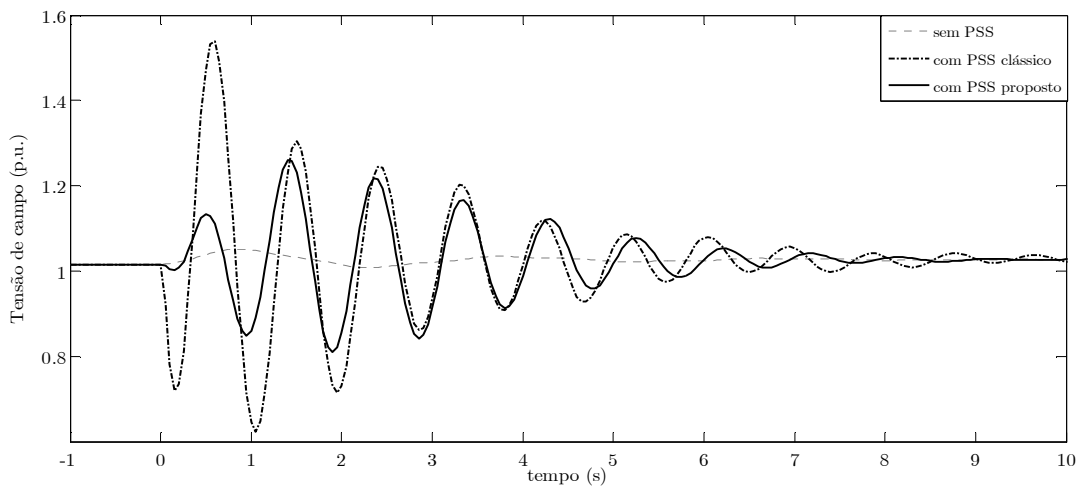


Figura 5.9: Resposta da tensão de campo do gerador sem PSS, com PSS clássico (ganho igual a 2) e com o PSS proposto.

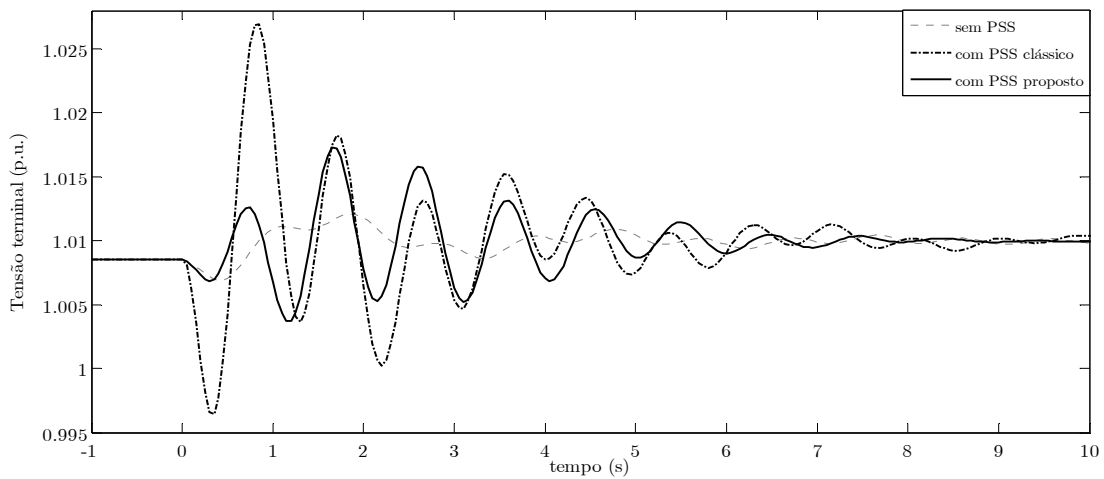


Figura 5.10: Resposta da tensão terminal do gerador sem PSS, com PSS clássico (ganho igual a 2) e com o PSS proposto.

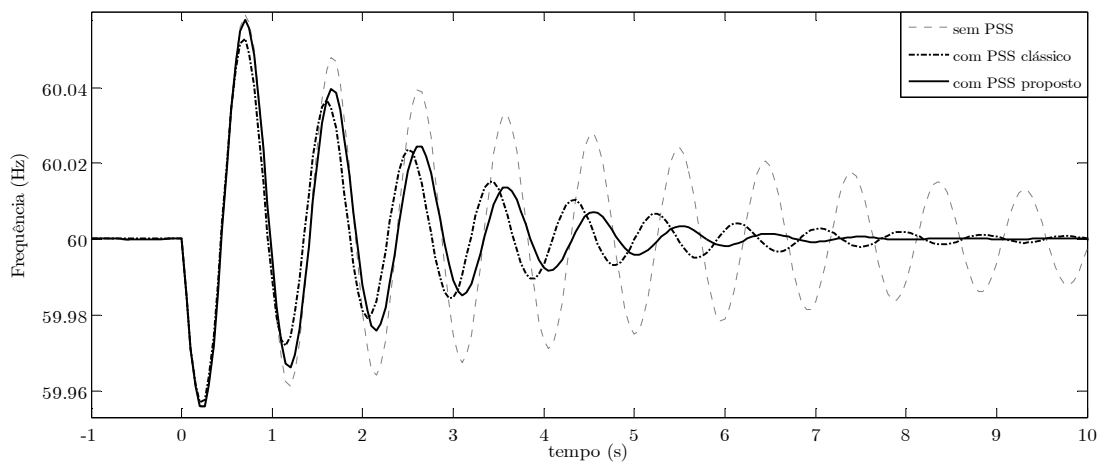


Figura 5.11: Resposta da frequência do gerador sem PSS, com PSS clássico (ganho igual a 2) e com o PSS proposto.

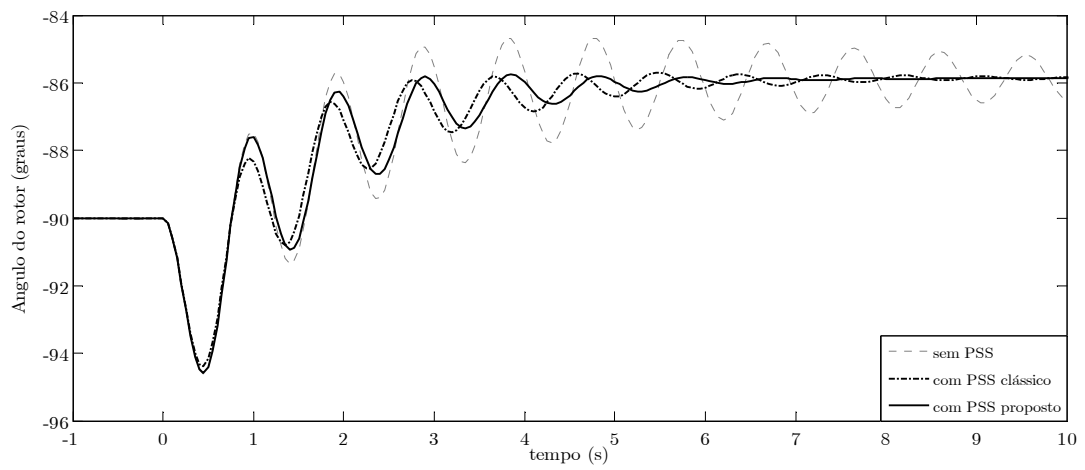


Figura 5.12: Resposta do ângulo do rotor do gerador sem PSS, com PSS clássico (ganho igual a 2) e com o PSS proposto.

Capítulo 6

Conclusões e perspectivas futuras de trabalho

Conforme mostrado ao longo desse texto, essa pesquisa se propôs a desenvolver uma metodologia para projeto de controladores de amortecimento de tipo PSS com aplicação em sistemas de distribuição equipados com geradores síncronos. Tal metodologia utiliza uma representação do sistema elétrico em estudo na forma de uma IDLN. Para tanto, foi necessário desenvolver também um procedimento que fornecesse os parâmetros do modelo de IDLN em estudo de tal forma que ela fosse capaz de agregar um conjunto de trajetórias de interesse do sistema não-linear em estudo. Como vantagem, a caracterização do modelo não-linear do sistema de geração distribuída através de uma IDLN permitiu a aplicação de uma técnica de controle linear para projeto de controladores de amortecimento que solucionasse eventuais problemas de oscilações eletromecânicas presentes em tais sistemas de geração distribuída.

Deve-se ressaltar que a formulação completa do problema de controle (Teorema 5.4) garante que alguns requisitos do problema de amortecimento de oscilações em sistemas de geração distribuída sejam atendidos pelo controlador projetado. Tais requisitos práticos estão associados às constantes ξ_0 e β . A constante

ξ_0 garante um amortecimento mínimo às oscilações eletromecânicas do sistema (quando as mesmas estiverem se aproximando do estado de equilíbrio), enquanto que o parâmetro β impõe um limitante (em termos de magnitude) para a tensão terminal do gerador.

As vantagens da metodologia de projeto de controladores proposta estão evidenciadas na seção de testes e resultados do capítulo anterior. Essencialmente, a grande vantagem reside na possibilidade de se obter um controlador que atenda com os principais requisitos de projeto (que estão associados às constantes ξ_0 e β) sem a necessidade de se realizar uma etapa de sintonia posterior a etapa de projeto. Como desvantagens, a principal delas está associada a restrição imposta pelo procedimento de separação em duas etapas que obriga ao controlador que sua dimensão seja igual ao do modelo do sistema que se deseja controlar. Para contornar tal problema (sem a necessidade de se realizar uma etapa de redução da ordem do modelo), pretende-se, futuramente, testar alternativas diferentes de se resolver o conjunto de desigualdades matriciais não-lineares do Teorema 5.4, como por exemplo, via algoritmo de iteração V-K ou algoritmos genéticos.

O procedimento proposto no capítulo 4 traz como principal benefício a possibilidade de agregar (de maneira garantida) um conjunto de trajetórias do sistema não-linear numa IDLN. Com isso, é possível garantir certas propriedades para as trajetórias da IDLN e, conseqüentemente, as mesmas propriedades terão validade para as trajetórias do sistema não-linear original. Como desvantagem, o conjunto que define a IDLP pode, eventualmente, ser constituído por um número muito grande de vértices. Isso ocorre nos casos em que a matriz H for constituída por um número excessivo de elementos não-lineares. No sistema de geração distribuída estudado, tal matriz H é dotada de 8 termos não-lineares, o que significa que a IDLP é constituída por 2^8 vértices. Pretende-se contornar esse problema, num trabalho futuro, através da aplicação de métodos especializados em eliminar eventuais vértices redundantes de um conjunto convexo.

Após o término dessa pesquisa pretende-se investigar o problema de estabilidade mencionado no capítulo anterior no que se refere a fornecer condições que garantam a estabilidade nas transições entre pontos de equilíbrio. Isso será feito a partir da representação matemática do sistema em estudo na forma de um sistema chaveado afim. Num primeiro momento iremos considerar que modelos locais sejam uma representação adequada do comportamento dinâmico do sistema para uma certa região do espaço de estados.

Então, da teoria de linearização por séries de Taylor, sabe-se que um modelo linearizado do sistema $\dot{x}(t) = f(x(t))$ com relação ao ponto de equilíbrio x_{ei} é dado por $\Delta\dot{x}^{(i)}(t) = A_i\Delta x^{(i)}(t)$, onde $\Delta x^{(i)}(t) = x(t) - x_{ei}$. Pela alteração da origem do sistema de coordenadas imposta pelo processo de linearização (veja que agora o vetor de estados é $\Delta x^{(i)}$ e não mais x), o ponto de equilíbrio do modelo linearizado é $\Delta x^{(i)} = 0$, para $i = 1, 2, \dots, np$. Porém, é possível preservar a origem do sistema de coordenadas do sistema não-linear escrevendo

$$\begin{aligned} \Delta\dot{x}^{(i)}(t) = A_i\Delta x^{(i)}(t) &\Rightarrow \dot{x}(t) - \dot{x}_{ei} = A_i(x(t) - x_{ei}) \Rightarrow \dot{x}(t) = A_ix(t) - A_ix_{ei} \Rightarrow \\ \dot{x}(t) &= A_ix(t) + b_i, \end{aligned} \quad (6.1)$$

onde $b_i = -A_ix_{ei}$. Para verificar, veja que o ponto de equilíbrio \tilde{x}_{ei} de (6.1) é dado por $\tilde{x}_{ei} = -A_i^{-1}b_i = -A_i^{-1}(-A_ix_{ei}) = x_{ei}$, ou seja, é exatamente o ponto de equilíbrio do sistema não-linear utilizado no processo de linearização. Com isso, podemos apresentar o seguinte sistema chaveado afim (BOLZERN; SPINELLI, 2004; RODRIGUES, 2004; HASSIBI; BOYD, 1998)

$$\dot{x}(t) = A_{\sigma(t)}x(t) + b_{\sigma(t)}, \quad (6.2)$$

onde $\sigma: [0, \infty) \rightarrow S = \{1, 2, \dots, np\}$ é uma função linear por partes chamada usualmente de *senal de chaveamento*. Considera-se que σ se comporta da seguinte maneira

$$\sigma(t) = i \in S, \forall t \in [t_k, t_{k+1}), \quad (6.3)$$

onde t_k e t_{k+1} são dois instantes de chaveamento consecutivos que satisfazem

$$t_{k+1} - t_k \geq T, \quad \forall k \in \mathbb{N}, \quad (6.4)$$

e o índice $i \in S$ pode ser arbitrariamente selecionado em cada um destes instantes de chaveamento (GEROMEL; COLANERI, 2006). Além disso, T é um número positivo chamado na literatura por *tempo de permanência* (ou em inglês, *dwelling-time*) do sinal de chaveamento σ .

Então, dado um conjunto de matrizes $A_i \in \mathbb{R}^{n \times n}$ e vetores $b_i \in \mathbb{R}^n$, o sinal de chaveamento σ , para todo o tempo $t \geq 0$, é tal que $A_{\sigma(t)} \in \{A_1, \dots, A_{np}\}$ e $b_{\sigma(t)} \in \{b_1, \dots, b_{np}\}$. Assumindo que a matriz A_i seja não-singular, para todo $i \in S$, então cada estado de operação i tem o seu ponto de equilíbrio em $x_{ei} = -A_i^{-1}b_i$. Isso nos permite definir o conjunto $M_p = \{x_{e1}, \dots, x_{ens}\}$ que contém todos os pontos de equilíbrio do sistema chaveado afim (6.2). Ressalta-se, no entanto, que esses pontos de equilíbrio não são coexistentes, ou seja, quando o sistema se encontra no ponto de operação i , o único ponto de equilíbrio existente é x_{ei} ; quando o sistema é chaveado para o estado j , o ponto de equilíbrio do sistema (6.2) passa a ser x_{ej} (o que é uma consequência da alteração das condições de operação do sistema).

Com base nesse desenvolvimento, pretende-se então realizar uma análise de estabilidade a pequenas perturbações de uma rede de distribuição com a presença de geradores síncronos a partir de uma representação matemática dada na forma de um sistema chaveado afim definido por (6.2). De acordo com o sinal de chaveamento (6.3)-(6.4), o intervalo de tempo entre dois instantes sucessivos quaisquer de chaveamento não deve ser inferior ao tempo de permanência T . Tendo em vista que as concessionárias de distribuição possuem bancos de dados e históricos bastante consistentes a respeito da operação do sistema, pode ser possível conhecer (ou estimar) o tempo de permanência T de um determinado sistema. Caso não seja possível obter tal valor, pode ser possível estimar o menor valor de T de forma que o

sistema continue operando de forma estável. Essa alternativa será também investigada.

Uma vez concluído o estudo de estabilidade de um sistema chaveado afim descrito na forma (6.2) pretende-se então estender tal análise para um conjunto de IDLNs, o qual deverá constituir um sistema do tipo chaveado.

Bibliografia

ACKERMANN, T.; ANDERSSON, G.; SODER, L. Distributed generation: a definition. *Electric power system research*, vol. 57, pp. 195-204, 2001.

AKHRIF, O.; OKOU, F. A.; DESSAINT, L. A. et al. Application of a multivariable feedback linearization scheme for rotor angle stability and voltage regulation of power systems. *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 14, no. 2, 1999.

AMATO, F. Robust control of linear systems subject to uncertain time-varying parameters. New York, NY: Springer, 2006.

ANDERSON, P. M.; FOUAD, A. A. Power system control and stability. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1994.

BARMISH, B. R. Necessary and sufficient conditions for quadratic stabilizability of an uncertain system. *Journal of Optimization Theory and Applications*, 46(4): 399-408, 1985.

BASLER, M. J.; SCHAEFER, R. C. Understanding power system stability. *IEEE Transactions on Industry Applications*. vol. 44, no. 2, 2008.

BRETAS, N. G.; ALBERTO, L. F. C. Estabilidade transitória em sistemas eletroenergéticos. São Carlos, SP: EESC/USP, 2000.

BOLLINGER, K. E.; AO, S. Z. PSS performance as affected by its output limiter. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, no. 1, 1996.

BOLZERN, P.; SPINELLI, W. Quadratic stabilization of a switched affine system about a nonequilibrium point. *American Control Conference*, 2004.

BOMFIM, A. L. B.; TARANTO, G. N.; FALCÃO, D. M. Simultaneous tuning of power system damping controllers using genetic algorithms, *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 15, no.1, pp. 163-169, 2000.

BORBELY, A. M.; KREIDER, J. F. Distributed generation: the power paradigm for new millennium. Boca Raton, FL: CRC Press, 2001, 400p.

BOYD, S.; GHAOUI, L. E.; FERON, E. et al. Linear matrix inequalities in system and control theory. Philadelphia, PA: SIAM 1994.

CARDELL, J. B.; TABORS, R. D. Operation and control in a competitive market: distributed generation in a restructured industry. *Energy journal, special issue on distributed resources*, 1998.

CAÛET, S.; RAMBAULT, L.; BACHELIER, O. Parameter-dependent Lyapunov stability analysis: application to an induction motor. *American Control Conference*, 2001.

CHEN, C. T. Linear system theory and design. New York, NY: Oxford University Press, 1999.

CHIALI, M.; GAHINET, P.; APKARIAN, P. Robust pole placement in LMI regions. *IEEE transactions on automatic control*, vol. 44, no.12, pp. 2257-2270, 1999.

CHUANJIANG, Z.; KHAMMASH, M.; VITTAL, V. et al. Robust power system stabilizer design using H^∞ loop shaping approach. *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 18, no. 2, pp. 810-818, 2003.

COOK, P. A. Nonlinear dynamical systems. New York, NY: Prentice Hall, 1994.

De ABREU, L. V. L. Análise do desempenho dinâmico de geradores síncronos conectados em redes de distribuição de energia elétrica. Dissertação de mestrado, UNICAMP, Campinas, 2005.

De FARIAS, D. P.; GEROMEL, J. C.; Do VAL, J. B. R. A note on the robust control of Markov jump linear uncertain systems. *Optimal Control Applications and Methods*, vol. 23, pp. 105-112, 2002.

De MELLO, F. P.; CONCORDIA, C. Concepts of synchronous machine stability as affected by excitation control. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-88(4), pp. 316-329, 1969.

De OLIVEIRA, R. V. Projeto de controladores de amortecimento para sistemas elétricos de potência. Tese de doutorado, USP, São Carlos, 2006.

De OLIVEIRA, M. C.; SKELTON, R. E. Stability tests for constrained linear systems, *Perspectives in Robust Control, Lecture Notes in Control and Information Science*, vol. 268, pp. 241-257, 2001.

De OLIVEIRA, M. C. Controle de sistemas lineares baseado nas desigualdades matriciais lineares. Tese de doutorado, UNICAMP, Campinas, 1999.

De OLIVEIRA, M. C.; GEROMEL, J. C.; BERNUSSOU, L. Design of dynamic output feedback decentralized controllers via a separation procedure, *International Journal of Control*, vol. 73, pp. 371-381, 2000.

De PAULA, C. P. Geração distribuída e cogeração no setor elétrico: avaliação sistêmica de um plano de inserção incentivada. Tese de doutorado, USP, São Paulo, 2004.

DERINKUYU, K.; PINAR, M. On the S-procedure and some variants. *Mathematics Methodology Operational Resources*, pp. 55-77, 2006.

EDWARDS, F. V.; DUDGEON, G. J. W.; McDONALD, J. R. et al. Dynamic of distribution networks with distributed generation. *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, 2000.

FERRAZ, J. C. R.; MARTINS, N.; ZENI JR, N. et al. Adverse increase in generator terminal voltage and reactive power transients caused by power system stabilizers. *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, 2002.

FOLCHER, J. P.; GHAOUI, E. L. State-feedback design via linear matrix inequalities: application to a benchmark problem. *IEEE Conference on Control Applications*, 1994.

FREITAS, F. D.; ROMMES, J.; MARTINS, N. Grammian-based reduction method applied to large sparse power system descriptor models. *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 23, no. 3, pp. 1258-1270, 2008.

FREITAS, W.; VIEIRA, J. C. M.; MORELATO, A. et al. Comparative analysis between synchronous and induction machines for distributed generation applications. *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 21, no. 1, 2006.

GEROMEL, J. C.; COLANERI, P. Stability and stabilization of continuous-time switched linear systems. *SIAM Journal on Control and Optimization*. vol. 45, no. 5, pp. 1915-1930, 2006.

GIBBARD, M. J.; VOWLES, D. J. Reconciliation of methods of compensation for PSSs in multimachine systems. *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, no. 1, pp. 463-472, 2004.

GIBBARD, M. J.; MARTINS, N.; SANCHEZ-GASCA, J. J. et al. Recent applications of linear analysis techniques. *IEEE Transactions Power Systems*, vol. 16, no. 1, pp. 154 – 162, 2001.

GOMES Jr, S.; MARTINS, N.; PINTO, H. J. C. P. Utilização do método de Nyquist para estabilização de sistemas de potência envolvendo alocação de par de pólos complexos. *Congresso Brasileiro de Automática*, 1998.

- GOMES Jr, S.; MARTINS, N.; PORTELA, C. Computing small-signal stability boundaries for large-scale power systems. *IEEE transactions on power systems*, vol. 18, no.2, pp. 747-752, 2003.
- GOMES, P.; SCHILLING, M. T.; LIMA, J. W. M. et al. Geração distribuída: vantagens, problemas e perspectivas. *XII Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica*, 1999.
- GRONDIN, R.; KAMWA, I.; SOULIERES, L. et al. An approach to PSS design for transient stability improvement through supplementary damping of the common low-frequency. *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 8, no. 3, 1993.
- HASSIBI, A; BOYD, S. Quadratic stabilization and control of piecewise-linear systems. *American Control Conference*, 1998.
- HATZIARGYRIOU, N.D.; MELIPOULOS, S. Distributed energy sources: technical challenges. *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, 2002.
- HINGORANI, N. G.; GYUGYI, L. Understanding FACTS: concepts and technology of flexible AC transmission systems. New York, NY: Wiley-IEEE Press, 2000, 452p.
- HISKENS, I. A. Systematic tuning of nonlinear power system controllers. *IEEE International conference on control applications*, 2002.
- HSU, C. T. Transient stability study of the large synchronous motors starting and operating for the isolated integrated steel-making facility. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 5, 2003.
- KATIRAEI, F.; IRAVANI, M. R.; LEHN, P. W. Small-signal dynamic model of a micro-grid including conventional and electronically interfaced distributed resources. *IET Generation, Transmission and Distribution*, vol. 1, no. 3, 2007.
- KAUHANIEMI, K. et al. Distributed generation – new technical solutions required in the distributed system. *Nordic distribution and asset management conference*, 2004.
- KHARGONEKAR, P. P.; PETERSEN, I. R.; ZHOU, K. Robust stabilization of uncertain linear systems: quadratic stabilizability and H_∞ control theory. *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 35, no. 3, 1990.
- 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.; RAMOS, R. A.; De OLIVEIRA, R. V.; BRETAS, N. G. An analysis of the potential impacts of electromechanical oscillations on the stability and power quality of distributed generation systems. *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2008.
- KUNDUR, P. Power system stability and control. New York, NY: McGraw-Hill, 1994, 1176p.
- KUNDUR, P.; KLEIN, M.; ROGERS, G. J. et al. Application of power system stabilizer for enhancement of overall system stability. *IEEE Power Engineering Review*, vol. 9, no. 5, 1989.
- KUNDUR, P.; PASERBA, J.; AJJARAPU, V. et al. Definition and classification of power system stability. *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, no. 2, pp. 1387-1401, 2004.
- LARSEN, E. V.; SWANN, D. A. Applying power systems stabilizers, parts i, ii, iii. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, pp. 3017-3046, 1981. (v)
- LEITH, D. J.; LEITHEAD, W. E. Survey of gain-scheduling analysis and design. *International Journal of Control*, vol. 73, no. 11, pp. 1001-1025, 2000.
- LI, C.; CHEN, G. An improved version of the Marotto theorem. *Chaos, Solutions & Fractals*, vol. 18, no. 1, pp. 69-77, 2003.
- LOFBERG, J. YALMIP: a toolbox for modeling and optimization in MATLAB. *CACSD Conference*, 2004.
- OGATA, K. Modern control engineering. Upper Saddle River, N.J: Prentice Hall, 2002.
- OLIVEIRA, J. G. Perspectivas para a cogeração com bagaço de cana-de-açúcar: potencial do mercado de carbono para o setor sucro-alcooleiro paulista. Dissertação de mestrado, USP, São Carlos, 2007.
- OLIVEIRA, R. V.; RAMOS, R. A.; BRETAS, N. G. Design of robust multiobjective damping controllers for power systems. *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2005.
- ORSI, R. LMIRank: software for rank constrained LMI problems. <http://rsise.anu.edu.au/~robert/lmirank/>.
- PAL, B.; CHAUDHURI, B. Robust control in power systems. New York, NY: Springer Science + Business Media, 2005.

- RAO, P. S.; SEN, I. Robust pole placement stabilizer design using linear matrix inequalities. *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 15, no.1, pp. 313-319, 2000.
- RAMOS, R. A. Stability analysis of power systems considering AVR and PSS output limiters. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. Vol. 31, pp. 153-159, 2009).
- RAMOS, R. A.; ALBERTO, L. F. C.; BRETAS, N. G. A new methodology for the coordinated design of robust decentralized power system damping controllers. *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 19, no. 1, pp. 444-454, 2004.
- RAMOS, R. A.; ALBERTO, L. F. C.; BRETAS, N. G. Damping controller design for power systems with polytopic representation for operating conditions. *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting*, 2002.
- RAMOS, R. A.; ALBERTO, L. F. C.; BRETAS, N. G. Modelagem de máquinas síncronas aplicada ao estudo de estabilidade de sistemas elétricos de potência. Publicação EESC, São Carlos, SP, 2000.
- RODRIGUES, L. Stability analysis of piecewise-affine systems using controlled invariant sets. *Systems & Control Letters*, vol. 53, no. 2, pp. 157-169, 2004.
- ROGERS, G. Power system oscillations. Norwell, MA: Kluwer, 2000.
- SHARMA, D.; BARTELS, R. Distributed electricity generation in competitive energy markets: a case study in Australia. *Energy journal, special issue on distributed resources*, pp. 17-40, 1998.
- SILJAK, D. D.; STIPANOVIC, D. M. Robust stabilization of nonlinear systems: the LMI approach. *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 6, pp. 461-493, 2000.
- SKELTON, R. E.; IWASAKI, T.; GRIGORIADIS, K. A unified algebraic approach to control design, *Taylor & Francis*, London, 1998.
- VIDYASAGAR, M. Nonlinear systems analysis. Englewood Cliffs, N.J: Prentice Hall, 1993.
- XIE, L. Output feedback H^∞ control of systems with parameter uncertainty. *International Journal of Control*, vol. 63, no. 741-750, 1996.
- ZAREIPOUR, H.; BHATTACHARYA, K.; CANIZARES, C. A. Distributed generation: current status and challenges. *IEEE proceeding of NAPS*, 2004.
- ZEMOUCHE, A.; BOUTAYEB, M.; BARA, G. Observer design for nonlinear systems: an approach based on the differential mean value theorem. *IEEE Conference on Decision and Control*, 2005.

ZHOU, K.; DOYLE, J. C.; GLOVER, K. Robust and optimal control. Upper Saddle River, N.J: Prentice Hall, 1996.

YUE, M.; SCHLUETER, R. A. μ -synthesis power system stabilizer design using a bifurcation subsystem based methodology. *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 18, no. 4, pp. 1497-1506, 2003.

Apêndice A

Neste apêndice encontram-se os dados referentes à rede de distribuição e a planta de co-geração em estudo. O diagrama unifilar da rede de distribuição é mostrado na Figura A.1. Tal rede é constituída por um alimentador, 6 barras distribuídas ao longo de tal alimentador, 1 transformador e 5 linhas (ou ramos). A rede de distribuição (em 33kV) é conectada à subestação de energia (em 132kV) por meio de um transformador conectado em Δ/Y_g . Os dados de barras e linhas foram obtidos em (FREITAS et al, 2006) e estão mostrados na Tabela 1.A.

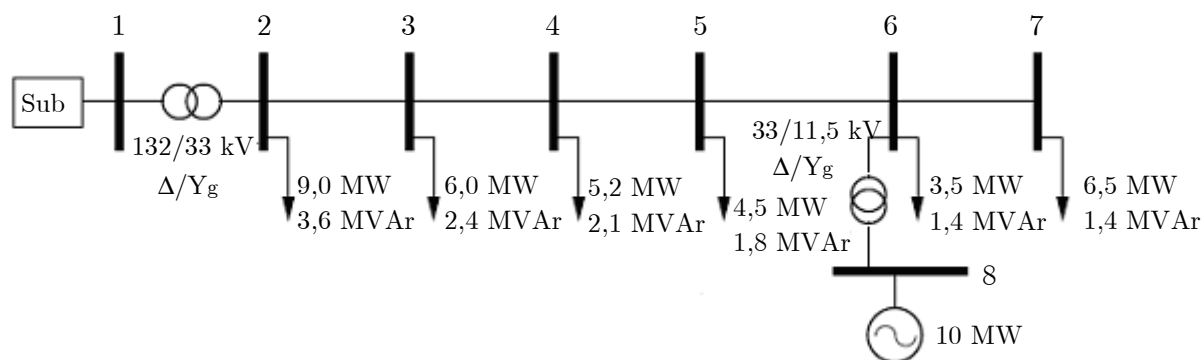


Figura A.1. Diagrama unifilar do sistema de geração distribuída em estudo.

Considera-se a presença de um gerador síncrono alimentado por turbina térmica, constituindo então uma planta de co-geração que produz 10 MW de potência. Tal montante de energia é utilizado para suprir exclusivamente as cargas conectadas nas barras 6 e 7 (perceba que a soma das cargas ativas dessas barras é igual à 10 MW). O restante das cargas da rede de distribuição são alimentadas pela subestação (barra 1, a qual é considerada um barramento infinito). Os dados da

planta de co-geração foram obtidos em (HSU, 2003) e estão mostrados nas Tabelas 2.A, 3.A e 4.A.

Tabela 1.A: Dados da rede de distribuição.

Barra Origem	Barra Destino	Impedância (ohms)
<i>Dados dos ramos da rede</i>		
2	3	0,5624+j2,5318
3	4	0,4999+j2,2505
4	5	0,3124+j1,4066
5	6	0,2499+j1,1252
6	7	0,1875+j0,8439
<i>Dados dos transformadores</i>		
1	2	0,01 (em p.u., na base 100 MVA)
6	8	0,02 (em p.u., na base 5,1 MVA)

Tabela 2.A: Parâmetros do gerador.

MVA	H	X'_d	X'_q	X_d	X_q	τ'_d	τ'_q
20	3,81	0,232	0,715	1,25	1,22	4,75	1,5

Tabela 3.A: Parâmetros do AVR.

T_D	K_A	T_A	K_F	T_F	K_E	T_E	E_{FDmax}	E_{FDmin}
0,001	35	0,1	0,01	0,6	1,00	1,3	10,0	-10,0

Tabela 4.A: Parâmetros do Controle primário de velocidade.

R	T_1	T_2	T_3	T_{ch}	P_{up}	P_{down}	P'_{max}	P'_{min}
0,05	0,0	0,0	0,10	1,20	0,1	-0,1	0,17	0,0

Apêndice B

Neste apêndice encontram-se os dados referentes às IDLNs obtidas para o sistema em estudo, bem como, a função de transferência dos controladores projetados. A planta de cogeração em estudo (ver Apêndice A) opera essencialmente em dois pontos fundamentais de operação (ou equilíbrio). No primeiro deles (ponto A), a rede encontra-se completa e o gerador fornece 10 MW ao sistema, enquanto que, no segundo ponto de operação (ponto B), o ramo 6-7 está desconectado e o gerador tem sua geração reduzida para um montante de 3.5 MW, o qual é basicamente utilizado para suprir com uma carga local. Foram definidas duas IDLNs, cada uma associada aos pontos de operação A e B, usando-se, para isso, o procedimento apresentado no capítulo 4. São elas:

$$\dot{x}^{(i)}(t) = A_i x^{(i)}(t) + B_{pi} p^{(i)}(t) + B_{ui} u^{(i)}(t), \quad (\text{A.1})$$

$$q^{(i)}(t) = C_{qi} x^{(i)}(t), \quad (\text{A.2})$$

$$p^{(i)}(t) = \Delta_i(t) q^{(i)}(t), \quad (\text{A.3})$$

$$y^{(i)}(t) = C_{yi} x^{(i)}(t), \quad (\text{A.4})$$

$$r^{(i)}(t) = C_r x^{(i)}(t), \quad i = 1, 2, \quad (\text{A.5})$$

onde, $x^{(i)}(t) = \bar{x}(t) - x_{ei}$, $u^{(i)}(t) = \bar{u}(t) - u_{ei}$, sendo que $i = 1$ refere-se ao ponto de operação A e $i = 2$ ao ponto de operação B.

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 377,0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0,120 & 0 & 0,115 & -0,048 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,181 \\ 0,133 & 0 & -0,801 & 0,025 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0,003 & 0 & -0,015 & -0,318 & 0 & 0,210 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -10,0 & -350,0 & -350,0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,812 & 0 & 1,745 & 44,20 & 0 & -50,0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,013 & -1,667 & -0,013 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,769 & 0 & -0,769 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 200,0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -10,0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,833 & -0,833 \end{bmatrix},$$

$$B_{p1} = [0 \ 0,001806 \ 0,135117 \ 0,007720 \ 0 \ 0,000006 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T,$$

$$C_{q1} = \begin{bmatrix} -0,00001 & 0 & 0,00476 & 0,000762 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,000233 & 0 & -0,00078 & 0,004870 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,000531 & 0 & 0,000053 & -0,000246 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$C_{y1} = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0],$$

$$B_{u1} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 350 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T,$$

$$C_{r1} = [0,016 \ 0 \ 0,035 \ 0,885 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0],$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 377,0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0,120 & 0 & 0,118 & 0,028 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,181 \\ 0,134 & 0 & -0,800 & 0,020 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,006 & 0 & -0,013 & -0,316 & 0 & 0,211 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -10,0 & -350,0 & -350,0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,708 & 0 & 0,206 & 44,32 & 0 & -50,0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,013 & -1,667 & -0,769 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,769 & 0 & -0,769 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 200,0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -10,0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,833 & -0,833 \end{bmatrix},$$

$$B_{p2} = [0 \ 0,0354 \ 1,3107 \ 0,0428 \ 0 \ 0,0002 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T,$$

$$C_{q2} = \begin{bmatrix} -0.0007 & 0 & -0.0037 & 0.0038 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0035 & 0 & -0.0033 & -0.0025 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0043 & 0 & 0.0023 & 0.0031 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$C_{y2} = [0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0],$$

$$B_{u2} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 350 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T,$$

$$C_{r2} = [0,014 \ 0 \ 0,004 \ 0,886 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0].$$

As funções de transferência dos controladores projetados são:

$$PSS_{\text{classico}} = K \frac{s10,0}{1+s10,0} \frac{(1.34s+1)}{(0.016s+1)} \frac{(1.34s+1)}{(0.016s+1)},$$

$$PSS_{\text{proposto}} = 1,17 \frac{(s-3,909)}{(s+139,6)} \frac{(s+621,9)}{(s+2,221)} \frac{(s+1,345 \pm j2,465)}{(s+1,197 \pm j6,524)}.$$

Livros Grátis

(<http://www.livrosgratis.com.br>)

Milhares de Livros para Download:

[Baixar livros de Administração](#)

[Baixar livros de Agronomia](#)

[Baixar livros de Arquitetura](#)

[Baixar livros de Artes](#)

[Baixar livros de Astronomia](#)

[Baixar livros de Biologia Geral](#)

[Baixar livros de Ciência da Computação](#)

[Baixar livros de Ciência da Informação](#)

[Baixar livros de Ciência Política](#)

[Baixar livros de Ciências da Saúde](#)

[Baixar livros de Comunicação](#)

[Baixar livros do Conselho Nacional de Educação - CNE](#)

[Baixar livros de Defesa civil](#)

[Baixar livros de Direito](#)

[Baixar livros de Direitos humanos](#)

[Baixar livros de Economia](#)

[Baixar livros de Economia Doméstica](#)

[Baixar livros de Educação](#)

[Baixar livros de Educação - Trânsito](#)

[Baixar livros de Educação Física](#)

[Baixar livros de Engenharia Aeroespacial](#)

[Baixar livros de Farmácia](#)

[Baixar livros de Filosofia](#)

[Baixar livros de Física](#)

[Baixar livros de Geociências](#)

[Baixar livros de Geografia](#)

[Baixar livros de História](#)

[Baixar livros de Línguas](#)

[Baixar livros de Literatura](#)
[Baixar livros de Literatura de Cordel](#)
[Baixar livros de Literatura Infantil](#)
[Baixar livros de Matemática](#)
[Baixar livros de Medicina](#)
[Baixar livros de Medicina Veterinária](#)
[Baixar livros de Meio Ambiente](#)
[Baixar livros de Meteorologia](#)
[Baixar Monografias e TCC](#)
[Baixar livros Multidisciplinar](#)
[Baixar livros de Música](#)
[Baixar livros de Psicologia](#)
[Baixar livros de Química](#)
[Baixar livros de Saúde Coletiva](#)
[Baixar livros de Serviço Social](#)
[Baixar livros de Sociologia](#)
[Baixar livros de Teologia](#)
[Baixar livros de Trabalho](#)
[Baixar livros de Turismo](#)