

Universidade Federal de Santa Catarina
Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**"Projeto de Estabilizadores de Sistemas de Potência via
Alocação da Auto-Estrutura."**

**Tese Submetida à Universidade Federal de Santa Catarina Para Obtenção do
Grau de Mestre em Engenharia**

Autor: Luiz Henrique Meyer

Orientador: Antônio J. A. Simões Costa

Florianópolis, abril de 1994

**PROJETO DE ESTABILIZADORES DE SISTEMAS DE POTÊNCIA
VIA ALOCAÇÃO DA AUTO-ESTRUTURA**

LUIZ HENRIQUE MEYER

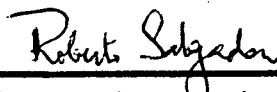
ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE

MESTRE EM ENGENHARIA

ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA, E APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO
CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO

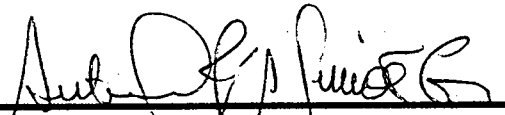


Prof. Antonio José Alves Simões Costa, Ph. D.
ORIENTADOR

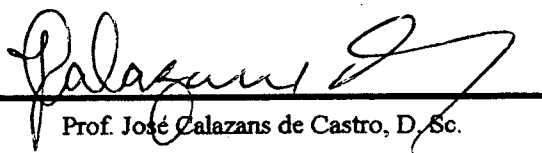


Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph. D.
COORDENADOR DO CURSO

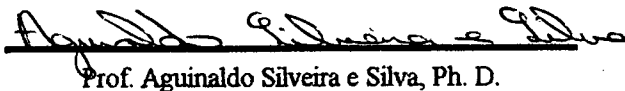
BANCA EXAMINADORA



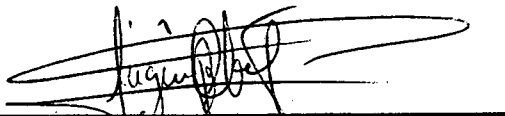
Prof. Antonio José Alves Simões Costa, Ph. D.
PRESIDENTE



Prof. José Calazans de Castro, D. Sc.



Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, Ph. D.



Prof. Eugênio de Bona Castelan Neto, Dr.

**Aos meus pais,
Olézia e Waldemar,
que abençoaram este trabalho.**

Agradecimentos

Ao professor Antônio José Alves Simões Costa pela orientação e apoio que dedicou a este trabalho. Desde a iniciação científica até a conclusão desta dissertação, sua presença constante proporcionou-me o desenvolvimento do espírito acadêmico e científico, do qual sou muito grato. Muito Obrigado.

A todos os professores que direta ou indiretamente contribuíram para a realização deste trabalho, prof. Aguinaldo, prof. Hans, prof. Jairo, Prof. Salgado, muito obrigado.

Aos funcionários, que somam esforços no ofício de auxiliar os alunos à sua empreitada, dando atenção aos que, ano a ano, vêm passar pelas salas de aula. Em especial ao Vilson, que secretaria as atividades de pós-graduação.

Ao 108, Klouro e Maurão, pela convivência e amizade enobecedoras, que mantiveram-nos unidos desde a graduação.

Aos amigos conhecidos na Pós-Graduação, Fernando Mussoi, Gláucio Nascimento de Abreu (gráucio Kid), Daniel nego negão, Thair Mustafá, Fernando Busch, Paulo André, André dedé de Medeiros, Juanito, Fábio guina Coradine, José Luiz cavaco, ao Alexandre gordo, à Marcia, Silvia, Carla, ao prof. Francisco Freitas, Júlio, Júnior, aos baianos Maurício e Marcos e a toda galera, sempre disposta a fazer festa, valeu, muito abrigado.

Obrigado à minha Avó Helena e à minha Tia Maria pelos almoços de domingo.

Enfim, a todos que aqui não são citados, mas que sempre permanecerão na memória, obrigado.

Resumo

Este trabalho trata do problema de estabilização das oscilações eletromecânicas de sistemas elétricos de potência. São utilizados Estabilizadores de Sistemas Potência (ESPs) instalados junto às unidades geradoras. Os ESPs compõem-se de dois estágios de avanço-atraso de fase, um ganho e um filtro bloqueador de componentes de alta frequência. O modelo do sistema de potência, obtido através da formulação da matriz Jacobiana aumentada, é representado no espaço de estados, e uma abordagem modal é utilizada para o projeto de ESPs. O modelo do sistema de potência compõem-se de quatro variáveis de estado por máquina enquanto que os estabilizadores são de terceira ordem. A técnica de projeto do ESP baseia-se na alocação parcial da auto-estrutura, que é a alocação conjunta de autovalores e autovetores responsáveis pela dinâmica das oscilações eletromecânicas. Para alocação da auto-estrutura é utilizada realimentação descentralizada das saídas, onde os sinais de saída são velocidade dos rotores e potência elétrica terminal.

Abstract

This work deals with the problem of stabilization of Electromechanical Oscillations in a Electrical Power System under disturbances of small magnitudes (Dinamical Stability). The Power System Stabilizers (PSS) designed to be installed in generation units, are composed of two lead-lag stages, a gain and a filter to reject high frequency noise. The Power System is modeled using the Augmented Jacobian Matrix approach in the state space form. This allows the use of modal techniques to design the stabilizers. This design is based on partial eigenstructure allocation, that is, global specification of eigenvalues and eigenvectors related to the eletromechanical oscillation modes. The eigenstructure allocation is performed by decentralized static output feedback, where the selected output variables are rotor speed and electrical power.

Índice

1) Introdução	1
1.1) Aspectos Básicos	1
1.2) Contribuição deste Trabalho	5
1.3) Organização do Trabalho	5
2) Representação dos Sistemas de Potência e dos Controladores	6
2.1) Introdução	6
2.2) Equação da Rede em Regime Permanente	7
2.3) A Máquina Síncrona	10
2.3.1) Representação da Máquina Síncrona	11
2.3.2) Sistema de Excitação	12
2.4) Representação dos Controladores	18
2.5) Obtenção da Matriz Jacobiana Aumentada e Incorporação dos Controladores	24
2.5.1) Formação da Matriz Jacobiana	24
2.5.2) Incorporação da Representação do Controlador à Representação do Sistema de Potência	26
2.6) Conclusão	28
3) Projeto de Controladores via Alocação da Auto-Estrutura	30
3.1) Introdução	30
3.2) Teoria Básica	31
3.2.1) Resposta Transitória Livre de Sistemas Lineares	31
3.2.2) Teorema Básico	33
3.3) Alocação da Auto-Estrutura	35
3.3.1) Realimentação Descentralizada das Saídas	35

3.3.2) Propriedades de Alocação de Autovetores	37
3.3.2.1) Especificação Completa de um Autovetor	37
3.3.2.2) Melhor Escolha para um Autovetor Desejado	38
3.3.2.3) Especificação Parcial do Autovetor	40
3.3.3) Algoritmo de Alocação da Auto-Estrutura	43
3.3.3.1) Imposição de Restrições à Matriz de Realimentação Estática	49
3.4) Conclusão	51
4) Aplicação de Métodos de Projeto Baseados na Alocação da Auto-Estrutura a Sistemas de Potência	53
4.1) Introdução	53
4.2) Formulação do Problema de Realimentação Estática como de Realimentação Dinâmica	54
4.3) Procedimento de Alocação da Auto-Estrutura Aplicado a Sistemas de Potência	55
4.4) Especificação da Auto-Estrutura	64
4.4.1) Especificação de Autovalores	65
4.4.2) Especificação de Autovetores	66
4.5) Conclusão	74
5) Resultados Obtidos com a Alocação da Auto-Estrutura Aplicadas a Sistemas-Teste	76
5.1) Introdução	76
5.2) Resultados para Sistema Máquina contra Barra-Infinita	77
5.2.1) Alocação da Auto-Estrutura	78
5.2.2) Estabilizadores de Sistemas de Potência Obtidos	80
5.2.3) Resultados de Simulações Não-Lineares	80
5.2.4) Validação da Técnica de Cálculo dos Autovetores a Partir dos Resíduos de Função de Transferência	83

5.2.4.1) Obtenção dos Parâmetros Preliminares dos ESP's	84
5.2.4.2) Obtenção dos Elementos dos Autovetores	85
5.2.4.3) Especificação dos Elementos dos Autovetores para o Algoritmo de Posicionamento da Auto-Estrutura	86
5.3) Resultados para Sistemas de Três Máquinas	87
5.3.1) Alocação da Auto-Estrutura	89
5.3.2) Estabilizadores de Sistema de Potência Obtidos	90
5.3.3) Resultados de Simulações Não-Lineares	93
5.3.4) Flexibilidade da Alocação da Auto-Estrutura	95
5.4) Resultados Obtidos para Sistema de Dez Máquinas	98
5.5) Conclusão	102
6) Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros	104
Bibliografia	
Apêndice	

Capítulo I

Introdução

1.1 Aspectos Básicos do Problema de Oscilações Eletromecânicas em Sistemas Elétricos de Potência

Um sistema elétrico de potência, constantemente variando seu ponto de operação de modo a atender a demanda de energia, está sujeito à oscilações nos eixos dos rotores das máquinas geradoras. Tais oscilações, na faixa dos 0,2 aos 2,5 Hz são chamadas de oscilações eletromecânicas e estão associadas a modos de oscilação ditos dominantes do sistema.

A ocorrência das oscilações eletromecânicas pouco amortecidas depende fundamentalmente da ação dos reguladores de tensão, principalmente os de alto ganho e resposta rápida, configuração do sistema de transmissão e nível de carregamento do sistema. Em casos extremos, quando tais oscilações não são amortecidas, sua magnitude pode aumentar levando à grandes variações de potência fornecida e possivelmente à abertura de linhas de transmissão pelo sistema de proteção.

De forma a melhorar, de maneira geral, a qualidade da energia entregue aos consumidores, além de evitar sérias ocorrências tais como abertura de linhas e/ou desligamento de cargas, faz-se uso de estabilizadores de sistemas de

potência (ESPs), que são instalados junto às máquinas do sistema [1]. Além disso, podemos utilizar sinais estabilizadores adicionais em compensadores estáticos de potência reativa (CERs) [21], [22], modulação do disparo de tiristores em elos de corrente contínua [25], [28], ou de outros dispositivos como capacitores série em linhas de transmissão [26]. Os estabilizadores instalados em geradores utilizam a entrada de tensão de referência de campo das máquinas para realimentar determinados sinais ou suas combinações, tais como potência elétrica terminal, velocidade do rotor, tensão terminal ou frequência de barra [1], [3].

Todos estes controladores devem ter seus parâmetros corretamente ajustados, de forma que o sistema de potência tenha o desempenho almejado. Seus projetos devem considerar ainda a possibilidade de descentralização do controle devido às grandes distâncias que separam os componentes de um sistema de potência (geradores, compensadores estáticos de potência reativa e elos de corrente contínua), o que provoca um alto custo de implementação de uma estratégia de controle centralizada. O controle centralizado estabelece que as saídas de cada componente (potência terminal, frequência de barra, tensão terminal ou velocidade do rotor) sejam realimentadas às entradas de controle de todos os componentes ativos do sistema. Uma estratégia de controle descentralizada, por outro lado, preconiza uma realimentação local, onde as saídas de cada componente são realimentadas apenas às suas próprias entradas.

Para abordar o problema de projeto de estabilizadores de sistemas de potência foram desenvolvidos vários métodos, desde a constatação do problema (início dos anos 60 [1], [3]) até os dias atuais. É um problema não completamente resolvido que ocupa a atenção de muitos pesquisadores em centros de pesquisa no mundo inteiro. Uma das primeiras técnicas desenvolvidas utiliza um modelo no qual cada máquina é tratada de maneira individual. Os demais geradores são representados por outra máquina de dimensão equivalente. Tal abordagem é

conhecida como abordagem "máquina contra barra-infinita" e foi utilizada principalmente para definir e analisar o problema de projeto de ESPs [1], [3]. Este problema é perfeitamente solucionável a partir de técnicas de posicionamento de polos, método do lugar das raízes e/ou diagramas de Bode, onde devemos fornecer uma compensação de fase adequada à malha reativa da máquina (GEP(s)), de modo a obter o amortecimento desejado. Sua limitação reside no fato de ignorar a dinâmica existente entre os demais geradores, que são representados por um gerador equivalente. Para abordar sistemas de potência reais, é possível estender o método anterior a sistemas de múltiplas máquinas. Utilizando técnicas de posicionamento de polos, podemos calcular os parâmetros dos ESPs através de um processo cíclico iterativo, onde cada iteração corresponde à resolução de um problema semelhante ao de uma máquina contra barra-infinita [8], [9], [12]. Tais métodos são sequenciais, podendo ser baseados em técnicas no domínio da frequência ou do tempo. As interações dinâmicas entre máquinas e inter-áreas são consideradas iterativamente em um processo que, apesar de normalmente apresentar soluções, não possui uma convergência matematicamente provada. A utilização de métodos integrados, ao contrário dos sequenciais, torna-se bastante atrativa, visto que estes métodos levam naturalmente em conta as interações dinâmicas entre máquinas e inter-áreas. Sob esta visão, encontramos trabalhos que utilizam estratégias de Controle Ótimo, formulados em termos do problema do regulador linear quadrático. Nesta técnica os parâmetros dos controladores do sistema multimáquinas são obtidos a partir de uma estratégia global que visa minimizar tanto as excursões das variáveis de estado do sistema quanto o esforço de controle [6], [27]. Sob uma outra ótica, encontram-se trabalhos na área de controle adaptativo, no qual os parâmetros dos estabilizadores não são constantes, variando de acordo com a condição de operação do sistema de potência [33].

Em outra vertente da pesquisa no assunto, encontram-se trabalhos na área de posicionamento de autovalores e autovetores, uma técnica também conhecida como alocação da auto-estrutura. Tais métodos foram propostos e aplicados inicialmente a problemas na área da aviação, mostrando-se consistentes [15], [30]. Nestes algoritmos a especificação dos autovalores obedece a critérios do projetista. A alocação de autovetores é utilizada para o desacoplamento dos modos de oscilação associados aos autovalores. Isto corresponde à especificação de autovetores na qual apenas um elemento é diferente de zero, o que é trivial, no sentido de que basta especificarmos valores unitários ou nulos aos elementos do autovetor. A aplicação a sistemas de potência é recente. Em um deles foi desenvolvida uma técnica de projeto de controladores do tipo proporcional-integral (PI) baseados em uma estrutura reduzida ótima do sistema. Esta técnica aloca autovalores e autovetores, embora não seja utilizada nenhuma diretriz para especificação destes autovetores [24]. Uma outra aplicação a sistemas de potência é encontrada em [29]. Neste trabalho são apresentados resultados analíticos para caracterizar um conjunto de controladores (descentralizados) que posicionam autovalores em posições pré-especificadas. Os parâmetros livres nestas expressões permitem também a especificação de autovetores. O problema é formulado como um problema de minimização e a alocação efetiva é executada via algoritmos tais como o de programação sequencial quadrática. Novamente, a especificação de autovalores obedece a critérios do projetista, sendo que a alocação de autovetores visa desacoplamento modal.

1.2 Contribuição Deste Trabalho

O objetivo desta dissertação é o de explorar os métodos de alocação conjunta de autovalores e autovetores (auto-estrutura) aplicados ao projeto integrado de controladores de sistemas de potência, particularmente aos ESPs instalados junto às máquinas geradoras. Levando-se em consideração a descentralização do controle, os controladores obtidos são compatíveis com realimentação local de sinais de velocidade e de potência elétrica, aplicados ao regulador de tensão da máquina.

Utilizando as propriedades da alocação da auto-estrutura, define-se uma diretriz para a especificação de autovetores, a qual visa a obtenção de parâmetros de ESPs compatíveis aos dos ESPs utilizados pelas empresas do setor elétrico.

1.3 Organização Deste Trabalho

Nos capítulos que seguem será descrita a representação utilizada do sistema de potência e controladores (Capítulo II). Os aspectos pertinentes à estrutura de controle, as propriedades de alocação de autovetores e o algoritmo de alocação da auto-estrutura serão apresentados no Capítulo III. A aplicação das técnicas desenvolvidas no Capítulo III a sistemas de potência é descrita no Capítulo IV, bem como a estratégia de especificação de autovalores e de autovetores. No Capítulo V apresentam-se resultados da utilização da técnica desenvolvida a três sistemas-teste (sistemas de duas, três e dez máquinas). As conclusões obtidas e sugestões para trabalhos futuros são objeto do Capítulo VI.

Capítulo II

Representação dos Sistemas de Potência e dos Controladores

2.1 Introdução

O estudo da estabilidade de sistemas de potência tem sido objeto de diversas pesquisas nos últimos tempos [2], [3], [6], [7], [8], [9], [10], [11], [12] [27]. A análise da estabilidade a pequenas perturbações (estabilidade em regime permanente ou dinâmica) é efetuada, através de ferramentas para análise de sistemas lineares, em torno de um ponto de operação do sistema. Normalmente, para uma análise conservativa, utiliza-se como ponto de operação, calculado através da resolução de um sistema de equações algébricas não-lineares (fluxo de carga), a situação de alta demanda e sistema de transmissão fraco, de forma que o desempenho em outros pontos de operação é considerado não-crítico.

A estabilidade do sistema é analisada, em geral, através de ferramentas lineares, como o cálculo de autovalores [13], [31]. Para executar tal procedimento, é necessário obter uma representação linear para o sistema. De posse do modelo linear, é possível ainda o emprego de todo o ferramental desenvolvido pela teoria de sistemas lineares, válidas apenas em torno de um ponto de operação,

porém compatíveis com os objetivos de estudos de *estabilidade dinâmica* em sistemas de potência.

O grau de detalhamento de modelos linearizados varia de acordo com o método empregado na modelagem e representação do sistema de potência. Um modelo utilizado em muitos trabalhos relacionados à estabilidade dinâmica é o de Heffron & Phillips [3], [4], [11]. Neste modelo, a representação do gerador síncrono utiliza três equações diferenciais, a representação do sistema de excitação utiliza uma equação diferencial, resultando em quatro equações por máquina. A formulação via matriz Jacobiana aumentada [13], [19], [31], [34], por outro lado, permite um maior grau de detalhamento da máquina síncrona e sistema de excitação, além de possibilitar a representação de CERs, cargas, elos de corrente contínua, etc. Além disso, esta formulação admite que se modele a máquina de referência, levando em consideração suas interações dinâmicas de modo apropriado, o que não é possível pelo modelo de Heffron & e Phillips.

Apresenta-se neste capítulo uma modelagem dos sistemas de potência representada por equações diferenciais e algébricas, via matriz Jacobiana aumentada. Esta representação dinâmica do sistema tem por objetivo proporcionar a utilização de ferramentas eficientes para o ajuste de ESPs, que são controladores projetados para amortecer oscilações eletromecânicas na faixa de 0,2 a 2,5 Hz. Apresenta-se também o modelo do controlador utilizado, bem como sua incorporação ao modelo do sistema de potência.

2.2 Equações da Rede em Regime Permanente

Considerando que os transitórios eletromagnéticos das linhas de transmissão tenham uma influência desprezível sobre a dinâmica do sistema na

faixa de frequências de interesse, pode-se representar seus elementos por impedância constante.

As equações do circuito elétrico representando os sistemas de potência são baseadas na lei dos nós para a corrente. Isto é

$$I_B = Y_B V_B \quad (2.1)$$

onde

I_B é a corrente injetada na barra;

V_B é a tensão de barra;

Y_B é a matriz de admitância nodal.

A matriz Y_B é complexa, assim como os vetores I_B e V_B . Não é conveniente aqui a operação com números complexos. Assim, a Equação (2.1) é transformada em uma equação real de ordem $2NB$, onde NB é o número de barras (nós independentes) do sistema. Cada um dos elementos complexos Y_{Bij} da matriz Y_B original é agora uma bloco 2×2 da forma

$$\begin{bmatrix} G_{ij} & -B_{ij} \\ B_{ij} & G_{ij} \end{bmatrix}$$

e a equação do circuito na forma incremental é:

$$\Delta \bar{I} = \bar{Y} \Delta V \quad (2.2)$$

onde

$$\Delta \bar{I} = [\Delta I_{R1} \quad \Delta I_{I1} \quad \cdots \quad \Delta I_{RNB} \quad \Delta I_{INB}]^T$$
$$\Delta V = [\Delta V_{R1} \quad \Delta V_{I1} \quad \cdots \quad \Delta V_{RNB} \quad \Delta V_{INB}]^T$$

e os índices R e I indicam partes reais e imaginárias das variáveis, respectivamente.

A Equação (2.2) mostra que os elementos da diagonal da matriz \bar{Y} são as partes reais das admitâncias próprias dos nós do sistema, que são muito menores que suas partes imaginárias. É importante notar que os elementos diagonais desta matriz devem ser dominantes para se evitar dificuldades numéricas [32]. Isto é obtido reordenando-se as equações para as correntes injetadas, em cada barra k , de $[\Delta I_{Rk} \quad \Delta I_{Ik}]^T$ para $[\Delta I_{Ik} \quad \Delta I_{Rk}]^T$. Assim,

$$\Delta I_D = Y_D \Delta V \quad (2.3)$$

com

$$\Delta I_D = [\Delta I_{I1} \quad \Delta I_{R1} \quad \dots \quad \Delta I_{INB} \quad \Delta I_{RNB}]^T;$$

$$Y_D \text{ composta por de blocos } 2 \times 2 \text{ do tipo } \begin{bmatrix} B_{ij} & G_{ij} \\ G_{ij} & -B_{ij} \end{bmatrix}.$$

Pode-se ainda escrever Y_D da seguinte forma, trocando o sinal de ΔI_R ,

$$Y_D = \begin{bmatrix} B_{ij} & G_{ij} \\ -G_{ij} & B_{ij} \end{bmatrix}.$$

Este procedimento resulta em:

$$\Delta I = Y \Delta V \quad (2.4)$$

onde

$$\Delta I = [\Delta I_{I1} \quad -\Delta I_{R1} \quad \dots \quad \Delta I_{INB} \quad -\Delta I_{RNB}]^T$$

Será adotado neste trabalho a formulação apresentada pela Equação (2.4), onde os termos diagonais de cada bloco correspondem às partes imaginárias de Y_{ij} ; e os termos fora da diagonal correspondem às partes real para a primeira linha e real com sinal oposto para a segunda linha.

2.3 A Máquina Síncrona

As equações das máquinas síncronas são expressas em termos dos seus sistemas de referência de eixos d - q . Estas equações podem ser transformadas para o sistema de referência da rede (eixos *Real-Imaginário*) de acordo com o deslocamento angular δ (ângulo de carregamento da máquina) entre os eixos dos rotores das máquinas e o sistema de referência da rede.

Será adotado o sistema de referência da Figura 2-1, que corresponde à transformação:

$$\begin{bmatrix} \xi_R \\ \xi_I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\text{sen}\delta & \text{cos}\delta \\ \text{cos}\delta & \text{sen}\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_d \\ \xi_q \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

e que apresenta a mesma matriz de transformação para o caso inverso [35]:

$$\begin{bmatrix} \xi_d \\ \xi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\text{sen}\delta & \text{cos}\delta \\ \text{cos}\delta & \text{sen}\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_R \\ \xi_I \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

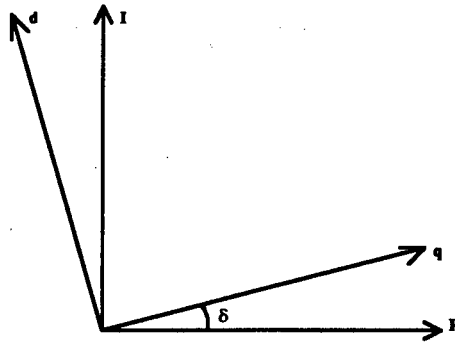


Figura 2-1 Sistema de eixos da rede ($R-I$) e das máquinas síncronas ($d-q$)

2.3.1 Representação da Máquina Síncrona

Apresenta-se a seguir as equações diferenciais não-lineares e algébricas que descrevem a máquina síncrona. A partir destas equações obtêm-se os modelos lineares que serão utilizados neste trabalho, conforme [11].

A equação de oscilação, representando essencialmente a dinâmica da parte mecânica da máquina, é [35]

$$2H\dot{\omega} = P_{mec} - P_{el} - D\omega \quad (2.7)$$

$$\dot{\delta} = \omega_0\omega \quad (2.8)$$

sendo

H a constante de inércia em (MW×seg / MVA);

δ ângulo em radianos;

ω velocidade em (pu);

D constante de amortecimento em (MW×seg / MVA×radianos);

P_{mec} potência mecânica em p.u.;

P_{el} potência elétrica terminal em p.u.;

ω_0 constante de valor 377 radianos / seg.

Linearizando as Equações(2.7) e (2.8) vem:

$$2H\Delta\dot{\omega} = \Delta P_{mec} - \Delta P_{el} - D\Delta\omega \quad (2.9)$$

$$\Delta\dot{\delta} = \omega_0\Delta\omega \quad (2.10)$$

As equações que descrevem o comportamento elétrico da máquina síncrona, consistindo de seis enrolamentos mutuamente acoplados (enrolamentos das fases a , b e c , enrolamento de campo e amortecedores), podem ser escritas como [35]:

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_F \\ \lambda_D \\ \lambda_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{aF} & L_{aD} & L_{aQ} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bF} & L_{bD} & L_{bQ} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cF} & L_{cD} & L_{cQ} \\ L_{Fa} & L_{Fb} & L_{Fc} & L_{FF} & L_{FD} & L_{FQ} \\ L_{Da} & L_{Db} & L_{Dc} & L_{DF} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{Qa} & L_{Qb} & L_{Qc} & L_{QF} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

onde:

- λ denota fluxo no enrolamento;
- L_{ij} representa indutância própria para $i = j$ e mútua para $i \neq j$;
- i denota corrente no enrolamento.

Utilizando a transformação de Park, que referencia as indutâncias do ponto de vista do estator para o ponto de vista do rotor, pode-se escrever [35]:

$$\begin{bmatrix} \lambda_0 \\ \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_F \\ \lambda_D \\ \lambda_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_d & 0 & kM_F & kM_D & 0 \\ 0 & 0 & L_q & 0 & 0 & kM_Q \\ 0 & kM_F & 0 & L_F & M_R & 0 \\ 0 & kM_D & 0 & M_R & L_D & 0 \\ 0 & 0 & kM_Q & 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \\ i_F \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

onde:

$$L_0 = L_s - 2M_s \quad (\text{H})$$

$$L_d = L_s + M_s + (3/2)L_m \quad (\text{H})$$

$$L_q = L_s + M_s - (3/2)L_m \quad (\text{H})$$

L_s = componente contínua ("DC") da indutância (variável com o ângulo do rotor) do enrolamento da armadura;

L_m = valor de pico da indutância (variável com o ângulo do rotor) do enrolamento da armadura;

M_s = indutância mútua entre os enrolamentos da armadura;

L_F = indutância própria do enrolamento de campo;

L_D = indutância própria do enrolamento amortecedor de eixo direto;

L_Q = indutância própria do enrolamento amortecedor de eixo em quadratura;

M_F = valor de pico da indutância mútua variável entre os enrolamentos da armadura e o de campo;

M_D = valor de pico da indutância mútua variável entre os enrolamentos da armadura e o enrolamento amortecedor de eixo direto;

M_Q = valor de pico da indutância mútua variável entre os enrolamentos da armadura e o enrolamento amortecedor de eixo em quadratura;

M_R = indutância mútua entre enrolamento de campo e amortecedor de eixo direto;

k = constante de valor $\sqrt{3/2}$.

No sentido de obtermos um modelo simplificado, mais adequado ao nosso estudo no âmbito das oscilações eletromecânicas, efetuam-se as seguintes simplificações [35]:

- desprezam-se os efeitos dos enrolamentos amortecedores, isto é, considera-se $i_D = i_Q = 0$;
- desprezam-se as resistências do estator;
- considera-se velocidade constante;
- desprezam-se as saturações.

As equações simplificadas de (2.12) são então escritas como:

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_F \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & kM_F \\ 0 & L_q & 0 \\ kM_F & 0 & L_F \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_F \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

A partir da Eq.(2.13) é possível escrever [35]:

$$E'_{qi} = E_i + (x_{di} - x'_{di})I_{di} \quad (2.14)$$

onde

E'_{qi} força eletromotriz de eixo direto correspondente à tensão no enrolamento da armadura produzida pelo fluxo de campo;

- x_{di} é reatância síncrona de eixo direto não saturada;
- x'_{di} é reatância transitória de eixo direto não saturada;
- I_{di} é a corrente eficaz de eixo direto;
- E_i tensão proporcional à corrente de campo.

Esta equação representa o modelo da parte elétrica da máquina utilizado neste trabalho, que é conhecido na literatura como modelo transitório de eixo direto.

Linearizando a Eq.(2.14) e re-escrevendo as Eqs.(2.9) e (2.10) temos, para a máquina i :

$$2H_i \Delta \dot{\omega}_i = \Delta P_{mec_i} - \Delta P_{el_i} - D_i \Delta \omega_i \quad (2.15)$$

$$\Delta \dot{\delta}_i = \omega_0 \Delta \omega_i \quad (2.16)$$

$$\Delta E'_{qi} = -\frac{1}{T'_{d0i}} \Delta E'_{qi} + \frac{x_{di} - x'_{di}}{T'_{d0i}} \Delta I_{di} + \frac{1}{T'_{d0i}} \Delta E_{fdi} \quad (2.17)$$

Em alguns sistemas, a existência de uma máquina ou área com inércia elevada e baixa reatância transitória, permite que as outras máquinas do sistema sejam representadas contra uma barra infinita, como preconizado pelo modelo de Heffron & Phillips generalizado [6]. Neste caso a barra infinita substitui a máquina ou área com inércia elevada. Quando não existe uma máquina com inércia dominante, a simplificação mencionada não é válida e, por essa razão, é necessária uma modelagem mais elaborada da máquina de referência [13]. Uma das máquinas nestas condições (a de maior inércia) é tomada como referência angular. Considerar-se-á a máquina l como tal. Desta forma, e incluindo a variáveis algébricas ΔV_R , ΔV_L , ΔI_d e ΔI_q , tem-se as seguintes equações para a máquina i .

$$\Delta\dot{\omega}_i = -\frac{D_i}{2H_i} - \frac{I_{qi}^0}{2H_i} \Delta E'_{qi} + \frac{x_{qi} - x'_{di}}{2H_i} I_{qi}^0 \Delta I_{di} - \frac{E'_{qi} - (x_{qi} - x'_{di}) I_{di}^0}{2H_i} \quad (2.18)$$

$$\Delta\dot{\delta}_{il} = \omega_0 (\Delta\omega_i - \Delta\omega_l) \quad ; \quad i \neq l \quad (2.19)$$

$$\Delta E'_{qi} = -\frac{1}{T'_{d0i}} \Delta E'_{qi} + \frac{x_{di} - x'_{di}}{T'_{d0i}} \Delta I_{di} + \frac{1}{T'_{d0i}} \Delta E_{fdi} \quad (2.20)$$

Estas equações, (2.18; 2.19 e 2.20), representam então o modelo linear da máquina síncrona utilizado neste trabalho.

2.3.2 Sistema de Excitação

Na Figura 2-2, abaixo, é mostrado o diagrama de blocos que representa o modelo utilizado para as excitatrizes das máquinas síncronas.

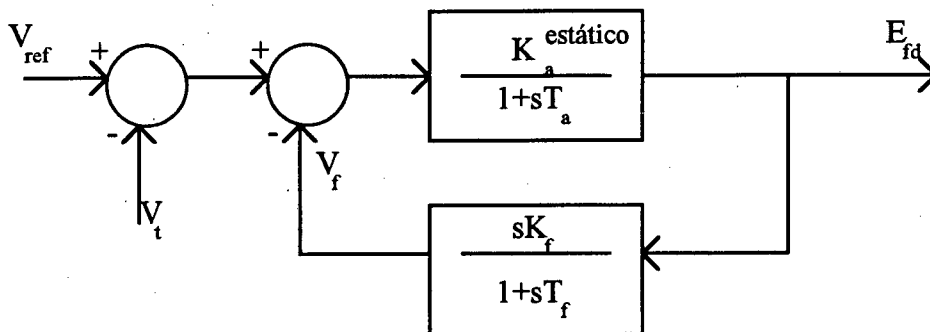


Figura 2-2 Sistema de excitação das máquinas síncronas.

onde

K_a é o ganho estático do regulador de tensão;

T_a é a constante de tempo do regulador de tensão;

K_f é o ganho do bloco derivador;

T_f é a constante de tempo do bloco derivador.

Este tipo de esquema representa os sistemas de excitação alimentados através de um transformador conectado aos terminais do gerador e cuja tensão de saída é regulada por retificadores controlados. A máxima tensão de excitação obtida através deste sistema está diretamente relacionada à tensão terminal do gerador. Note, na Figura 2-2, a presença de um bloco que realimenta a derivada da tensão de saída (E_{fd}). Este bloco corresponde a um compensador cuja principal função é a de favorecer a estabilidade da malha de controle de excitação. Neste trabalho a representação deste bloco será omitida, embora seus efeitos sejam levados em conta através de uma redução do ganho $K_a^{estático}$ a um valor equivalente, $K_a^{transitório}$. Isto é possível devido ao comportamento, observado via Diagramas de Bode, da excitatriz nas frequências de interesse. No que segue, será omitido o termo *transitório*, inferindo-se então que K_a representa o valor de ganho equivalente da malha. Isto contribui para simplificação da análise e projeto de um modo geral, além de reduzir as dimensões das matrizes envolvidas, conforme será visto adiante. Com isto, podemos escrever:

$$\dot{E}_{fd} = -\frac{1}{T_a} E_{fd} + \frac{K_a}{T_a} (V_{ref} - V_t) \quad (2.21)$$

cuja forma linearizada é

$$\Delta \dot{E}_{fd} = -\frac{1}{T_a} \Delta E_{fd} + \frac{K_a}{T_a} (\Delta V_{ref} - \Delta V_t) \quad (2.22)$$

onde

ΔV_{ref} é a tensão de referência incremental do regulador de tensão da máquina;

ΔV_t é a tensão terminal incremental do gerador.

2.4 Representação dos Controladores

Estabilizadores de Sistemas de Potência (ESPs) são controladores que realimentam determinados sinais ou suas combinações à entrada de tensão de referência do regulador de tensão. A estrutura aqui adotada é a tradicional, de acordo com a que é utilizada pelas indústrias do setor elétrico. Constitue-se, conforme mostrado na Figura 2-3, de um ganho, um eliminador de componente contínua (bloco "washout"), estágios de avanço-atraso de fase e um filtro [1]. O objetivo deste filtro é eliminar o efeito do sinal estabilizador em faixas de frequências específicas, mais elevadas que as dos modos eletromecânicos, para evitar problemas de interação com modos torcionais do eixo [1].

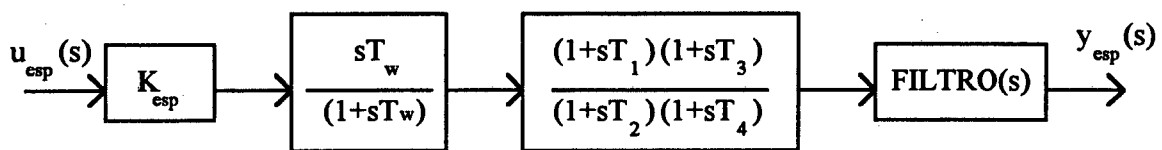


Figura 2-3 Diagrama de blocos de um ESP clássico.

onde

K_{esp} é o ganho do controlador;

T_w é a constante de tempo do eliminador de componente contínua;

T_1 e T_3 são os zeros do bloco de avanço-atraso de segunda ordem;

T_2 e T_4 são os polos do bloco de avanço-atraso de segunda ordem;

Filtro(s) representa um filtro, normalmente de segunda ordem.

A determinação dos parâmetros de alguns dos componentes está fortemente relacionada a estudos de campo que são realizados pelas concessionárias de energia elétrica. Este é o caso dos filtros e dos eliminadores de componentes contínuas (bloco "washout"). Os parâmetros destes elementos podem ser ajustados com a máquina em operação, possibilitando, de certa maneira, um ajuste específico das características dinâmicas do ESP implantado. Tal ajuste obedece à alguns critérios relacionados a condições locais, como o tipo de turbina acionadora do gerador, situação topológica da máquina na rede, presença de ruídos locais, sinal a ser realimentado, etc.

Com isto é possível concentrar a atenção sobre a determinação do ganho e das necessidades de avanço-atraso de fase, cuja representação é mostrada na Figura 2-4.

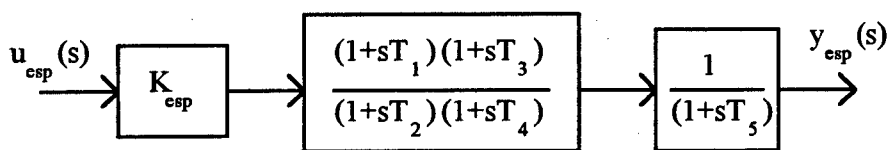


Figura 2-4 Diagrama de blocos do ESP simplificado.

onde

T_5 constante de tempo do filtro.

A inclusão do termo $\frac{1}{1+sT_5}$ tem a função de modelar um filtro passa-baixas, de forma rejeitar componentes indesejáveis de alta frequência, como por exemplo ruídos, além de tornar a representação do ESP mais próxima à do ESP utilizado pelas concessionárias de energia elétrica. Além disso, esta topologia para o filtro facilita o projeto, pois elimina a componente de transmissão direta na equação

de estados. Para efeitos de notação, a utilização do ESP refere-se, daqui em diante, à estrutura da Figura 2-4.

Uma generalização da estrutura inicial (clássica), proposta por Fleming [2] e utilizada em trabalhos posteriores [6], [8], [12], permite que as raízes do numerador da função de transferência do ESP sejam complexas. Tal estrutura não apresenta restrições práticas de implementação, permitindo que os ESPs obtidos possam ser mais eficazes [2], no sentido de que os zeros não estão restritos a valores reais.

Admitindo então que T_1 e T_3 possam ser complexos, podemos escrever a função de transferência correspondente ao diagrama de blocos da Figura 2-4 como:

$$y_{esp}(s) = \frac{\beta_1 s^2 + \beta_2 s + \beta_3}{s^3 + \alpha_1 s^2 + \alpha_2 s + \alpha_3} u_{esp}(s) \quad (2.23)$$

Como mencionado anteriormente, $y_{esp}(s)$ é o sinal de saída do ESP que será aplicado, ou melhor, modulará a referência do regulador de tensão do gerador. Os sinais aplicados à entrada do controlador, representada por $u_{esp}(s)$, são derivados (fisicamente acessíveis) da velocidade do rotor, potência elétrica de saída, frequência de barra, etc. Cabe ressaltar que a determinação do sinal a ser utilizado está realacionado com aspectos locais de sua implantação, embora algumas diretrizes básicas para esta escolha estejam definidas [1]. Isto implica em que um sinal de frequência de barra possa ser mais adequado do que um sinal de velocidade, por exemplo. Neste trabalho, como será visto nos Capítulos III e IV, a utilização dos sinais de velocidade e potência elétrica tem por justificativa não aspectos locais, mas sim sua forte relação com os modos de oscilação eletromecânicos.

Uma combinação dos sinais acima citados pode também ser utilizada. A utilização de uma combinação de sinais de natureza diversa fornece ao controlador uma maior riqueza de informação, em relação ao espectro de frequência, possibilitando maior versatilidade no projeto e ajuste dos parâmetros dos ESPs, aplicando-se a controladores mais complexos [6], [36].

Os polinômios do numerador e do denominador da Eq. (2.23) podem assumir uma forma compatível com a realização em *forma canônica observável* [20]. Assim, relacionando os coeficientes dos polinômios do numerador e denominador da FT da Eq.(2.23) com os parâmetros da diagrama de blocos da Figura 2-4, temos:

$$\beta_1 = \frac{K_{esp} T_1 T_3}{T_2 T_4 T_5}, \beta_2 = \frac{K_{esp} (T_1 + T_3)}{T_2 T_4 T_5}, \beta_3 = \frac{K_{esp}}{T_2 T_4 T_5};$$

$$\alpha_1 = \left(\frac{1}{T_2} + \frac{1}{T_4} + \frac{1}{T_5} \right), \alpha_2 = \left(\frac{1}{T_2 T_4} + \frac{1}{T_4 T_5} + \frac{1}{T_2 T_5} \right), \alpha_3 = \left(\frac{1}{T_2 T_4 T_5} \right).$$

Uma representação de estados em forma de equação dinâmica para a função de transferência do ESP, a partir da Equação (2.23), é dada por:

$$x_c(t) = A_c x_c(t) + \hat{B}_c u(t) \quad (2.24-a)$$

$$y_c(t) = C_c x_c(t) \quad (2.24-b)$$

onde

$x_c = [x_1 \ x_2 \ x_3]$ com x_1 , x_2 e x_3 definidas como variáveis de estado do compensador;

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\alpha_3 \\ 1 & 0 & -\alpha_2 \\ 0 & 1 & -\alpha_1 \end{bmatrix}, \hat{B}_c = \begin{bmatrix} \beta_3 \\ \beta_2 \\ \beta_1 \end{bmatrix}, C_c = [0 \ 0 \ 1].$$

A Equação (2.24) é a realização na *forma canônica observável* da função de transferência da Equação (2.23) e será útil quando da implementação do algoritmo de alocação da auto-estrutura por realimentação estática das saídas.

A Equação dinâmica (2.24) é de terceira ordem e representa um controlador. A inclusão de um ESP adicional, em paralelo com o ESP original, mas derivado de outro sinal, implica, a princípio, no aumento da dimensão das matrizes envolvidas. Entretanto, se as funções de transferência de ambos os sinais apresentarem os mesmos pólos, apenas a matriz \hat{B}_c aumenta de dimensão, permanecendo A_c e C_c com as mesmas dimensões, pois dependem apenas dos coeficientes do denominador. Cabe agora uma ressalva quanto à determinação de T_2 , T_4 e T_5 . Na verdade, estas constantes de tempo são fixadas pelo projetista *a priori*, de acordo com critérios de compensação de fase, como será visto no Capítulo IV. Considerando-se então que T_2 , T_4 e T_5 são especificadas *a priori*, a utilização de um controlador com dois sinais de entrada e um sinal de saída, que possui o mesmo polinômio do denominador, permite a fixação da estrutura deste controlador idêntica à da estrutura da Equação (2.24), apenas aumentando o número de entradas (e conseqüentemente a dimensão de \hat{B}_c), de modo que a realização deste controlador tem a forma [20]:

$$\dot{x}_c(t) = A_c x(t) + B_c u(t) \quad (2.25-a)$$

$$y_c(t) = C_c x(t) \quad (2.25-b)$$

onde

$$A_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\alpha_3 \\ 1 & 0 & -\alpha_2 \\ 0 & 1 & -\alpha_1 \end{bmatrix}, B_c = \begin{bmatrix} \beta_3^{esp1} & \beta_3^{esp2} \\ \beta_2^{esp1} & \beta_2^{esp2} \\ \beta_1^{esp1} & \beta_1^{esp2} \end{bmatrix}, C_c = [0 \ 0 \ 1] \quad (2.26)$$

onde

$$\beta_1^{esp1} = \frac{K_{esp1} T_1^{esp1} T_1^{esp1}}{T_2 T_4 T_5}, \beta_2^{esp1} = \frac{K_{esp1} (T_1^{esp1} + T_3^{esp1})}{T_2 T_4 T_5}, \beta_3^{esp1} = \frac{K_{esp1}}{T_2 T_4 T_5};$$

$$\beta_1^{esp2} = \frac{K_{esp2} T_1^{esp2} T_1^{esp2}}{T_2 T_4 T_5}, \beta_2^{esp2} = \frac{K_{esp2} (T_1^{esp2} + T_3^{esp2})}{T_2 T_4 T_5}, \beta_3^{esp2} = \frac{K_{esp2}}{T_2 T_4 T_5};$$

$$\alpha_1 = \left(\frac{1}{T_2} + \frac{1}{T_4} + \frac{1}{T_5} \right), \alpha_2 = \left(\frac{1}{T_2 T_4} + \frac{1}{T_4 T_5} + \frac{1}{T_2 T_5} \right), \alpha_3 = \left(\frac{1}{T_2 T_4 T_5} \right).$$

Uma representação em diagramas de blocos para este controlador é mostrada na Figura 2-5:

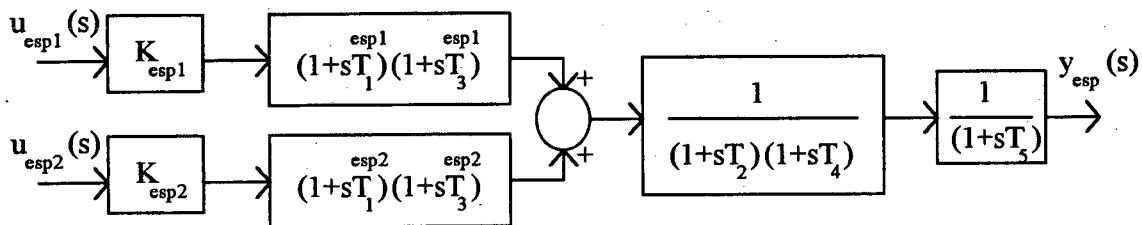


Figura 2-5 Diagrama de blocos para o controlador de duas entradas.

A Equação (2.25) representa o controlador para um gerador do sistema de potência. A representação conjunta dos controladores para um sistema multimáquinas é trivial, utilizando-se para isso uma forma bloco-diagonal para as

matrizes da realização, sendo os blocos correspondentes a cada ESP dados pela Equação (2.26)

2.5 Obtenção da Matriz Jacobiana Aumentada e Incorporação da Representação do Controlador à Representação do Sistema de Potência

Apresenta-se a seguir a representação por variáveis de estado do sistema de potência, obtida através da matriz Jacobiana aumentada. A incorporação das equações de estado para o controlador à representação do sistema de potência é descrita na seção 2.5.2.

2.5.1 Formação da Matriz Jacobiana

Combinando as equações algébricas da rede (Eq.(2.4)) e as equações diferenciais da máquina síncrona (Eqs.(2.18; 2.19,, e 2.20) e seu sistema de excitação (Eq.2.22), pode-se escrever o seguinte sistema matricial [13]:

$$\dot{x}(t) = J_1 x(t) + J_2 z(t) + Bu(t) \quad (2.27)$$

$$0 = J_3 x(t) + J_4 z(t) \quad (2.28)$$

ou

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_1 & J_2 \\ J_3 & J_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u = J \begin{bmatrix} x \\ z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (2.29)$$

onde

x é o vetor de variáveis de estado, definido como:

$$x = \begin{bmatrix} \Delta\omega_1 & \Delta\delta_1 & \Delta E'_{q1} & \Delta E_{fd1} & \cdots & \Delta\omega_{NG} & \Delta E'_{qNG} & \Delta E_{fdNG} \end{bmatrix}^T;$$

z é um vetor de variáveis algébricas, dado por:

$$z = \begin{bmatrix} \Delta V_{R1} & \Delta V_{I1} & \cdots & \Delta V_{RNB} & \Delta V_{INB} & \cdots & \Delta I_{d1} & \Delta I_{q1} & \cdots & \Delta I_{dNG} & \Delta I_{qNG} \end{bmatrix}^T;$$

u é o vetor de entradas do sistema, definido por:

$$u = \begin{bmatrix} V_{ref1} & V_{ref2} & \cdots & V_{refm} \end{bmatrix}^T;$$

Além disso;

J é a matriz Jacobiana do sistema;

J_1, J_2, J_3 e J_4 são submatrizes da matriz Jacobiana.

NG é o número de geradores;

NB é o número de barras;

m é o número de entradas.

Observe que eliminando-se as variáveis algébricas, obtém-se a matriz de estado do sistema. Logo pode-se escrever:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.30)$$

onde [19]

$$A = J_1 - J_2 J_4^{-1} J_3 \quad (2.31)$$

Este processo de redução à matriz de estado pode ser realizado facilmente através de rotinas de multiplicação e inversão de matrizes, embora seja mais eficiente a utilização do processo por eliminação de Gauss [17].

2.5.2 Incorporação da Representação do Controlador À Representação do Sistema de Potência

Se o ESP for modelado de acordo com a Figura 2-5, Eq.(2.25), e supondo-se que o sistema descrito pelas Equações (2.27) e (2.28) tenha a saída dada por:

$$y(t) = Cx(t)$$

pode-se combinar estas equações para formar um sistema aumentado que incorpora também as equações do estabilizador. Desta forma, com as equações do ESP, Equações (2.25), e, supondo uma estratégia de controle via realimentação dinâmica das saídas, isto é:

$$\begin{aligned} u_c(t) &= y(t) \\ y_c(t) &= u(t) \end{aligned}$$

podemos então representar o sistema aumentado por:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + BC_c x_c(t) \\ \dot{x}_c(t) = A_c x_c(t) + B_c Cx(t) \end{cases} \quad (2.32.a)$$

Definindo-se o vetor de estados aumentado como:

$$x_a \stackrel{\Delta}{=} \begin{bmatrix} x & x_c \end{bmatrix}^T \quad (2.32.b)$$

podemos escrever

$$\dot{x}_a(t) = A_{MF}x_a(t) \quad (2.33)$$

onde A_{MF} é a matriz de estados em malha fechada, dada por

$$A_{MF} = \begin{bmatrix} A & BC_c \\ B_c C & A_c \end{bmatrix}$$

As matrizes A , B e C são conhecidas, pois representam o sistema em malha aberta. Note que, a obtenção do modelo em forma canônica observável e a pré-especificação de T_2 , T_4 e T_5 , conforme descrito na seção 2.4, torna a matriz A_C conhecida, assim como C_C . Separando-se as partes conhecidas das desconhecidas de A_{MF} , obtem-se:

$$\dot{x}_a = \left\{ \begin{bmatrix} A & BC_c \\ 0 & A_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \right\} x_a$$

ou

$$\dot{x}_a = (A_a + B_a K C_a) x_a \quad (2.34)$$

onde

$$A_a \triangleq \begin{bmatrix} A & BC_c \\ [0] & A_c \end{bmatrix} \quad (2.35.a)$$

$$B_a \triangleq \begin{bmatrix} [0] \\ I \end{bmatrix} \quad (2.35.b)$$

$$C_a = [C \quad 0] \quad (2.35.c)$$

$$K = [B_c] \quad (2.35.d)$$

A Equação (2.34), representa o sistema em malha fechada (sistema de potência e controladores) e será utilizada na formulação do algoritmo para posicionamento da auto-estrutura via realimentação estática das saídas, conforme será visto no Capítulo III. Sua forma particionada é especialmente útil na compatibilização da técnica de realimentação estática das saídas com os parâmetros do compensador dinâmico (que são os efetivamente utilizados pelas empresas do setor de energia elétrica), conforme será visto no Capítulo IV.

2.6 Conclusão

Neste capítulo foram definidos o modelo para os sistemas elétricos de potência e o modelo dos controladores. O modelo do sistema de potência utiliza, em sua formulação, a matriz Jacobiana aumentada, o que permite a representação dos componentes de um sistema de potência no grau de detalhamento desejado. O modelo dos controladores utilizados é compatível com os normalmente utilizados pelas empresas de energia elétrica. A sua realização em *forma canônica observável* e incorporação à representação do sistema potência visa proporcionar

um modelo adequado quando de seu tratamento pelo algoritmo de alocação da auto-estrutura (Capítulo III), além de permitir a tradução de parâmetros do controlador estático em parâmetros do controlador dinâmico (Capítulo IV).

Capítulo III

Projeto de Controladores Via Alocação da Auto-estrutura

3.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados resultados da teoria de controle para sistemas lineares aplicáveis à solução do problema de alocação da auto-estrutura. A partir das condições derivadas por Srinathkumar [14], caracterizando os sistemas passíveis de re-alocação da auto-estrutura e estabelecendo limites em relação ao número de autovalores e autovetores especificáveis, Andry, Shapiro & Chung [15] desenvolveram um algoritmo para explorar estas propriedades. Tal algoritmo tem por objetivo a obtenção de uma matriz de realimentação estática K , que, para o sistema em malha fechada, posiciona autovalores e autovetores em posições pré-especificadas. Para permitir a inclusão de restrições estruturais, prevendo descentralização do controle, é possível a inclusão de elementos nulos na matriz K , os quais correspondem às conexões indesejáveis, como será visto nas seções que seguem.

3.2 Teoria Básica

3.2.1 Resposta Transitória Livre de Sistemas Lineares

Os conceitos apresentados nesta seção, apesar de geralmente bem conhecidos, formam a base para o entendimento do que há por vir. Será destacada a importância dos autovalores e autovetores no comportamento do sistema linear, ou seja, sua resposta livre.

A representação de um sistema linear autônomo e invariante no tempo, por n equações lineares diferenciais de primeira ordem pode ser dada por:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) \quad (3.1)$$

onde A é uma matriz quadrada de ordem n . A solução deste conjunto de equações representa a resposta livre do sistema, e, dada uma condição inicial $x(0)$, a resposta livre é [20] :

$$x(t) = e^{At}x(0) \quad (3.2)$$

Uma expressão mais interessante e adequada aos nossos propósitos é encontrada quando escrevemos a solução da Equação (3.1) em função de seus autovalores e autovetores. Autovalores e autovetores são definidos por [20]

$$Av_i = \lambda_i v_i \quad (3.3)$$

onde

λ_i é o i -ésimo autovalor de A , $i=1,2,\dots,n$

v_i é um autovetor associado a λ_i , de dimensão $n \times 1$.

A resposta no tempo, em termos dos autovalores e autovetores, pode ser escrita como [20]:

$$x(t) = \sum_{i=1}^n \alpha_i e^{\lambda_i t} v_i \quad (3.4)$$

onde

$\alpha = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \dots \quad \alpha_n] = [v_1, v_2, \dots, v_n]^{-1} x(0) = W^T x(0)$ e as colunas da matriz W são os *autovetores* à esquerda de A

A equação acima, de grande importância no nosso estudo, mostra características importantes da resposta livre do sistema. Ela depende fundamentalmente de três quantidades:

- autovalores ($\lambda_{i's}$): determinam a razão de subida ou descida da resposta (amortecimento);
- autovetores ($v_{i's}$): determinam a forma geral da resposta livre, distribuindo a influência dos autovalores entre as componentes de $x(t)$;
- $\alpha_{i's}$ distribuem as influências das condições iniciais para cada termo do somatório, correspondente a um autovalor.

Nota-se então que, alterando autovalores e autovetores, pode-se alterar a resposta livre do sistema, de acordo com objetivos específicos. Em sistemas de potência, estamos freqüentemente interessados em melhorar o amortecimento dos modos eletromecânicos, notadamente dominantes. Além disso, a adequada especificação de autovetores permite o ajuste dos parâmetros dos estabilizadores

(compatíveis aos dos ESPs utilizados pelas indústrias do ~~setor elétrico~~ e/ou
desacoplar modos associados a determinadas máquinas.

3.2.2 Teorema Básico

Considere um sistema descrito por sua equação dinâmica:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (3.5-a)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (3.5-b)$$

onde

$x(t)$ é um vetor coluna de dimensão n , representando variáveis de estado do sistema;

$u(t)$ é um vetor coluna de dimensão m , representando variáveis de entrada do sistema;

$y(t)$ é um vetor coluna de dimensão r , representando saídas do sistema;

A , B e C são matrizes de estado, entrada e saída, respectivamente.

Para fornecer a base teórica do método de alocação da auto-estrutura, é aqui enunciado o seguinte teorema, cuja demonstração é encontrada em [14]:

" Dado um sistema *controlável* e *observável*, descrito por sua equação dinâmica e com matrizes de entrada e de saída com posto completo, então $\max(m, r)$ autovalores em malha fechada podem ser posicionados e $\max(m, r)$ autovetores, ou vetores recíprocos (por dualidade) podem ser parcialmente alocados

com $\min(m, r)$ elementos em cada vetor arbitrariamente especificados, usando realimentação estática das saídas."

Neste trabalho, em particular, as condições de observabilidade e controlabilidade não são tão restritas como estabelecido no teorema. A observabilidade e a controlabilidade referem-se apenas aos autovalores que se deseja re-alocar, podendo os demais autovalores serem não-controláveis e não-observáveis.

A possibilidade de especificação de $\max(m, r)$ autovalores e autovetores e $\min(m, r)$ elementos de autovetores refere-se à possibilidade de se representar o sistema pela sua forma dual [23]. Assim, dado o sistema (A, B, C) , como na Equação (3.5), é possível especificar r (número de saídas) autovalores e autovetores com m (número de entradas) elementos de autovetores especificáveis. Se representamos o sistema pela sua forma dual (A^T, C^T, B^T) , onde T denota matriz transposta, podemos então especificar m autovalores e autovetores com r elementos de autovetores especificáveis. Note que as possibilidades de especificação são determinadas pelo número de entradas e pelo número de saídas do sistema, embora haja alguma flexibilidade fornecida pela representação dual do sistema.

A representação do sistema de potência, como visto no Capítulo II, não será feita pela forma dual. Assim, o número de saídas estabelece a quantidade de autovalores (e autovetores correspondentes) que podemos posicionar. A quantidade de entradas limita o número de elementos de autovetores especificáveis. Veremos adiante que a representação do controlador pela sua forma canônica observável, além de facilitar a conversão entre representação estática e dinâmica, permite obter um maior número de entradas do sistema aumentado e assim especificar um maior número de elementos de autovetores.

Vale ressaltar que nada é afirmado em relação aos autovalores e autovetores não-especificados. Estes podem ser deslocados de suas posições

originais (em malha aberta) para outras (em malha fechada), sem haja controle deste reposicionamento.

3.3 Alocação da Auto-estrutura

Dado um sistema representado por n variáveis de estado compondo o vetor $x(t)$, com m entradas representadas pelo vetor $u(t)$ e r saídas dadas por $y(t)$, como na Equação (3.5), é possível, através de uma matriz de ganhos com dimensão apropriada, realimentar as saídas às entradas do sistema. A este processo chamamos de realimentação estática das saídas. A lei de controle então utilizada é do tipo $u(t)=Ky(t)$. Então, utilizando esta lei de controle:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B(Ky(t)) \quad (3.6)$$

ou

$$\dot{x}(t) = (A + BKC)x(t) \quad (3.7)$$

Onde $(A+BKC)$ representa a matriz de estados do sistema em malha fechada.

3.3.1 Realimentação Descentralizada das Saídas

Em alguns sistemas, torna-se impraticável, pelo alto custo, medir e realimentar todos os sinais de saída a todas as entradas do sistema. Para viabilizar o controle destes sistemas, devemos prover às entradas locais apenas a realimentação das saídas locais. Este tipo de estratégia de controle é chamada

controle descentralizado. Nesta seção, veremos como definir o problema, e, no cálculo da matriz de realimentação, veremos como solucioná-lo (seção 3.3.3.1).

Conforme [15], podemos definir o problema de alocação da auto-estrutura, prevendo realimentação descentralizada como segue:

"Dado um conjunto de escalares e seus conjugados (caso haja elementos complexos) $\{\lambda_i^d\}, i=1, \dots, r$ e um correspondente conjunto de vetores $\{v_i^d\}, i=1, \dots, r$, encontre, se possível, uma matriz $K(m \times r)$ que tenha alguns de seus elementos fixados como zero, tal que r autovalores de $(A+BKC)$ sejam próximos àqueles do conjunto $\{\lambda_i^d\}$ com correspondentes autovetores $\{v_i^d\}$."

Os conjuntos $\{\lambda_i^d\}$ e $\{v_i^d\}$ correspondem aos autovalores e autovetores desejados em malha fechada. A matriz de realimentação estática K , neste trabalho que trata de sistemas de potência, terá alguns de seus elementos fixados com valor zero. Isto reflete fisicamente as possibilidades de realimentação de sinais de saídas às entradas, o que permite adotar uma estratégia de controle descentralizado. Note também que, adotando uma estratégia de controle descentralizada, os autovalores e autovetores obtidos em malha fechada não serão exatamente os desejados, precisamente pelo fato de alguns dos elementos de K serem fixados como zero. No Capítulo V, de resultados, veremos que este deslocamento, entre a auto-estrutura desejada e a efetivamente obtida, é em geral pequeno, não comprometendo a utilização do método. Cabe dizer que em sistemas em existam modos inter-área presentes, este deslocamento pode ser mais significativo, principalmente nos autovetores. Neste caso então, deve-se tratar destes modos interárea, de modo a minimizar sua influência.

3.3.2 Propriedades de Alocação de Autovetores

Segundo o teorema já enunciado [14], a especificação de um autovetor limita-se à especificação de apenas m de seus elementos. Então, dado que, em geral, a alocação precisa e completa de todos n elementos especificados de um autovetor não é possível, veremos, nesta seção como tratar desta questão.

3.3.2.1 Especificação Completa de um Autovetor

Considere o sistema em malha fechada, como na Equação (3.7):

$$\dot{x}(t) = (A + BKC)x(t)$$

Considere ainda $\{\lambda_i\}, i = 1, \dots, r$ como autovalores desejados em malha fechada. Pela Equação (3.3), para cada autovalor λ_i^d há um autovetor v_i^d correspondente. Então, para um par autovalor/autovetor (conforme a própria definição de autovalores e autovetores), em malha fechada:

$$(A + BKC)v_i^d = \lambda_i^d v_i^d \quad (3.8)$$

A Equação (3.8) pode ser re-escrita como:

$$v_i^d = (\lambda_i^d I - A)^{-1} BKC v_i^d \quad (3.9)$$

onde I representa a matriz identidade. Na equação acima é suposto que nenhum autovalor desejado é igual a um dos autovalores em malha aberta, de forma que $(\lambda_i^d I - A)^{-1}$ existe.

Definindo

$$m_i = KCv_i^d, \quad (3.10)$$

a Equação (3.9) pode ser re-escrita como:

$$v_i^d = (\lambda_i^d I - A)^{-1} B m_i \quad (3.11)$$

Esta equação é de grande importância. Ela demonstra que o autovetor v_i deve pertencer ao subespaço gerado pelas colunas de $(\lambda_i^d I - A)^{-1} B$. Este subespaço tem dimensão m , que é igual ao posto de B . A orientação deste subespaço é dado pelos parâmetros do sistema em malha aberta, descrito pelas matrizes A e B . Assim, se especificarmos um autovetor v_i^d , que pertença ao subespaço gerado pelas colunas de $(\lambda_i^d I - A)^{-1} B$, ele será precisamente encontrado como autovetor em malha fechada.

3.3.2.2 Melhor Aproximação Para um Autovetor Desejado

Como sugerido na seção anterior, a alocação exata de todos os elementos especificados dos autovetores não é possível, dado que, em geral, ele não reside no subespaço gerado pelas colunas de $(\lambda_i^d I - A)^{-1} B$. Em vez disso, podemos encontrar a "melhor aproximação" para um dado autovetor especificado. Vamos denominar esta melhor aproximação para o autovetor como *autovetor posicionável*, v_i^p . Definindo L_i como:

$$L_i = (\lambda_i^d I - A)^{-1} B \quad (n \times m) \quad (3.12)$$

Um autovetor posicionável deve residir no subespaço formado pelas colunas de $(\lambda_i^d I - A)^{-1} B$. Então:

$$v_i^p = L_i z_i \quad (3.13)$$

onde z_i é o vetor das componentes posicionáveis, de dimensão m .

Uma interpretação geométrica para o problema de alocação dos autovetores pode ser vista na Figura 3-1, onde v_i^p é escolhido a partir de v_i^d pela minimização de um critério do tipo mínimos quadrados (onde v_i^p é a solução da Eq.3.13 no senso dos mínimos quadrados).

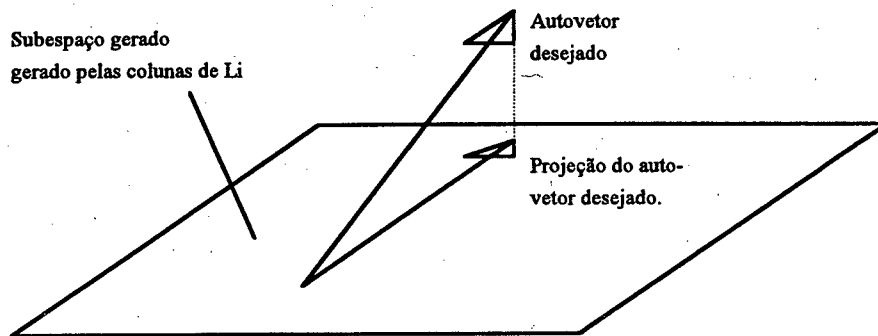


Figura 3-1 Representação geométrica da alocação de autovetores.

Para encontrar o valor de z_i correspondente à projeção de v_i^d no subespaço formado pelas colunas de L_i , escolhemos z_i o qual minimiza:

$$J = \|v_i^d - v_i^p\|^2 = \|v_i^d - L_i z_i\|^2 \quad (3.14)$$

A partir da condição necessária para os extremos de J :

$$\frac{dJ}{dz} = 2L_i^T (L_i z_i - v_i^d) = 0 \quad (3.15)$$

Chegamos à solução de mínimos quadrados para o problema:

$$z_i = (L_i^T L_i)^{-1} L_i^T v_i^d \quad (3.16)$$

A Equação (3.16) resulta, para o autovetor posicionável:

$$v_i^p = L_i (L_i^T L_i)^{-1} L_i^T v_i^d \quad (3.17)$$

Devido à possibilidade de um mal condicionamento da matriz $(L_i^T L_i)$, é aconselhável a utilização de métodos ortogonais [5] de decomposição em Valores Singulares [37]. A equação (3.17) fornece um autovetor que pertence ao subespaço gerado pelas colunas de L_i , e cujo desvio quadrático, em relação a um autovetor desejado, é mínimo (no sentido dos mínimos quadrados).

Do exposto, podemos tecer alguns comentários:

- se um autovetor desejável, v_i^d , estiver próximo à ortogonalidade em relação ao subespaço gerado pelas colunas de L_i , pouca esperança podemos ter de melhorar a dinâmica desejada pela especificação de v_i^d .
- o número de elementos especificáveis em um autovetor está relacionado ao número de entradas do sistema. Se necessitamos melhorar a alocabilidade de autovetores, é preciso aumentar o número de entradas efetivas do sistema.
- em algumas situações, como no caso da aplicação a sistemas de potência, não queremos especificar todos os elementos do autovetor, mas apenas alguns de seus elementos. Na próxima seção veremos como especificar parcialmente o autovetor.

3.3.2.3 Especificação Parcial do Autovetor

Em muitas situações práticas, como neste estudo aplicado a sistemas de potência, estamos interessados na especificação de apenas alguns elementos do autovetor. Para acomodarmos a especificação destes elementos no subespaço gerado pelas colunas de L_i , devemos considerar apenas as linhas de L_i correspondentes. Isto também faz com que os elementos não especificados permaneçam inalterados.

Dado o autovetor desejado v_i^d ,

$$v_i^d = [v_{i1} \quad x \quad v_{ij} \quad x \quad v_{in}]^T$$

onde

v_{ik} representa as componentes especificadas;

x representa as componentes não-especificadas.

Define-se agora, o operador re-ordenador, $\{ \}^{R_i}$ [38], como segue:

$$\{v_i^d\}^{R_i} = \begin{bmatrix} l_i \\ d_i \end{bmatrix}$$

onde

l_i é o vetor das componentes especificadas;

d_i é o vetor das componentes não-especificadas.

Re-ordenando também as linhas de $(\lambda_i^d I - A)^{-1} B$ conforme as componentes reordenadas de v_i^d , temos:

$$\{L_i\}^{R_i} = \{(\lambda_i^d I - A)^{-1} B\}^{R_i} = \begin{bmatrix} \tilde{L}_i \\ D_i \end{bmatrix}$$

E, procedendo de maneira semelhante à da seção anterior (Equações (3.14)-(3.17)), temos:

$$v_i^p = L_i (\tilde{L}_i^T \tilde{L}_i)^{-1} \tilde{L}_i^T l_i \quad (3.18)$$

Deve-se ressaltar que esta equação foi desenvolvida para o caso do número de elementos especificados ser maior do que m . No caso de sistemas sobre-determinados existem infinitas soluções. Note-se que a solução particular adotada, calculada através de técnicas via mínimos quadrados [37], é a que possui norma quadrática mínima dos desvios [5]. Caso queiramos especificar um número de elementos menor ou igual a m , a solução é dada por:

$$v_i^p = L_i \tilde{L}_i^{-1} l_i \quad (3.19)$$

As equações (3.18) e (3.19) permitem que sejam posicionados, no subespaço gerado pelas colunas de $(\lambda_i^d I - A)^{-1} B$, elementos desejados de um autovetor, sem alterar a alocação neste subespaço das outras componentes.

Note então que, dado um autovetor desejado v_i^d , ele é posicionado de acordo com o subespaço gerado pelas colunas de $(\lambda_i^d I - A)^{-1} B$, tornando-se então um *autovetor posicionável*, v_i^p . Isto significa que, após submetermos todos os autovalores e autovetores desejados ao algoritmo de

posicionamento da auto-estrutura, conforme será visto a seguir, eles farão parte do conjunto de autovalores e autovetores em malha fechada.

3.3.3 Algoritmo de Alocação da Auto-estrutura

O algoritmo para alocação da auto-estrutura, descrito nesta seção, consiste no cálculo da matriz de realimentação estática (de ganhos) K . Considerar-se-á o caso de estratégia de controle centralizado e descentralizado. No primeiro caso, a matriz K não possui elementos nulos e, no segundo, será possível definir elementos desta matriz de valor zero, representativos de conexões indesejáveis ou impraticáveis.

Supõe-se no que segue que o termo *autovetor* refere-se ao *autovetor posicionável*, ou seja, autovetores desejados foram projetados nos subespaços apropriados e autovetores posicionáveis em malha fechada foram obtidos.

Antes de iniciarmos propriamente a descrição do algoritmo, é desejável que a equação de estados do sistema seja transformada de modo que a matriz de entrada B assuma a forma:

$$B \rightarrow \begin{bmatrix} I_m \\ \dots \\ [0] \end{bmatrix} = \tilde{B}$$

A forma de \tilde{B} mostrada acima traz vantagens no tratamento do caso de estratégia de controle descentralizado, como será mostrado na seção seguinte.

No caso da aplicação a sistemas de potência abordada nesta dissertação, esta transformação é imediata, tendo em conta a forma da matriz B_G

dada pela Eq.(2.35.b). Assim uma simples permutação das variáveis de estado colocará a equação de estado na forma desejada.

Em casos mais gerais, entretanto, sempre é possível, sem perda de generalidade, obter a forma desejada para a matriz de entradas B a partir de uma transformação T , definida como:

$$T = [B \quad P] \quad (3.20)$$

onde P é uma matriz qualquer tal que o posto de T seja n . Utilizando T , definimos então uma transformação de similaridade [20] como:

$$x(t) = T\tilde{x}(t) \quad (3.21)$$

Desta forma, o sistema descrito pela Equação (3.5) é transformado para:

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \tilde{A}\tilde{x}(t) + \tilde{B}u(t) \quad (3.22-a)$$

$$y(t) = \tilde{C}\tilde{x}(t) \quad (3.22-b)$$

onde

$$\tilde{A} = T^{-1}AT$$

$$\tilde{B} = T^{-1}B = \begin{bmatrix} I_m \\ \dots \\ [0] \end{bmatrix}$$

$$\tilde{C} = CT$$

Sob esta transformação os autovalores do sistema original são os mesmos que os do novo sistema. Os autovetores dos dois sistemas são relacionados por [15] :

$$T^{-1}v_i = \bar{v}_i \quad (3.23)$$

Considerar-se-á, no que se segue, que todas as matrizes da Equação (3.5) foram transformadas da maneira acima exposta, de modo que a mesma tem agora a forma dada pela Equação (3.22), que apresenta a estrutura desejada de B . Também será suprimida, por conveniência de notação, a simbologia $(\bar{\cdot})$.

Aplicando-se uma lei de controle do tipo $u(t) = Ky(t)$, tal que as saídas do processo sejam realimentadas às entradas, podemos escrever:

$$\dot{x}(t) = (A + BKC)x(t)$$

Então para o par autovalor/autovetor em malha fechada, é válida a equação:

$$(A + BKC)v_i = \lambda_i v_i$$

Re-escrevendo a equação do autovalor/autovetor em malha fechada:

$$(\lambda_i I - A)v_i = BKC_i v_i \quad (3.24)$$

Particionemos esta última equação, levando em consideração a estrutura especial de B :

$$\begin{bmatrix} \lambda_i I_m - A_{11} & \vdots & -A_{12} \\ \dots & & \dots \\ -A_{21} & \vdots & \lambda_i I_{n-m} - A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_i \\ \dots \\ w_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_m \\ \dots \\ [0] \end{bmatrix} KC \begin{bmatrix} z_i \\ \dots \\ w_i \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

onde

$$v_i = \begin{bmatrix} z_i \\ \dots \\ w_i \end{bmatrix} ; \quad A = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$$

em que são usadas as partições de dimensões apropriadas . Tomando a primeira equação da forma particionada:

$$[\lambda_i I_m - A_{11} \quad \vdots \quad -A_{12}] \begin{bmatrix} z_i \\ \dots \\ w_i \end{bmatrix} = KC \begin{bmatrix} z_i \\ \dots \\ w_i \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

ou

$$(\lambda_i I_m - A_{11})z_i - A_{12}w_i = KCv_i \quad (3.27)$$

ou

$$\lambda_i I_m z_i - A_{11}z_i - A_{12}w_i = KCv_i \quad (3.28)$$

ou

$$\lambda_i z_i - A_1 v_i = KCv_i \quad (3.29)$$

onde

$$A_1 = [A_{11} \quad A_{12}]$$

Pode-se então re-escrever a Equação (3.29) como

$$(A_1 + KC)v_i = \lambda_i z_i \quad (3.30)$$

Esta última equação vale para cada autovalor/autovetor posicionável, isto é:

$$\begin{aligned}(A_1 + KC)v_1 &= \lambda_1 z_1 \\ (A_1 + KC)v_2 &= \lambda_2 z_2 \\ &\vdots \\ (A_1 + KC)v_r &= \lambda_r z_r\end{aligned}$$

Definindo agora

$$\begin{aligned}V &= [v_1 \quad v_2 \quad \dots \quad v_r] \\ Z &= [\lambda_1 z_1 \quad \lambda_2 z_2 \quad \dots \quad \lambda_r z_r]\end{aligned}$$

onde V possui dimensão $n \times r$ e Z $m \times r$, podemos então re-escrever a Equação (3.30) como:

$$(A_1 + KC)V = Z \tag{3.31}$$

E a matriz de realimentação estática K é calculada como:

$$K = (Z - A_1 V)(CV)^{-1} \tag{3.32}$$

Um algoritmo básico, descrevendo os passos mais importantes do procedimento desenvolvido por [15] é mostrado na Figura 3-2, a seguir.

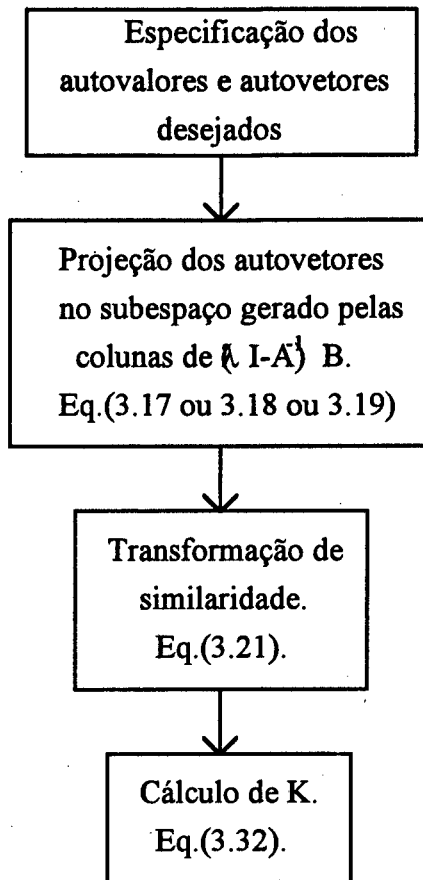


Figura 3-2 Algoritmo básico para cálculo de K .

Antes de avançarmos para o caso de estratégia de controle descentralizado, podemos efetuar alguns comentários acerca da equação (3.32):

- a matriz K existe se e somente se a inversa de CV existe. Isto também está relacionado ao fato de que a condição de observabilidade e controlabilidade refere-se apenas aos autovalores a serem re-allocados. Do ponto de vista físico, a singularidade (ou extremo mal-condicionamento) de CV está associada ao pouco ou nenhum impacto que as medições efetuadas (saídas do sistema) tem sobre os autovetores posicionáveis. Isto significa que devemos realimentar saídas que tenham relação com as variáveis de estado correspondentes aos elementos do autovetor que estamos especificando. Caso contrário, poderemos nos deparar com o extremo mal-condicionamento (e até a singularidade) de CV . É por esta razão

que escolhemos os sinais de velocidade dos rotores e potência elétrica (que tem relação com a aceleração angular dos rotores) como sinais de saída do sistema, como comentado (e não justificado) na seção 2.4.

- a matriz K calculada pela equação $K = (Z - AV)(CV)^{-1}$ posicionará precisamente r autovalores. Também serão posicionados r autovetores associados, tão próximos aos desejados quanto a solução via mínimos quadrados permitir. Espera-se que a dinâmica restante não seja muito modificada.
- se necessitarmos reposicionar um maior número de autovalores, devemos prover o sistema de um maior número de sensores (medidores). Em outras palavras, devemos aumentar o número de saídas.
- se um melhor posicionamento de autovetores (aumentar o número de componentes especificáveis) é requerido, ou, para que os autovetores desejados fiquem mais próximos dos posicionáveis, é necessário que um maior número de variáveis de controle (entradas) participem do processo de controle.

3.3.3.1 Imposição de Restrições à Matriz de Realimentação K

Nesta seção será mostrada a possibilidade de não realimentar todas as saídas à todas as entradas do sistema. Serão impostas restrições estruturais na matriz K , pelas quais alguns elementos serão fixados como zero. Isto reflete, na prática, a inibição de realimentação indesejáveis.

Dado que quaisquer posições da matriz K podem ser zeradas, pode-se efetuar estudos de desempenho do sistema, ou seja, pode-se comparar custos e comportamento dinâmico para diferentes níveis de complexidade dos controladores. Note também que, dada a eventual presença de facilidade de comunicação entre geradores de um mesmo sistema de potência, é possível preservar tais canais de realimentação. Isto implica em que a estrutura da matriz K

não é fixa, podendo-se adaptá-la a diferentes necessidades de realimentação. Alguns estudos que abordam este problema são encontradas em [39], [40], [41].

Para iniciar a descrição do método de imposição da estratégia de controle descentralizado, re-escreve-se a Equação (3.31):

$$(A_1 + KC)V = Z$$

Expandindo temos:

$$A_1V + KCV = Z \quad (3.33)$$

ou

$$KCV = Z - A_1V \quad (3.34)$$

Definindo :

$$\Omega = CV$$

$$\Psi = Z - A_1V$$

Podemos escrever [15]:

$$K_i = \Psi_i \Omega^{-1} \quad (3.35)$$

Para podermos considerar cada elemento de K_i , de forma que possamos escolher determinados elementos para fixá-los em zero, tomemos a i -ésima equação de $\Omega^T K_i^T = \Psi_i^T$. Expandindo temos:

$$\Omega^T \begin{bmatrix} k_{i1} \\ k_{i2} \\ k_{ij} \\ k_{ir} \end{bmatrix} = \Psi_i^T \quad (3.36)$$

Se queremos fixar o elemento K_{ij} igual a zero, então devemos eliminar K_{ij} de K_i , retirar também a j -ésima coluna de Ω^T e resolver o sistema reduzido:

$$\tilde{\Omega}^T \tilde{K}_i^T = \Psi_i^T \quad (3.37)$$

onde $\tilde{\Omega}^T$ é Ω^T após a eliminação da j -ésima coluna, e \tilde{K}_i^T é K_i^T após a eliminação do elemento K_{ij} . Nosso sistema agora é sobredeterminado, pois há mais equações do que incógnitas. Para solucioná-lo, utilizaremos uma pseudo-inversa [5] apropriada de Ω . Então:

$$\tilde{K}_i = \Psi_i \tilde{\Omega}^+ \quad (3.38)$$

onde $(\cdot)^+$ denota pseudo-inversa. Podemos eliminar um número maior de elementos de K_i , bastando repetir o processo acima descrito para cada elemento a extrair.

3.4 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as ferramentas disponíveis na teoria de sistemas lineares aplicáveis à solução do problema de alocação da auto-estrutura. Mostrou-se a importância dos autovalores e dos autovetores no

comportamento dinâmico do sistema e como este comportamento pode ser alterado mediante a re-alocação dos autovalores e autovetores. Definiu-se o subespaço de alocação da auto-estrutura especificada e sua implicação na especificação de autovetores. O método de especificação de autovetores permite que se especifique parcialmente um autovetor, alojando-o automaticamente no subespaço de alocação, utilizando técnicas de projeção envolvendo solução via mínimos quadrados.

No processo de alocação da auto-estrutura levou-se em consideração a descentralização do controle, o que permite a obtenção de controladores locais, que são adequados aos utilizados pelas empresas de energia elétrica.

De posse do modelo definido no Capítulo II e das ferramentas apresentadas neste capítulo, podemos agora aplicar o método a sistemas de potência, conforme será visto no Capítulo IV.

Capítulo IV

Aplicação de Métodos de Projeto Baseados na Alocação da Auto-Estrutura a Sistemas de Potência

4.1 Introdução

Neste capítulo será aplicada a teoria desenvolvida no Capítulo III a sistemas elétricos de potência, cuja representação é definida no Capítulo II.

A compatibilização dos modelos, dinâmico para os controladores e estático pela teoria desenvolvida no Capítulo III, é o objetivo da seção 4.2. Em seguida, na seção 4.3, é aplicado o algoritmo para alocação da auto-estrutura a sistemas de potência, descrevendo cada passo particularmente. Devido à possibilidade de re-alocação dos autovalores associados aos modos de oscilação eletromecânica, em conjunto com a de autovetores, é definida uma diretriz para especificação de autovalores e de autovetores que, como descrito na seção 4.4, visa a obtenção de parâmetros adequados aos dos ESP's utilizados em empresas do setor elétrico.

4.2 Formulação do Problema de Realimentação Estática das Saídas como um Problema de Realimentação Dinâmica

De acordo com a modelagem apresentada no Capítulo II, o sistema de potência e os controladores foram descritos por suas equações *dinâmicas*. No Capítulo III, formulou-se o problema de alocação da auto-estrutura como um problema de realimentação *estática* das saídas. É portanto necessário compatibilizar o método de solução proposto com a estrutura escolhida para o controlador. Para isto, re-escrevemos a equação (2.34), de estados para o sistema em malha fechada:

$$\dot{x}_a = (A_a + B_a K C_a) x_a \quad (4.1)$$

onde x_a é definido como na Equação (2.32.b) e A_a , B_a , K e C_a como na Eq.(2.35). A análise da Equação (4.1) revela que a mesma corresponde a aplicação de uma estratégia do tipo realimentação estática das saídas, com $u(t) = Ky(t)$, a um sistema fictício representado por $(A_a, B_a, C_a, [0])$, onde a matriz K , conforme Equação (4.1), é dada por

$$K = B_c \quad (4.2)$$

sendo B_c a matriz de entrada do controlador, definida na pela Equação (2.26). Em B_c estão contidos todos os parâmetros desconhecidos do ESP, isto é K_{esp} , T_1 e T_3 . Então, determinada a matriz K através do algoritmo de alocação da auto-estrutura, conforme o método descrito na seção 3.3.3, a equação acima e a definição de B_c , dada pela Equação (2.26) permitem o cálculo dos valores numéricos dos parâmetros desconhecidos dos controladores, conforme as equações abaixo:

$$K_{\text{espi}} = \frac{\beta_1^{\text{espi}} T_2 T_4 T_5}{T_1^{\text{espi}} T_3^{\text{espi}}} \quad (4.3)$$

e

$$T_1^{\text{espi}} = (T_3^{\text{espi}})^* = \frac{-\beta_2^{\text{espi}} + \sqrt{(\beta_2^{\text{espi}})^2 T_2^2 T_4^2 T_5^2 - 4\beta_3^{\text{espi}} T_2 T_4 T_5}}{2 K_{\text{espi}}^2} \quad (4.4)$$

onde

$(\cdot)^*$ denota complexo conjugado;

$i=1,2$, de modo a levar em consideração dois sinais estabilizadores (velocidade e potência elétrica), como definido na Equação (2.28), para cada controlador local.

Os parâmetros obtidos através das Equações (4.3) e (4.4) são compatíveis com a estrutura dinâmica do ESP, e foram obtidos a partir da matriz de realimentação estática K , do algoritmo de alocação da auto-estrutura.

4.3 Procedimento de Alocação da Auto-Estrutura Aplicado à Sistema de Potência

Descreve-se nesta seção os procedimentos utilizados para alocação da auto-estrutura, aplicados a sistemas de potência. Um fluxograma destes procedimentos é apresentado na Figura 4.1, com um maior detalhamento dado a seguir.

Passo 1 CÁLCULO DE AUTOVALORES EM MALHA ABERTA.

A partir do modelo do sistema de potência, de acordo com a teoria apresentada no Capítulo II e, com a matriz de estados calculada segundo Equação (2.31), é possível o cálculo de autovalores.

Passo 2 DETERMINAÇÃO DE AUTOVALORES POUCO OU NEGATIVAMENTE AMORTECIDOS.

Dado o conjunto de autovalores do sistema, selecionam-se os que possuem razão de amortecimento crítica (baixa ou negativa). Os autovalores selecionados devem estar associados a determinados modos de oscilação eletromecânica, o que é verificado através dos fatores de participação [13], [42]. Estes fatores de participação se utilizam de autovalores e de autovetores à direita e à esquerda para determinar a sensibilidade de um dado autovalor em relação aos estados. É importante enfatizar que os fatores de participação serão utilizados neste trabalho com o único objetivo de identificar se um modo que se verificou pouco amortecido é eletromecânico. A identificação da máquina mais apropriada para amortecer um dado modo eletromecânico é feita através do Método dos Resíduos, conforme será visto abaixo.

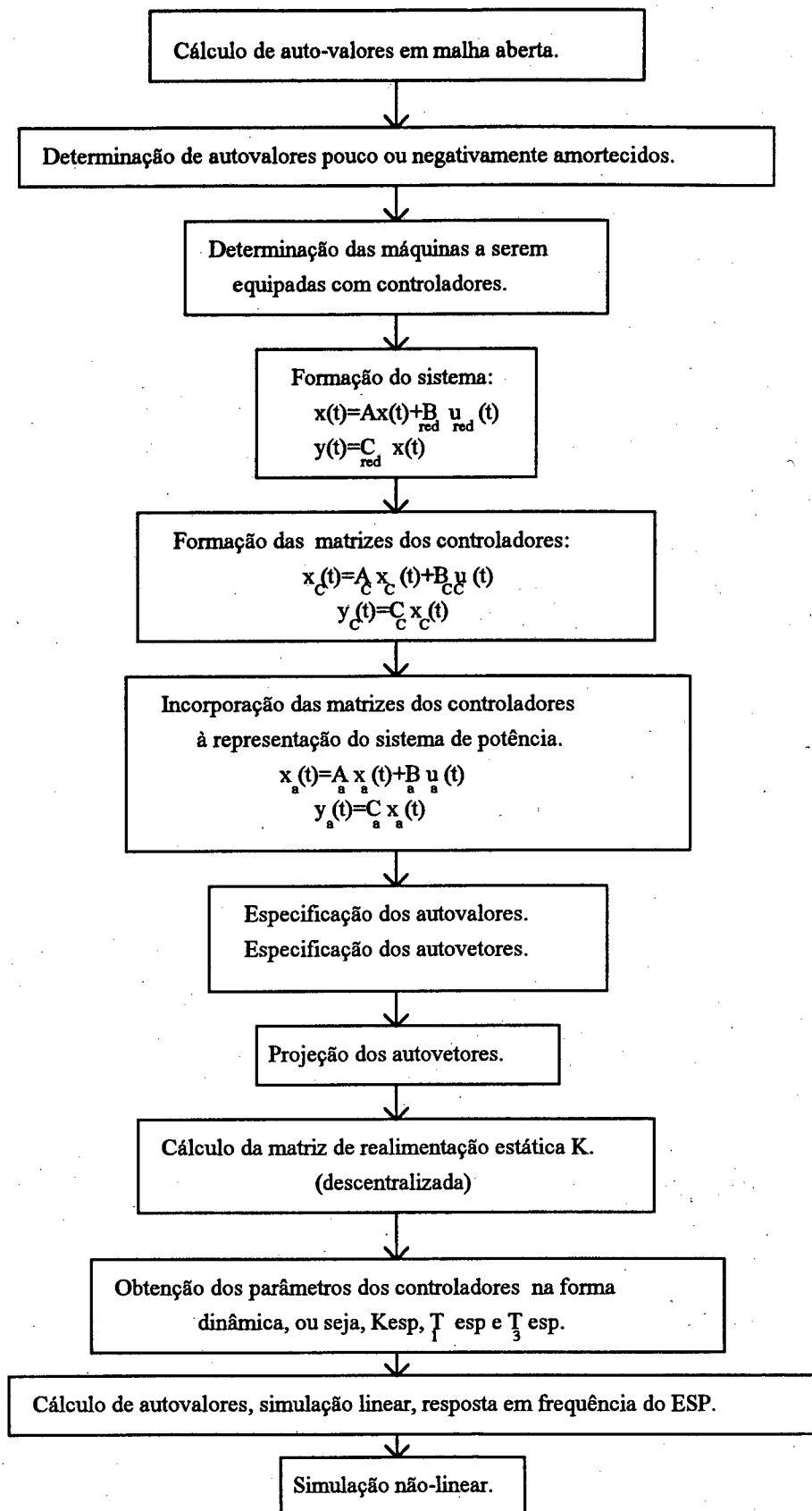


Fig 4-1 Procedimento para alocação da auto-estrutura.

Passo 3 DETERMINAÇÃO DAS MÁQUINAS A SEREM EQUIPADAS COM CONTROLADOR.

A cada autovalor selecionado necessita-se associar uma máquina, para que o número de saídas do sistema seja igual ao número de autovalores a posicionar, de acordo com a teoria apresentada no Capítulo III, seção 3.2.2. Esta máquina, que, a princípio, pode ser qualquer uma das máquinas do sistema, é selecionada utilizando-se o método dos Resíduos de Função de Transferência [13], [42], que permite a escolha da máquina mais eficaz no reposicionamento de determinado autovalor. Este método leva em consideração, além de autovalores e de autovetores à esquerda e à direita, o esforço de controle e a "observabilidade" do sinal de saída medido, de forma que é necessário ter-se à disposição as matrizes de entrada e de saída da representação em forma de equação dinâmica do sistema de potência. Estas matrizes são consideradas como disponíveis pelo algoritmo e foram criadas ao início do estudo do sistema para o qual se está alocando a auto-estrutura .

Passo 4 FORMAÇÃO DA EQUAÇÃO DINÂMICA PARA O SISTEMA DE POTÊNCIA.

O número mínimo de máquinas que participam do processo de re-alocação é determinado pelo número de autovalores a posicionar. De tais máquinas, definidas no passo anterior, são colhidos sinais de velocidade do rotor e de potência elétrica que são aplicados às entradas do controlador a ela destinado, cuja saída é aplicada à tensão de referência do regulador de tensão da máquina. Fica agora evidente que torna-se necessário representar apenas as entradas e saídas das máquinas envolvidas no processo de re-alimentação, embora a dinâmica do sistema completo seja inteiramente levada em conta pela matriz de estados A . Assim, a partir da equação de estados do sistema de potência (Equação (2.30)), pode-se obter uma

forma reduzida, que representa apenas as entradas e saídas das máquinas a serem equipadas com controlador:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + B_{red}u(t) \quad (4.5-a)$$

$$y(t) = C_{red}x(t) \quad (4.5-b)$$

onde:

$x(t)$ e A estão definidos para Equação (2.29);

$u(t)$ é um vetor das entradas das máquinas a serem equipadas com controlador;

$y(t)$ é um vetor das saídas das máquinas a serem equipadas com controlador;

B_{red} é a matriz de entrada para o sistema de potência, de dimensão $nes \times nc$;

C_{red} é a matriz de saídas para o sistema de potência, de dimensão $2nc \times nes$;

nc é o número de controladores a serem instalados;

nes é o número de estados do sistema de potência, conforme seção 2.5.1.

Passo 5 FORMAÇÃO DA EQUAÇÃO DINÂMICA PARA OS CONTROLADORES

Com o número de autovalores a reposicionar define-se o número de controladores a serem instalados. Estes controladores podem ser representados em conjunto, através de uma equação dinâmica adequada. Com cada controlador descrito como na Equação (2.25), pode-se escrever, para um conjunto de nc controladores,

$$\dot{x}_c(t) = A_c x_c(t) + B_c u_c(t) \quad (4.6a)$$

$$y_c(t) = C_c x_c(t) \quad (4.6b)$$

onde:

$x_c(t)$ representa os estados dos controladores a serem instalados;

$u_C(t)$ representa as entradas de cada um dos controladores;

$y_C(t)$ representa a saída de cada um dos controladores;

A_C é a matriz de estados dos controladores, $3nc \times 3nc$, com

$$A_C = \begin{bmatrix} A_c^1 & [0] & [0] \\ [0] & \ddots & [0] \\ [0] & [0] & A_c^{nc} \end{bmatrix}, \text{ onde } A_c^i, i=1, \dots, nc \text{ como definido na Equação (2.26);}$$

B_C é a matriz das entradas dos controladores, $3nc \times 2nc$, com

$$B_C = \begin{bmatrix} B_c^1 & [0] & [0] \\ [0] & \ddots & [0] \\ [0] & [0] & B_c^{nc} \end{bmatrix}, \text{ onde } B_c^i, i=1, \dots, nc \text{ como definido na Equação (2.26);}$$

C_C é a matriz das saídas dos controladores com

$$C_C = \begin{bmatrix} C_c^1 & [0] & [0] \\ [0] & \ddots & [0] \\ [0] & [0] & C_c^{nc} \end{bmatrix}, \text{ onde } C_c^i, i=1, \dots, nc \text{ como definido na Equação (2.26).}$$

Passo 6 INCORPORAÇÃO DA REPRESENTAÇÃO DOS CONTROLADORES À REPRESENTAÇÃO DO SISTEMA DE POTÊNCIA.

Estas duas representações, obtidas no passo 4 (sistema de potência) e no passo 5 (controladores) fornecem os elementos para a formação do sistema aumentado, conforme descrito na seção 2.5.2 e seção 4.2. Definindo-se então

$$x_a(t) = \begin{bmatrix} x(t)^T & x_c(t)^T \end{bmatrix}^T$$

pode-se escrever:

$$\dot{x}_a(t) = A_a x_a(t) + B_a u_a(t) \quad (4.7-a)$$

$$y_a(t) = C_a x_a(t) \quad (4.7-b)$$

onde:

$x_a(t)$ são variáveis de estado do sistema de potência mais as do controladores a serem instalados;

$u_a(t)$ são as entradas do sistema aumentado;

$y_a(t)$ são as saídas do sistema aumentado;

A_a é a matriz de estados do sistema aumentado, de dimensão $(nes+nec) \times (nes+nec)$, com:

$$A_a = \begin{bmatrix} A & B_{red} C_c \\ [0] & A_c \end{bmatrix}; \quad (4.7-c)$$

B_a é a matriz de entradas do sistema aumentado, de dimensão $(nes+nec) \times nc$, com:

$$B_a = \begin{bmatrix} [0] \\ I \end{bmatrix}; \quad (4.7-d)$$

C_a é a matriz de saídas do sistema aumentado, de dimensão $2nc \times (nes+nec)$, com:

$$C_a = [C_{red} \quad [0]]; \quad (4.7-e)$$

nec é o número de estados dos controladores ($3nc$).

Neste passo é importante notar o seguinte: devido à decomposição acima descrita, que separa as partes conhecidas das partes desconhecidas do sistema realimentado, temos, para cada máquina dotada de controlador:

- 2 saídas, necessárias para reposicionamento de cada autovalor e seu complexo conjugado, relacionado ao modo eletromecânico pouco ou negativamente amortecido;
- 3 entradas, relacionadas às variáveis de estado dos controladores. A figura 4-2 abaixo é elucidativa neste aspecto.

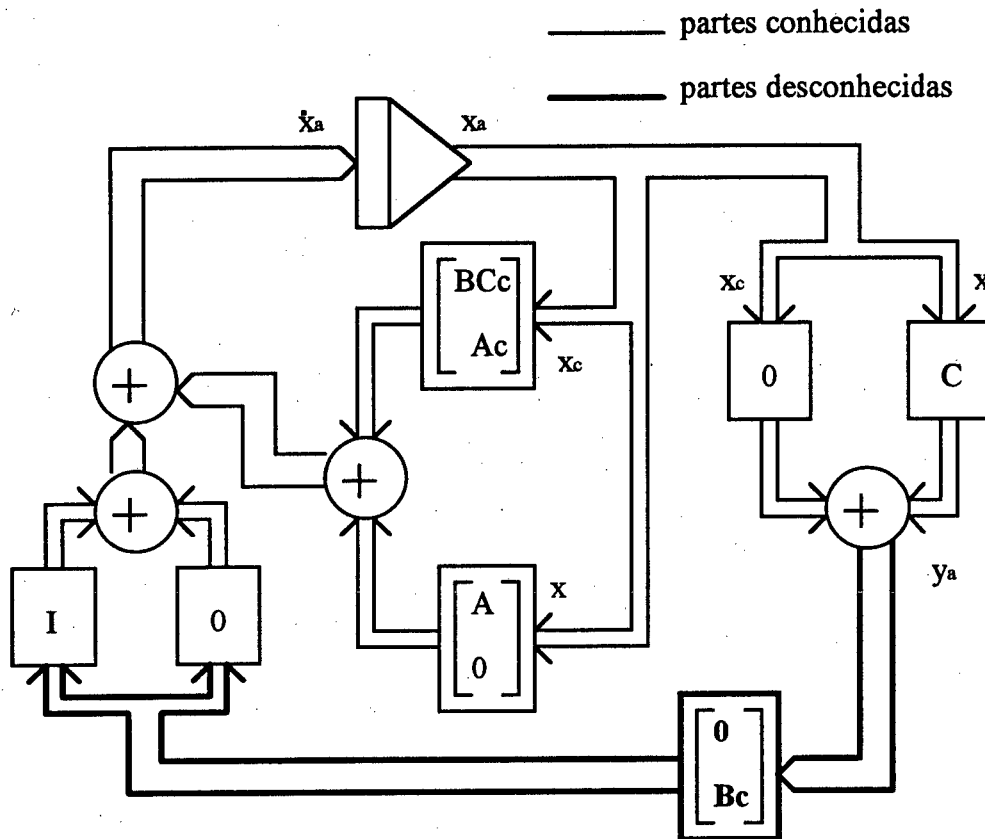


Figura 4-2 Representação dinâmica do sistema aumentado.

Passo 7 ESPECIFICAÇÃO DA AUTO-ESTRUTURA

Antes da aplicação do algoritmo de alocação da auto-estrutura é necessária a especificação de autovalores e de autovetores. Esta questão é de extremo interesse e será discutida com maior detalhamento na seção 4.5.

Passo 8 PROJEÇÃO DE AUTOVETORES

Após a especificação de autovalores e de autovetores, efetua-se a projeção de autovetores no subespaço gerado pelas colunas de $(\lambda I - A)^{-1}B$, conforme descrito na seção 3.3.2. Os autovetores projetados são agora melhor denominados por *autovetores posicionáveis* e serão, juntamente com os respectivos autovalores, submetidos ao algoritmo de alocação da auto-estrutura.

Passo 9 CÁLCULO DA MATRIZ DE REALIMENTAÇÃO ESTÁTICA K

O algoritmo para alocação da auto-estrutura fornece como resposta uma matriz estática K , que posiciona os autovalores e autovetores obtidos no passo anterior.

Devido ao fato de que algumas posições da matriz K estão fixadas como zero (com efeito de propiciar a descentralização do controle), há um desvio dos autovalores e autovetores efetivamente posicionados, em relação aos posicionáveis. Estes desvios são em geral pequenos, conforme poderá ser observado no Capítulo V, e não alteram significativamente a dinâmica do sistema em malha fechada.

Passo 10 OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DOS CONTROLADORES

A matriz K obtida na etapa anterior fornece através das Equações (4.3 e 4.4) os parâmetros desconhecidos para os estabilizadores dinâmicos na forma utilizada pelas empresas do setor elétrico.

Passo 11 VERIFICAÇÃO DOS PARÂMETROS

A eficácia da alocação da auto-estrutura é verificada através do cálculo de autovalores e simulação linear para o sistema em malha fechada, como o descrito pela Equação (2.33).

Passo 12 SIMULAÇÃO NÃO-LINEAR

Com os parâmetros dos estabilizadores (já escritos na forma dinâmica) é efetuada ainda uma simulação não-linear para efetuar uma verificação final dos resultados obtidos.

4.4 Especificação da Auto-Estrutura

Para utilizarmos as propriedades de alocação da auto-estrutura devemos ter um número de saídas e de entradas adequadas ao número de autovalores e autovetores a reposicionar. É importante notar que, quando nos referimos à especificação de um autovalor, deve-se entender que há um autovetor associado que também deve ser especificado. Cabe ressaltar que, de acordo com o

teorema de Srinathkumar [14], não é possível se reposicionar um número maior de autovalores que o número de saídas do sistema, nem um número maior de elementos em cada autovetor que o número de entradas do sistema. No caso dos autovetores, utiliza-se a técnica de projeção mencionada na seção 3.3.2, o que permite que se especifique um número maior de elementos de autovetor, embora não sejam exatamente alocados, conforme previsto na seção 3.3.1 e descrito na seção 3.3.3.1.

Note que a especificação de autovalores e, especialmente de autovetores, assume neste trabalho um papel de fundamental importância. Como há a possibilidade de alocação arbitrária dos elementos do autovetor (associado a um autovalor), presume-se que, para um procedimento sistemático, é importante estabelecimento de diretrizes para a especificação da auto-estrutura. Nesta seção tratar-se-á da questão da definição de uma diretriz para especificação de autovetores, descrevendo o método desenvolvido.

4.4.1 Especificação de Autovalores

Da análise de autovalores em malha aberta, selecionam-se autovalores, relacionados a modos de oscilação eletromecânica, cuja razão de amortecimento é pequena ou negativa. A razão de amortecimento de autovalores é calculada como [17]:

$$\zeta_{\%} = -\frac{\operatorname{Re}\{\lambda_i\}}{\sqrt{\operatorname{Re}\{\lambda_i\}^2 + \operatorname{Im}\{\lambda_i\}^2}} \cdot 100 \quad (4.8)$$

onde λ_i é um autovalor do sistema.

Como este trabalho trata do problema de oscilações eletromecânicas pouco amortecidas, estamos interessados em reposicionar apenas

autovalores relacionados a estes modos de oscilação, que devem ser identificados e relacionados a um autovalor (e seu complexo conjugado). Utilizando Fatores de Participação [13], [42] que relacionam a influência dos autovalores às variáveis de estado, identificamos os modos de oscilação eletromecânica. Uma vez identificado o autovalor como responsável por um modo de oscilação eletromecânica, pode-se utilizar Resíduos de Função de Transferência [13],[42] para identificar a máquina na qual a aplicação do controlador é mais eficaz, e que também fornece uma estimativa dos requisitos de módulo e de fase do controlador necessários à re-alocação [7]. Aqui, utilizam-se os Fatores de Participação para identificação de modos de oscilação eletromecânica e os Resíduos de Função de Transferência para relacionar o autovalor a uma determinada máquina.

Para alocar um autovalor em posições mais estáveis no plano complexo, obedece-se ao critério da não modificação da frequência natural do autovalor em malha aberta [6], [7], [8]. A frequência natural de um autovalor é dada por [17] :

$$\omega_{nh} = \frac{\omega_h}{\sqrt{1-\zeta_h^2}} \quad (4.9)$$

$$\zeta_h = \frac{\alpha}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} \quad (4.10)$$

$$\lambda_h = \alpha + j\beta = \frac{\zeta_h \omega_h \pm j\omega_h}{\sqrt{1-\zeta_h^2}} \quad (4.11)$$

onde:

ω_{nh} é a frequência natural do autovalor λ_h ;

ζ_h é a razão de amortecimento do autovalor λ_h ;

λ_h é um autovalor do sistema em malha aberta.

A definição de um valor de amortecimento mínimo para o sistema em malha fechada (por exemplo, 15%) em conjunto com as fórmulas acima, permitem a especificação de autovalores que, em relação aos originais, possuem a mesma frequência natural. Tal critério pressupõe, como diretriz, que a re-alocação da auto-estrutura não crie outros autovalores instáveis ou pouco amortecidos.

4.4.2 Especificação de Autovetores

Como enunciado por Srinathkumar, seção 3.2.2, o posto da matriz de entradas determina a dimensão do subespaço de alocação de autovetores. Da Equação (4.7d) vê-se que o posto de B_a é igual à ordem de A_C que, para o caso de um único controlador, é igual a 3. Isto é, supondo-se a necessidade de apenas um controlador a ser instalado em determinada máquina, há não só a entrada da tensão de referência do campo da máquina, mas sim 3 entradas. Isto significa, em termos práticos, que a dimensão do subespaço de alocação de autovetores torna-se igual a 3, o que confere ao processo, desde a especificação até a alocação, uma maior flexibilidade e versatilidade. Para nc controladores, o posto de B_a é $3nc$, o que enfatiza ainda mais as qualidades acima mencionadas.

A pergunta a ser respondida agora é: como utilizar a possibilidade de especificação de elementos dos autovetores relacionados aos modos de oscilação críticos? Note que, dada a liberdade de escolha destes elementos e seus respectivos valores, surge a necessidade de uma diretriz específica para determinar quais elementos (e seus valores) devemos posicionar. Além disso, há dificuldade em traduzir as condições físicas desejadas para elementos e valores de autovetores. É evidente que a correta especificação de autovetores deve implicar em melhores respostas para o sistema.

Neste trabalho, os elementos dos autovetores são especificados de forma a facilitar o posicionamento de autovalores, além de favorecer a obtenção de parâmetros viáveis para os ESPs.

ESTRATÉGIA DE ESPECIFICAÇÃO DE AUTOVETORES

Com intuito de que a alocação da auto-estrutura forneça parâmetros dos ESPs compatíveis com os normalmente utilizados pelas empresas do setor elétrico, foi desenvolvido um algoritmo para especificação dos autovetores. Este algoritmo baseia-se, fundamentalmente, no diagrama de blocos representando o controlador (com sinais derivados da velocidade e da potência elétrica), descrito na Figura 4-3. As matrizes B_c e A_c são definidas como na Equação (2.26). Note que o diagrama de blocos da Figura 4-3 possui duas entradas, velocidade e potência elétrica, que estão relacionadas entre si pelo modelo do sistema de potência e disponíveis a partir do modelo em malha aberta, na frequência complexa representada pelo autovalor associado ao autovetor que se deseja especificar. Sendo a matriz A_c conhecida, se pudermos então obter os valores de B_c , é possível então o cálculo, como descrito adiante, das componentes do autovetor relacionadas às variáveis de estado do compensador. Os valores dos elementos de B_c são determinados a partir de requisitos de módulo e fase do controlador para a realocação do autovalor [7]. Os requisitos de módulo e fase são obtidos com base nos Resíduos de Função de Transferência, relacionados a determinadas saídas.

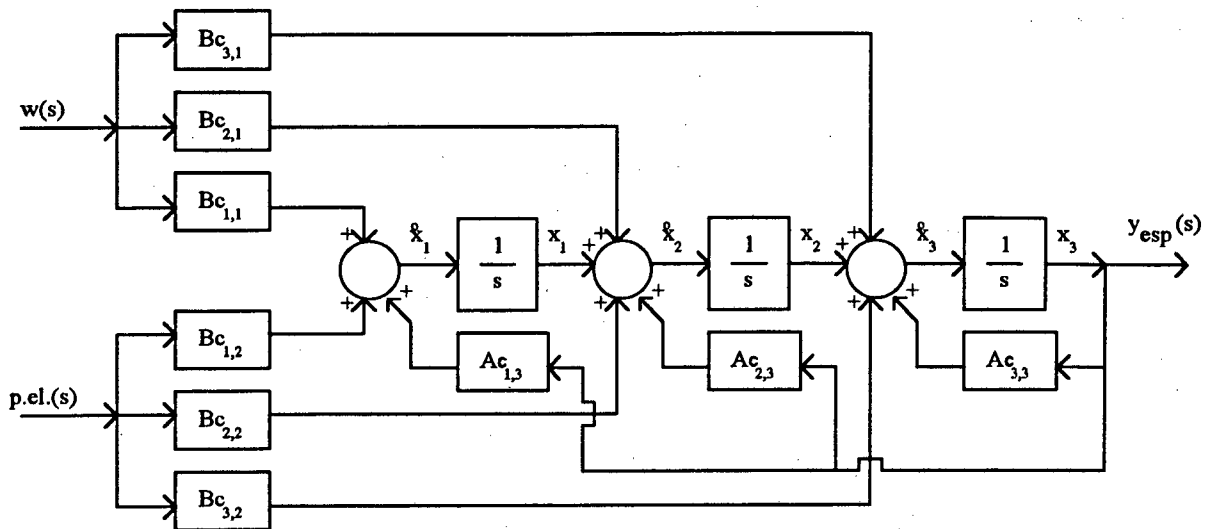


Figura 4-3 Diagrama de blocos do compensador dinâmico.

As partes principais do algoritmo desenvolvido são apresentadas abaixo. Em seguida, cada parte é vista com maior detalhamento.

- 1) Determinação de quais máquinas devem ser equipadas com ESPs;
- 2) Determinação de requisitos de módulo e fase para os ESPs das máquinas a serem equipadas com estabilizador;
- 3) Determinação de parâmetros preliminares para os ESPs;
- 4) Determinação dos elementos dos autovetores correspondentes aos estados do controlador, a partir dos parâmetros preliminares;
- 5) Especificação dos elementos dos autovetores no algoritmo de alocação da auto-estrutura.

Esta seqüência de procedimentos é válida para uma máquina, a qual será dotada de um estabilizador derivado da velocidade e da potência elétrica. Para n máquinas o processo é repetido n vezes.

Determinação das Máquinas a Serem Equipadas Com ESPs

O número de máquinas nas quais devem ser instalados ESPs está relacionado ao número de modos de oscilação eletromecânicos pouco amortecidos, conforme descrito na seção 4.2, passo 3. Para cada um destes modos, temos que equipar uma máquina com um estabilizador derivado da velocidade e potência elétrica. A determinação de qual máquina onde a instalação de ESPs é mais eficaz no reposicionamento de um autovalor pouco amortecido é feita através do Método dos Resíduos da função de transferência abaixo:

$$\frac{\text{Sinal}(s)}{V_{ref_campo}(s)} \quad (4.12)$$

onde " Sinal (s) " pode ser a velocidade ou a potência elétrica.

Determinação de Requisitos de Módulo e Fase

Do resíduo identificado como indicador de ação de estabilização mais eficaz de um autovalor em relação a uma máquina, e pela propriedade da derivada inicial do lugar das raízes [17], é possível chegar à seguinte relação [7]:

$$\Delta\lambda_i = R^{(i)}H(\lambda_i) \quad (4.13)$$

onde

$\Delta\lambda_i$ é a variação desejada do autovalor λ_i ;

$R^{(i)}$ é o resíduo associado a λ_i e a uma determinada máquina;

$H(\lambda_i)$ é função de transferência do ESP, obtida para $s=\lambda_i$.

A Equação (4.13) demonstra que podemos obter requisitos de módulo e fase para $H(\lambda_i)$, com

$$\text{requisito de módulo : } r_m = |H(\lambda_i)| \quad (4.14-a)$$

$$\text{requisito de fase : } r_f = \angle H(\lambda_i) , \quad (4.14-b)$$

a partir do deslocamento desejado para o autovalor e do resíduo R^i . Tais requisitos referem-se ao ganho e à fase que o ESP deve possuir, no ponto $s = \lambda_i$, de forma a realocar λ_i para uma nova posição desejada.

Obtenção de Parâmetros Preliminares

De posse dos requisitos de módulo e fase obtidos no passo anterior, e considerando a função de transferência do ESP, como mostrada na Figura 2-4, temos:

$$r_m = \left| \frac{1 \quad K_{esp} (1+sT_1)(1+sT_3)}{1+sT_5 \quad (1+sT_2)(1+sT_4)} \right| \quad (4.15a)$$

$$r_f = \text{tg}^{-1} \frac{\text{Im} \left\{ \frac{1 \quad (1+sT_1)(1+sT_3)}{1+sT_5 \quad (1+sT_2)(1+sT_4)} \right\}}{\text{Re} \left\{ \frac{1 \quad (1+sT_1)(1+sT_3)}{1+sT_5 \quad (1+sT_2)(1+sT_4)} \right\}} \quad (4.15b)$$

Sendo T_1 e T_3 complexos e supondo que cada bloco de avanço-atraso de fase fornece a mesma compensação de fase (ou seja, $T_1 = T_3^*$), podemos

determiná-los através da Equação (4.15-b). Conhecidos r_m , T_1 e T_3 . Utilizando a Equação (4.15-a) podemos calcular K_{esp} , completando o conjunto de parâmetros preliminares do ESP.

Estes parâmetros preliminares são obtidos a partir de requisitos de módulo e de fase para a velocidade e para potência elétrica. Para que a aplicação do ESP derivado da velocidade não prejudique a implantação do ESP derivado da potência elétrica e vice-versa, uma vez que seus parâmetros foram obtidos independentemente um do outro, é necessário implementar um divisor de influência de cada ESP. Este divisor, sob controle do projetista, permite que se defina que cada ESP seja responsável por determinada parcela (por exemplo, 50%) do sinal de saída do controlador. Nota-se aí a possibilidade de "driblar" a necessidade de implementação de ESP derivado da velocidade e da potência elétrica, bastando para isso, atribuímos 100% do sinal de saída a um deles e 0% ao outro. Cabe ressaltar que esta questão está implícita nos valores de ganho de cada ESP que se seguem.

Especificação dos Elementos dos Autovetores

Re-escrevendo a Equação (2.24-a)

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{T_2 T_4 T_5} \\ 1 & 0 & \frac{-1}{T_2 T_4} + \frac{-1}{T_2 T_5} + \frac{-1}{T_4 T_5} \\ 0 & 1 & \frac{-1}{T_2} + \frac{-1}{T_4} + \frac{-1}{T_5} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_{esp1}}{T_2 T_4 T_5} \\ \frac{K_{esp1} B_1}{T_2 T_4 T_5} \\ \frac{K_{esp1} A_1}{T_2 T_4 T_5} \end{bmatrix} \vdots \begin{bmatrix} \frac{K_{esp2}}{T_2 T_4 T_5} \\ \frac{K_{esp2} B_2}{T_2 T_4 T_5} \\ \frac{K_{esp2} A_2}{T_2 T_4 T_5} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\omega \\ \Delta P_e \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

onde

$$A_i \text{ vale } (T_1^{esp_i})(T_1^{esp_i})$$

$$B_i \text{ vale } (T_1^{esp_i}) + (T_1^{esp_i})$$

Tomando cada linha da Equação (4.16) em particular:

$$\dot{x}_1 = a_{13}x_3 + b_{11}\Delta\omega + b_{12}\Delta P_e \quad (4.17-a)$$

ou

$$s x_1 = a_{13}x_3 + b_{11}\Delta\omega + b_{12}\Delta P_e \quad (4.18-a)$$

$$\dot{x}_2 = a_{21}x_1 + a_{23}x_3 + b_{21}\Delta\omega + b_{22}\Delta P_e \quad (4.17-b)$$

ou

$$s x_2 = a_{21}x_1 + a_{23}x_3 + b_{21}\Delta\omega + b_{22}\Delta P_e \quad (4.18-b)$$

$$\dot{x}_3 = a_{32}x_2 + a_{33}x_3 + b_{31}\Delta\omega + b_{32}\Delta P_e \quad (4.17-c)$$

ou

$$s x_3 = a_{32}x_2 + a_{33}x_3 + b_{31}\Delta\omega + b_{32}\Delta P_e \quad (4.18-c)$$

onde a_{ij} e b_{ij} são os elementos de A_c e B_c respectivamente. Isolando x_i , $i=1,2,3$, nas Equações (4.18a-c):

$$x_1 = \frac{a_{13}x_3 + b_{11}\Delta\omega + b_{12}\Delta P_e}{s} \quad (4.19-a)$$

$$x_2 = \frac{a_{21}x_1 + a_{23}x_3 + b_{21}\Delta\omega + b_{22}\Delta P_e}{s} \quad (4.19-b)$$

$$x_3 = \frac{a_{32}x_2 + b_{31}\Delta\omega + b_{32}\Delta P_e}{s - a_{33}} \quad (4.19-c)$$

Note que os elementos a_{ij} são conhecidos, uma vez que T_2 , T_4 e T_5 são fixados à priori pelo projetista. Os elementos b_{ij} são calculados utilizando os parâmetros preliminares K_{esp} , T_1 e T_3 dos ESPs, obtidos no passo anterior. Se utilizarmos os elementos do autovetor associado a λ_i correspondentes às variáveis $\Delta \omega$ e ΔP_{el} e resolvemos o sistema de Equações (4.19.a-c) no ponto onde $s=\lambda_i$, x_1 , x_2 e x_3 são os elementos dos autovetores correspondentes aos estados x_1 , x_2 e x_3 do controlador.

Especificação do Autovetor no Algoritmo de Alocação da Auto-Estrutura

Para efetivar a alocação dos elementos dos autovetores calculados segundo os passos descritos anteriormente, é necessário que especifiquemos, além dos elementos correspondentes aos estados do controlador (x_1 , x_2 e x_3), as variáveis de velocidade e da potência elétrica que foram utilizados em seu cálculo. Assim, no processo de especificação de autovetores são especificados os elementos correspondentes à velocidade e aos estados do controlador.

4.5 Conclusão

Neste capítulo mostrou-se como são obtidos controladores dinâmicos a partir de um algoritmo baseado em realimentação estática das saídas. Foi apresentado também, passo a passo, o algoritmo desenvolvido a partir da teoria do Capítulo III, aplicado a sistemas de potência. Definiu-se uma diretriz para a especificação de autovetores, que visa a obtenção de parâmetros de ESPs compatíveis aos utilizados pelas empresas do setor elétrico. Esta diretriz utiliza requisitos de módulo e de fase, que são obtidos a partir dos Resíduos de Função de Transferência em malha aberta, em conjunto com a especificação de uma razão de

amortecimento para autovalores relacionados a modos de oscilação eletromecânica pouco amortecidos.

Com o intuito de se avaliar o desempenho do método, sistemas-teste são a ele submetidos, como será visto no Capítulo V.

Capítulo V

Resultados Obtidos com a Alocação da Auto-Estrutura Aplicada a Sistemas-Teste

5.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados resultados da aplicação do método proposto a três sistemas elétricos de potência cujos dados podem ser encontrados na literatura. Os sistemas-teste utilizados são :

1. sistema de uma máquina contra barra-infinita [4];
2. sistema de duas máquinas conectadas à uma barra-infinita [35];
3. sistema de dez máquinas [10];

Os dados referentes aos sistemas acima mencionados são encontrados no Apêndice.

Para todos os sistemas, será analisado o posicionamento da auto-estrutura, ou seja, autovalores e autovetores, comparando valores desejados e especificados com os efetivamente posicionados. Serão ainda efetuadas simulações não-lineares.

Pretende-se, utilizando o sistema de uma máquina contra barra-infinita, validar a técnica de especificação de autovetores, conforme será visto na seção 5.2.4.

Com o sistema de duas máquinas contra barra-infinita, será demonstrada a característica de flexibilidade do algoritmo de especificação de autovetores, que, conforme será visto na seção 5.3.4, permite a instalação de ESP's derivados de diferentes sinais em diferentes máquinas.

Por fim, na seção 5.4, será verificada a aplicabilidade do método a sistemas mais realísticos, através da aplicação do método proposto ao sistema-teste de 9 máquinas contra barra infinita.

5.2 Resultados Para Sistema Máquina Contra Barra-Infinita

Nesta seção é apresentado um estudo com resultados correspondentes ao sistema-teste de uma máquina contra barra-infinita. Na Tabela 5.1 são relacionados os auto-valores em malha aberta, ou seja, sem a aplicação dos ESPs. Os autovalores assinalados com "*" são aqueles associados a modos de oscilação eletromecânicos, o que foi verificado previamente.

Tabela 5-1 Autovalores em MA para sistema máquina contra barra-infinita.

Autovalor	Amortecimento
0,2946+j4,961	-5,93 % *
0,2946-j4,961	-5,93 % *
-10,39+j3,294	95,3 %
-10,39-j3,294	95,3 %

5.2.1 Alocação da Auto-Estrutura

Observa-se na Tabela 5-1 a existência de auto-valores com parte real positiva, ou seja, instáveis. O par de autovalores instável, correspondente ao modo de oscilação eletromecânico, deve ser posicionado à esquerda do eixo imaginário. Para isto, fixou-se os valores de T_2 , T_4 em 0,1 e de T_5 em 0,0323 e, adotou-se um amortecimento desejado de 15%, mantendo-se constante a frequência natural de oscilação do autovalor. Para este amortecimento e, em conjunto com os elementos dos auto-vetores desejados (veja Tabela 5-3), o algoritmo de posicionamento da auto-estrutura fornece autovalores como os arrolados na Tabela 5-2. Os parâmetros dos estabilizadores obtidos para a estrutura da Figura 2-5, são mostrados adiante, na Tabela 5-4.

Tabela 5-2 Conjunto de autovalores em malha fechada para sistema máquina contra barra-infinita.

Autovalor	Amortecimento
-25,89+j1,229	99,9 %
-25,89-j1,229	99,9 %
-0,7454+j4,913	15,0 %
-0,7454-j4,913	15,0 %
-5,202+j6,946	59,9 %
-5,202-j6,946	59,9 %
-7,486	100 %

Os elementos dos auto-vetores relacionados às variáveis de estado correspondentes ao controlador são calculados a partir da matriz de resíduos [42], para o autovalor a ser reposicionado, mostrados na seção 5.2.4. Estes autovetores, ditos autovetores especificados, são alocados no subespaço gerado pelas colunas de $(\lambda I - A)^{-1}B$, conforme o estudo na seção 3.3.2. Os auto-vetores assim processados (alocados via técnica de mínimos quadrados) são então efetivamente posicionados pelo algoritmo de alocação da auto-estrutura, como mostrado na seção 3.3.3 Na Tabela 5-3 listam-se estes conjuntos de auto-vetores, para o modo eletromecânico.

Tabela 5-3 Autovetores desejados, esperados e efetivamente posicionados, para o autovalor correspondente ao modo eletromecânico (-0,7454+j4,913).

Autovetor Especificado	Autovetor Posicionável	Autovetor Efetivamente Posicionado (*)
x	1	1
x	-11,0-j75,0	-11,4-j75
x	10,9-j3,80	10,9-j3,9
x	90,9+j378	92,9+j31,9
-2061+j3550	-2061+j3550	-1989+j3564
-503+j602	-503+j602	-500+j615
8+j12,3	9,8+j11,8	9,9+j11,2

(*): Normalizado com respeito ao primeiro elemento.

x: Elementos não especificados do autovetor.

5.2.2 Estabilizadores de Sistemas de Potência Obtidos

A auto-estrutura descrita na seção anterior foi processada pelo método em estudo. Os ESP's então obtidos, um com sinal derivado da velocidade e outro com sinal derivado da potência de elétrica, são mostrados na tabela abaixo (Tabela 5.4).

Tabela 5-4 ESP's obtidos para o caso máquina contra barra-infinita.

Parâmetros	T1	T3	T2 = T4	T5	K
Velocidade	0,1782+j0,132	0,1782-j0,132			6,18
Pot. Elétrica	0,0139	0,0682	0,1	0,0323	0,45

5.2.3 Resultado de Simulações Não-Lineares

Para verificação do comportamento dinâmico do sistema teste com a adição dos sinais estabilizadores obtidos na seção 5.2.2, são realizadas simulações não-lineares. A falta considerada é do tipo curto-circuito trifásico (sem remoção de linha) e é aplicada na linha que conecta a máquina à barra-infinita. A duração da falta é de 0.08 segundos. A Figura 5-5 demonstra o comportamento do sistema teste para o sistema em malha

aberta. Como demonstrado pela análise dos autovalores, o sistema em malha aberta é instável.

Objetiva-se agora uma comparação entre o método clássico de ajuste (através de técnicas de compensação de fase [Yu]) e o método proposto. Na Tabela 5-5 são listados os parâmetros dos ESP's, calculados segundo o método clássico, para sinal derivado da potência elétrica. Então, realimentando a saída de potência elétrica através dos ESP correspondente, é efetuada uma simulação não-linear para analisar o comportamento em malha fechada. Este comportamento está representado graficamente na Figura 5-6.

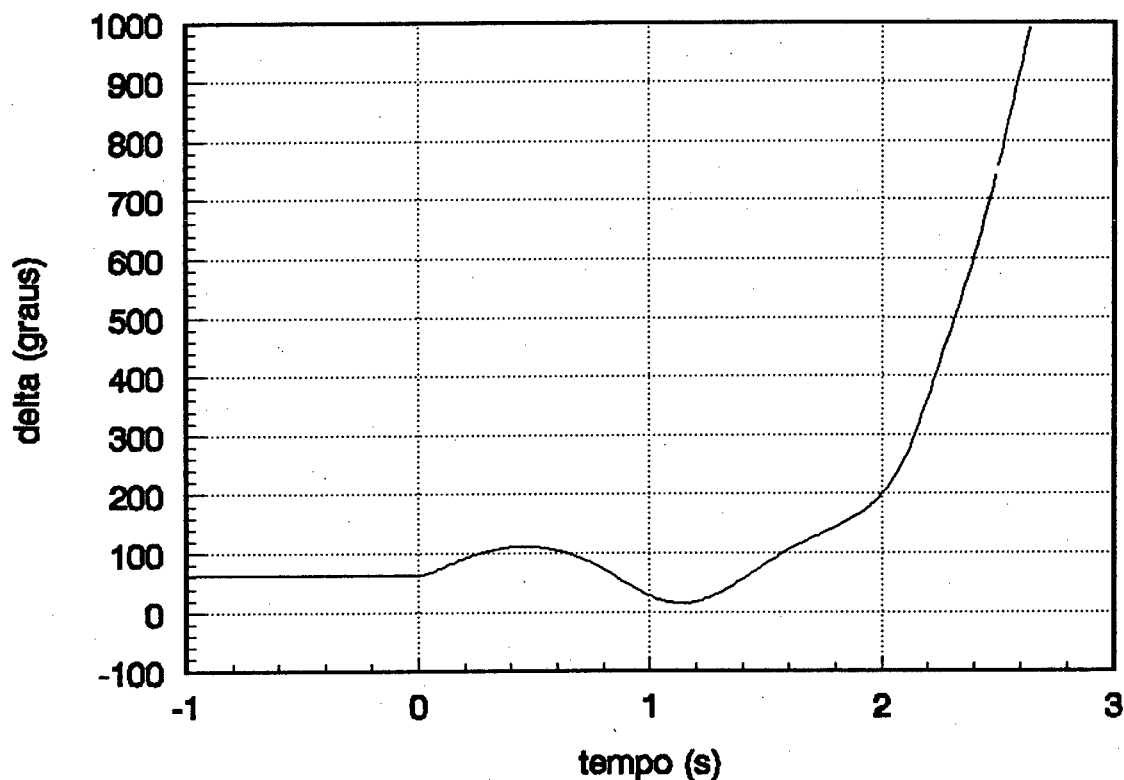


Figura 5-5 Comportamento dinâmico do sistema-teste em malha aberta.

Tabela 5-5 Parâmetros do ESP derivado da potência elétrica, projetado pelo método clássico.

Parâmetro	T1	T3	T2=T4	T5	K
Pot. Elétrica	0,01799	0,01799	0,1	0,1	0,76

O controlador projetado segundo o método proposto tem seus parâmetros listados na Tabela 5-4. Cabe ressaltar que a influência dos ESP's (de velocidade e de potência elétrica) sobre o regulador de tensão foi repartida. Isto foi efetivado no cálculo dos auto-vetores posicionáveis, conforme descrito na seção 4.4.2 no tópico obtenção de parâmetros preliminares. A Figura 5-7 demonstra o comportamento dinâmico do sistemas com estes estabilizadores.

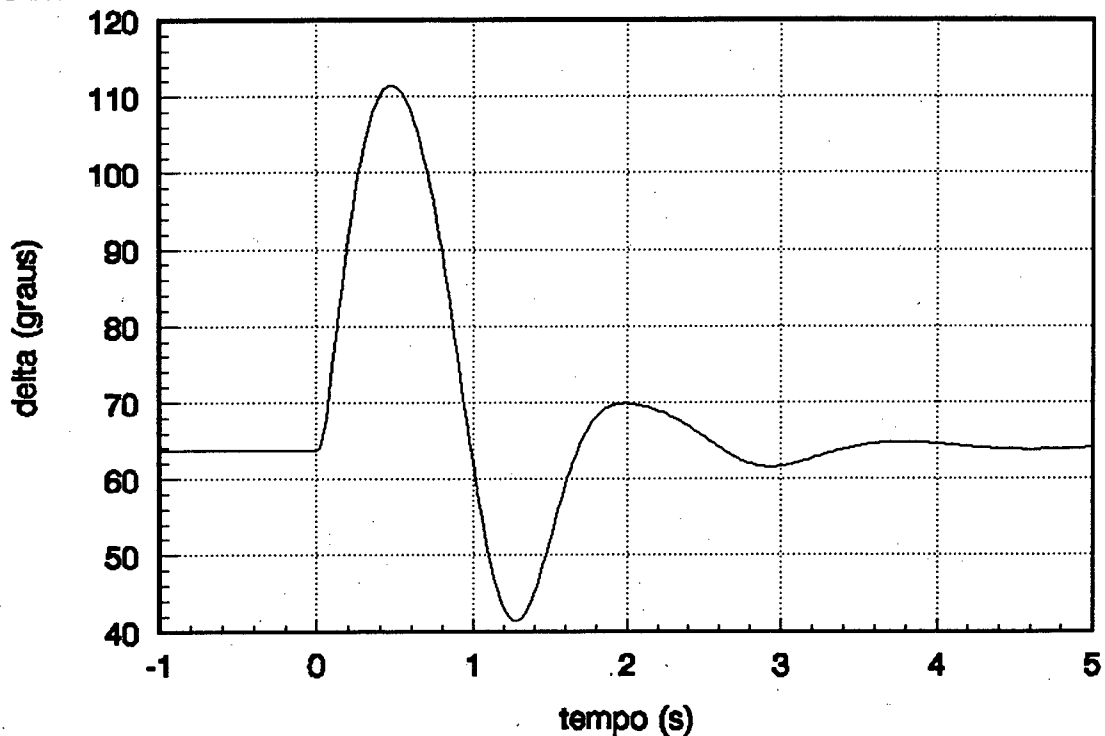


Figura 5-6 Característica dinâmica para o sistema teste realimentado através de ESP derivado da potência elétrica, projetado segundo o método clássico.

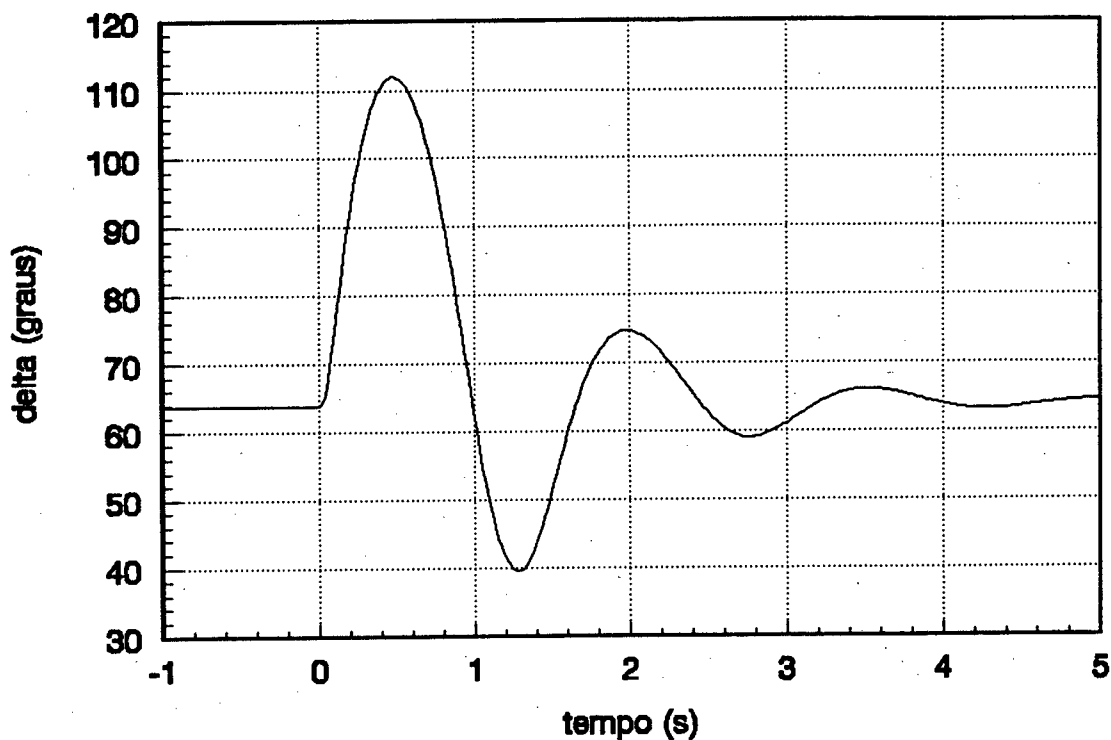


Figura 5-7 Característica dinâmica do sistema teste realimentado através de ESP's projetados segundo o método proposto.

5.2.4 Validação da Técnica de Cálculo dos Autovetores a Partir dos Resíduos de Função de Transferência

Como demonstrado na seção 4.4.2, é possível, a partir da matriz dos resíduos, obter os requisitos de módulo e fase dos ESP's para um dado autovalor. Com estes requisitos calculamos os valores preliminares do ganho e dos zeros do compensador. A partir do ganho e dos zeros, podemos chegar às componentes dos auto-vetores. Então, se especificarmos estes auto-vetores no algoritmo de posicionamento da auto-estrutura, devemos obter compensadores com parâmetros próximos aos calculados através dos requisitos de módulo de fase. É precisamente isto que será demonstrado agora.

5.2.4.1 Obtenção dos Parâmetros Preliminares dos ESP's

Os resíduos de velocidade e potência elétrica para relação modo eletromecânico máquina, obtidos segundo Castro [42], são mostrados na Tabela 5-8.

Tabela 5-8 Resíduos associados à relação modo eletromecânico máquina para sinal de saída de velocidade e de potência elétrica.

Saída Aplicada ao Regulador de Tensão	Resíduo
Sinal de Velocidade	-0,0371+j0,0441
Sinal de Pot. Elétrica	-2,1853-j1,5745

Os parâmetros dos compensadores calculados a partir dos requisitos de módulo e fase para os resíduos correspondentes estão relacionados na Tabela 5-9. Neste cálculo, utilizou-se valores pré-fixados para T_2 e T_4 iguais a 0,1; e para T_5 o valor 0,0323.

Tabela 5-9 Parâmetros dos ESP's calculados a partir dos requisitos de módulo e fase associados aos resíduos.

Parâmetros	T1	T3	K
ESP velocidade	0,3347	0,3347	6,0763
ESP pot. elétrica	0,0497	0,0497	0,4726

5.2.4.2 Obtenção dos Elementos de Autovetores

Pode-se agora, de posse dos sinais de entrada e dos parâmetros dos ESP's, calcular os elementos do auto-vetor relacionados às variáveis de estado relativas aos ESP's. Note que as saídas (velocidade e potência elétrica) do sistema de potência não são independentes, ou seja, elas estão de alguma forma relacionadas entre si pelo modelo, de maneira que fixando-se uma delas a outra pode ser calculada. Neste caso, fixou-se o sinal de velocidade em 1,0 e calculou-se a potência elétrica.

Como os requisitos de módulo e de fase foram obtidos independentemente um do outro, os autovetores calculados referem-se a cada um dos sinais, de velocidade e de pot. elétrica. Isto é possível através da utilização do "divisor de influência", descrito na seção 4.4.2, no item de obtenção dos parâmetros preliminares. Para o sinal derivado da velocidade, no cálculo dos autovetores a especificar (Tabela 5-10), utilizou-se o valor de ganho exatamente igual ao fornecido pelo requisito de módulo (influência de 100%), enquanto o ganho do sinal derivado da pot. elétrica utilizado foi fixado em zero (influência nula, 0%). No caso dos elementos dos autovetores para o ESP derivado da potência elétrica (Tabela 5-10) foi efetuado o mesmo processo acima descrito, com influência nula para o sinal derivado da velocidade e total para o de potência elétrica.

Tabela 5-10 Elementos do autovetor calculados a partir dos parâmetros dos ESP's listados na Tabela 5-7.

Elementos dos Autovetores	Sinal Derivado da Velocidade	Sinal Derivado da Pot. Elétrica
x1esp	-10140+j2439	5125+j6437
x2esp	-1812-j874	552+j656
x3esp	8+j17	12,7+j15,1

5.2.4.3 Especificação dos Elementos dos Autovetores Para o Algoritmo de Posicionamento da Auto-Estrutura

Especificou-se a posição no plano complexo do autovalor instável (Tabela 5-1) tal que seu amortecimento seja de 15%. Os elementos dos autovetores para sinal derivado da velocidade, dados pela Tabela 5-10, foram processados pelo algoritmo de posicionamento da auto-estrutura. Os parâmetros assim obtidos, para o sinal derivado da velocidade estão listados na Tabela 5-11.

Da mesma forma, especificando-se os elementos do autovetor obtidos para sinal derivado da potência elétrica (Tabela 5-10), no algoritmo de alocação da auto-estrutura, os parâmetros do estabilizador obtidos para este sinal são listados na Tabela 5-11 .

Tabela 5-11 Parâmetros dos ESP's calculados pelo programa de posicionamento da auto-estrutura a partir dos autovetores listados na Tabela 5-10.

Parâmetros	T1	T3	K
ESP velocidade	0,296+j0,0926	0,296-j0,0926	7,3247
ESP pot. elétrica	0,0024	0,0784	0,3951

Das Tabelas 5-9 e 5-11 observa-se portanto, que os parâmetros dos ESP's listados em cada tabela tem valores relativamente próximos, possuindo a mesma ordem de grandeza. Isto permite validar a técnica de especificação de autovetores, que são obtidos a partir dos requisitos de módulo e fase para o ESP.

5.3 Resultados Para Sistemas de Duas Máquinas Contra Barra-Infinita

Os resultados obtidos com a aplicação do método de alocação da auto-estrutura a um sistema de duas máquinas contra barra-infinita, descrito no apêndice, estão registrados nesta seção.

Este sistema, em malha aberta, apresenta modos de oscilação eletromecânica pouco amortecidos. O conjunto completo dos autovalores estão listados na Tabela 5.12 .

Tabela 5-12 Autovalores em malha aberta para o sistema de duas máquinas contra barra-infinita.

Autovalor	Amortecimento
-0,779+j11,83 *	6,57 %
-0,779-j11,83 *	6,57 %
-17,14	100 %
-0,5372+j7,71 *	6,95 %
-0,5372-j7,71 *	6,95 %
-10,77	100 %
-8,48	100 %
-2,17	100 %

(*) identifica os autovalores relacionados aos modos eletromecânicos.

Os resíduos , para cada um dos modos de oscilação eletromecânicos, são apresentados nas Tabela 5-13 e 5-14 a seguir.

Tabela 5-13 Módulo e Fase dos resíduos para autovalor -0,779+j11,836.

Resíduo	Entrada de tensão Máq 1	Entrada de tensão Máq 2
Saída velocidade Mq 1	0,0504+j0,119	-0,0359-j0,0677
Saída pot. elétrica Mq 1	-8,76+j2,97	5,024-j2.20
Saída velocidade Mq 2	-0,0185-j0,0275	0,0123+j0,0153
Saída pot. elétrica Mq 2	4,3467-j2,522	-2,4379+j1,712

Tabela 5-14 Módulo e Fase dos resíduos para autovalor $-0,537+j7,714$.

Resíduo	Entrada de tensão Máq 1	Entrada de tensão Máq 2
Saída velocidade Mq 1	$-0,0036+j0,0255$	$-0,0156+j0,0723$
Saída pot. elétrica Mq 1	$-1,163-j0,27$	$-3,28-j1,01$
Saída velocidade Mq 2	$-0,0064+j0,383$	$0,026+j0,1086$
Saída pot. elétrica Mq 2	$-3,756-j0,868$	$-10,6-j3,25$

5.3.1 Alocação da Auto-Estrutura

Para o reposicionamento dos autovalores pouco amortecidos foi adotado um amortecimento de 15%, mantendo-se a frequência natural de oscilação do autovalor a reposicionar igual à do original, em malha aberta. Os elementos dos auto-vetores foram calculados de forma que a influência de cada sinal estabilizador sobre o regulador de tensão seja de 50%.

Para permitir uma avaliação do desempenho do algoritmo, foram executados três processamentos. No primeiro processamento, foi instalado um controlador na máquina à qual o autovalor $-0,779+j11,835$ é mais sensível. Pela Tabela 5.13, que lista os resíduos, vemos pelo valor do módulo destes resíduos que esta máquina é a de número 1. Em seguida, para o autovalor $-0,537+j7,714$, foi implantado um controlador na máquina

2, conforme indicado pelo módulo dos resíduos listados na Tabela 5-14. No terceiro processamento, para reposicionar os dois pares de autovalores pouco amortecidos (principais responsáveis pela oscilações eletromecânicas), foram instalados estabilizadores nas duas máquinas a eles relacionadas, ou seja executou-se um processamento conjunto dos dois processamentos individuais supra citados. São listados na Tabela 5-15 os autovalores em malha fechada para os três processamentos.

Conforme tratado na seção 3.3.1, pode-se notar que há um pequeno deslocamento dos autovalores do caso descentralizado, onde a matriz de realimentação estática K possui elementos fixados em zero, em relação aos obtidos com a matriz estática de realimentação não-descentralizada.

5.3.2 Estabilizadores de Sistemas de Potência Obtidos

Os parâmetros dos sinais estabilizadores obtidos pelos três processamentos para posicionamento da auto-estrutura, citados no item 5.3.1, estão listados nas Tabelas abaixo. O valor do pólos do denominador do ESP (T_2 e T_4) são fixados à priori no valor de 0,05.

Tabela 5-15 Auto-valores em malha fechada para sinais estabilizadores na máquina 1, máquina 2, máquina 1 e 2 para controle não-descentralizado e máquina 1 e 2 para controle descentralizado.

Autovalores			
ESP na Máq.1	ESP na Máq.2	ESPs nas Máqs.1 e 2 Controle Centralizado	ESPs nas Máqs.1 e 2 Controle Descentralizado
-36,12	-31,0+j7,01	-35,9	-37,1
-22,8	-31,0-j7,01	-30,8+j6,77	-30,3+j6,87
-1,78+j11,7	-0,903+j11,98	-30,8-j6,77	-30,3-j6,87
-1,78-j11,7	-0,903-j11,98	-1,63+j11,97	-1,78+j11,7
-0,614+j7,66	-1,16+j7,64	-1,63-j11,97	-1,78-j11,7
-0,614-j7,66	-1,16-j7,64	-1,13+j7,57	-1,16+j7,65
-12,6+j8,78	-2,1650	-1,13-j7,57	-1,16-j7,65
-12,6-j8,78	-15,42	-21,05	-20,8
-2,2	-7,83	-13,97+j7,9	-14,1+j9,33
-13,5	-10,27+j6,93	-13,97-j7,9	-14,1-j9,33
-7,48	-10,27-j6,93	-10,7+j6,96	-2,19
0	0	-10,7-j6,96	-10,1+j6,49
		-2,19	-10,1-j6,49
		-7,43	-7,65

Tabela 5-16 Parâmetros dos sinais estabilizadores situados na máquina 1.

Parâmetros	T1	T3	K
Velocidade	0,285-j4,23	0,285+j4,23	0,0969
Pot. Elétrica	0,0871	0,171	0,0276

Tabela 5.17 Parâmetros dos sinais estabilizadores situados na máquina 2.

Parâmetros	T1	T3	K
Velocidade	0,244-j0,11	0,244+j0,11	0,6586
Pot. Elétrica	0,0363	0,0681	0,0237

**Tabela 5-18 Parâmetros dos sinais estabilizadores situados nas máquinas
1 e 2.**

Parâmetros	T1	T3	K
Velocidade	0,222-j0,35	0,222+j0,35	0,0993
Pot. Elétrica	0,0859	0,1624	0,0247
Velocidade	0,232-j0,111	0,232+j0,111	0,6615
Pot. Elétrica	0,0391	0,0652	0,0198

5.3.3 Resultados de Simulações Não-lineares

Nesta seção são representados graficamente os resultados de simulações não-lineares obtidos com sistema teste de duas máquinas contra barra-infinita. Os gráficos exprimem o comportamento dinâmico do sistema em malha aberta e em malha fechada quando nele aplicamos um defeito. O defeito é um curto-circuito trifásico (sem remoção de linha) sobre a linha 5, que liga a barra 4 à barra 6, de duração 0,18 segs.

São efetuadas simulações não-lineares para o sistema em malha aberta (autovalores dados pela Tabela 5-12) e em malha fechada. Para o caso de malha fechada utilizou-se, para cada simulação, os estabilizadores obtidos na Tabela 5-16, 5-17 e 5-18. Os gráficos obtidos em cada processamento são mostrados nas quatro figuras de seguem.

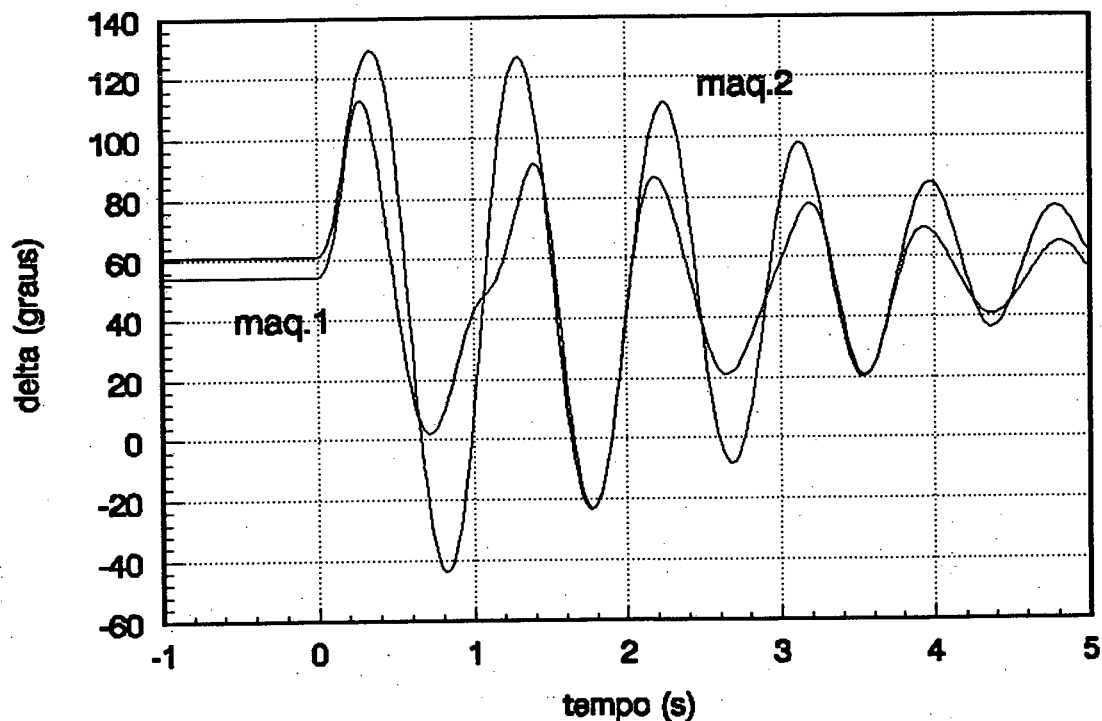


Figura 5-8 Simulação não-linear para o sistema em malha aberta.

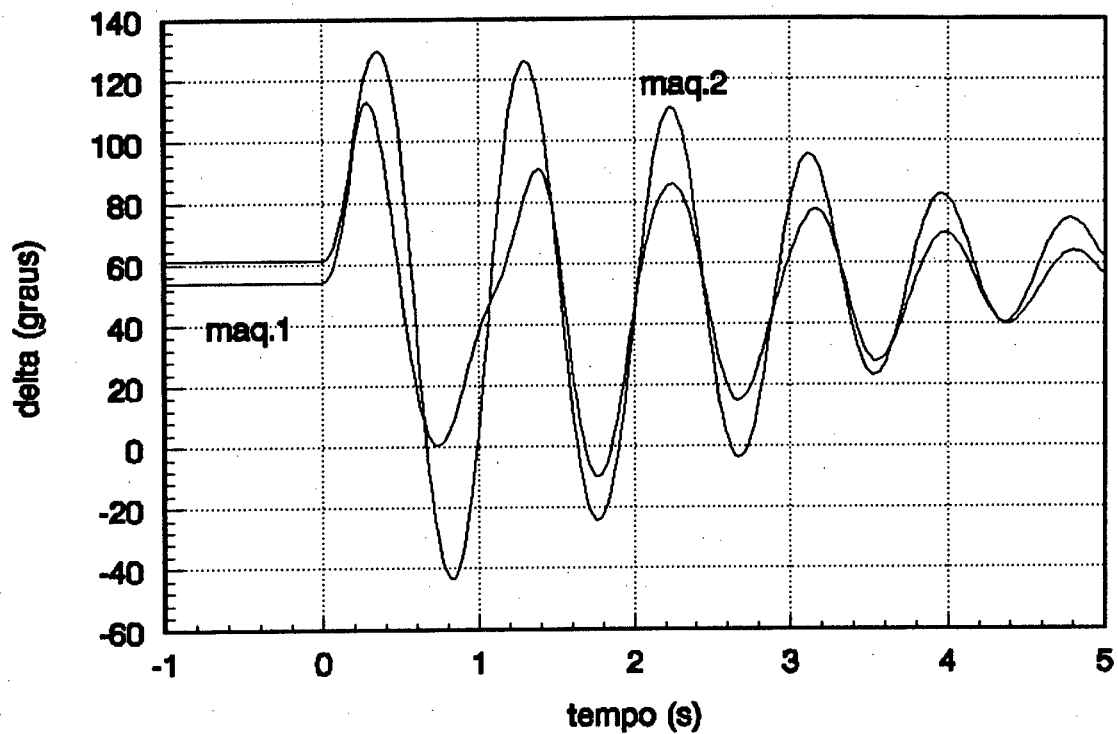


Figura 5-9 Simulação não-linear para sistema com ESP na máq. 1. (Ver Tabela 5-16).

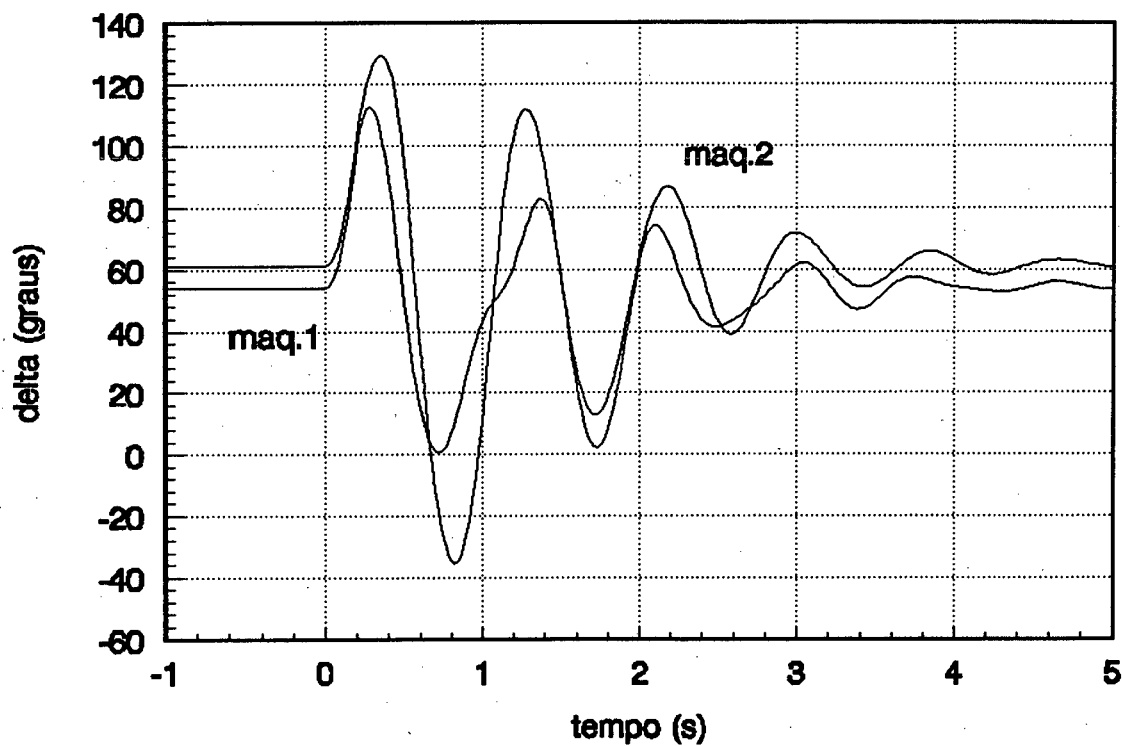
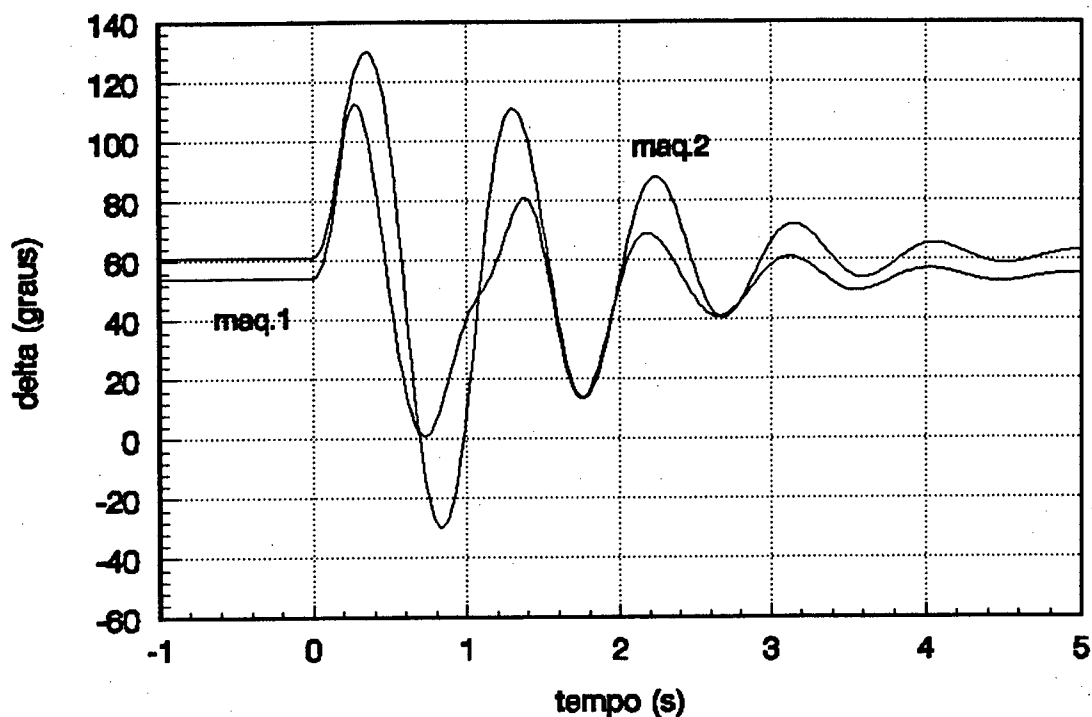


Figura 5-10 Simulação não-linear para sistema com ESP na máq. 2. (Ver Tabela 5-17).



**Figura 5-11 Simulação não-linear para sistema com ESP nas máq. 1 e 2.
(Ver Tabela 5-18).**

5.3.4 Flexibilidade da Alocação da Auto-Estrutura

Pretende-se demonstrar nesta seção como o algoritmo desenvolvido pode ser explorado de maneira que se possa projetar ESPs derivados de diferentes sinais em diferentes máquinas. Isto pode também ser visto como uma forma de contornar a necessidade de instalação de controladores dotados de duas entradas (ESP derivado da velocidade e ESP derivado da potência elétrica) em uma determinada máquina, como pressupõe o teorema da seção 3.2.2.

Com este fim, em um primeiro processamento a máquina 1 será equipada com sinal estabilizador derivado da potência elétrica e a

máquina 2 com sinal derivado da velocidade. Em um segundo estudo, a máquina 1 e a máquina 2 serão dotadas de sinal estabilizador derivado da potência elétrica. As Tabelas 5-19 e 5-20 listam os parâmetros obtidos para os ESPs em cada processamento e as Figuras 5-12 e 5-13 as simulações não-lineares para cada um destes casos.

Tabela 5-19 Parâmetros dos ESP's calculados a partir dos requisitos de módulo e fase associados aos resíduos. $T_2 = T_4 = 0,05$.

Parâmetros	T1	T3	K
ESP Pot. Elétrica (máq.1)	0,0997	0,1309	0,0427
ESP Velocidade (máq.2)	0,2433-j0,104	0,2433+j0,104	1,2552

Tabela 5-20 Parâmetros dos ESP's calculados a partir dos requisitos de módulo e fase associados aos resíduos. $T_2 = T_4 = 0,05$.

Parâmetros	T1	T3	K
ESP Pot. Elétrica (máq. 1)	0,0978	0,13	0,0428
ESP Pot. Elétrica (máq.2)	0,0433	0,0638	0,0448

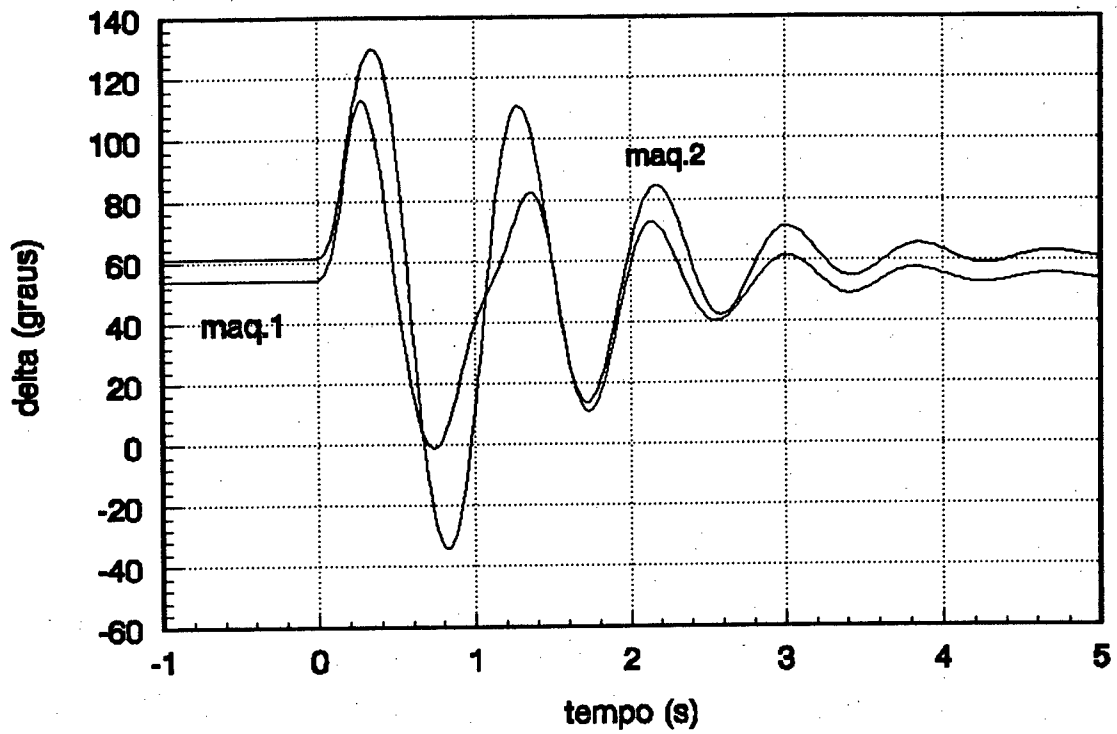


Figura 5-12 Simulação não-linear para sistema com ESP's dados pela tabela 5-19.

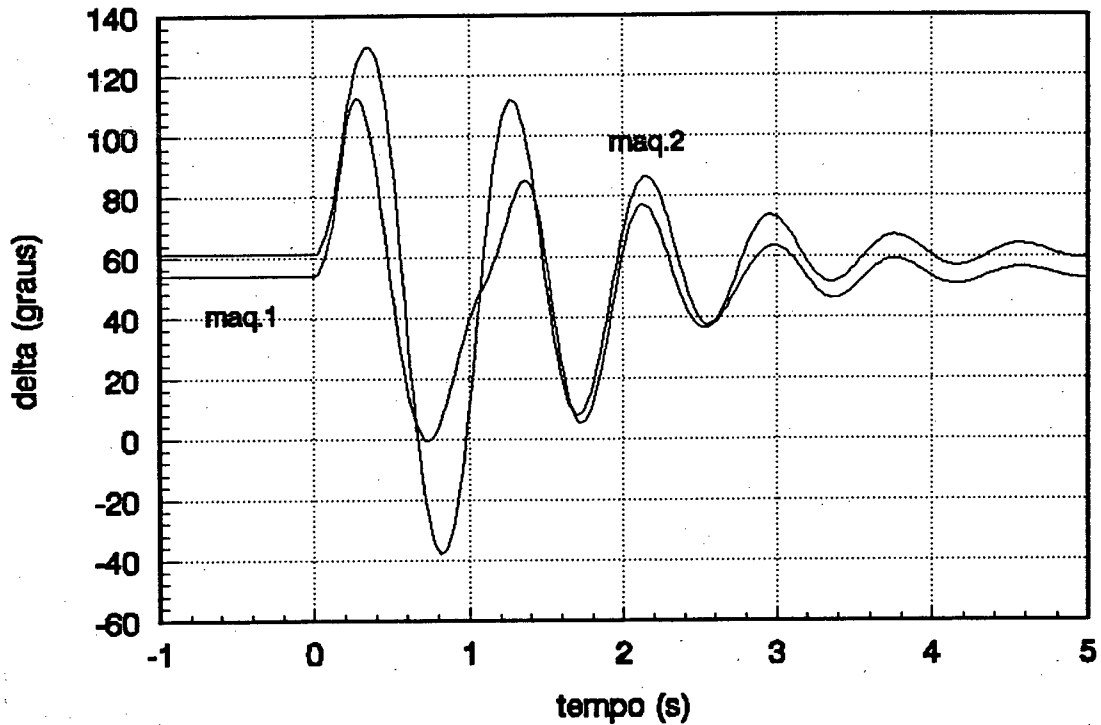


Figura 5-13 Simulação não-linear para sistema com ESPs dados pela tabela 5-20.

5.4 Resultados Obtidos Com Sistema-teste de 9 Máquinas Contra Barra-Infinita

Será agora demonstrada a aplicabilidade do método proposto a sistemas mais realísticos, representados por um sistema de 9 máquinas contra barra infinita.

A Tabela 5-21 arrola os autovalores em malha aberta. Nesta mesma tabela são apresentados autovalores em malha fechada, compreendendo controladores instalados nas máquinas 3 e 8, que se mostraram mais sensíveis aos autovalores pouco amortecidos.

Para estes controladores, aplicados nas máquinas 3 e 8, os parâmetros obtidos pelo algoritmo de alocação da auto-estrutura estão dados pela Tabela 5-22. Em seguida, a Figura 5-14 demonstra o comportamento do sistema em malha aberta e em malha fechada com os controladores obtidos. Estes gráficos correspondem também às duas colunas da Tabela 5-21

Tabela 5-21 Autovalores em malha aberta e em malha fechada, máquinas 3 e 8 dotadas de controlador.

Autovalores em Malha Aberta	Autovalores em Malha Fechada
-19.1036	-31.9759 + 6.4661j
-18.9396	-31.9759 - 6.4661j
-18.3779	-30.1934
-16.1191	-28.1507
-15.2654	-19.1041
-9.8138 + 8.7786j	-18.9402

-9.8138 - 8.7786j	-11.8961 + 8.7655j
-0.4911 + 9.2449j	-11.8961 - 8.7655j
-0.4911 - 9.2449j	-16.1212
-9.2193	-15.3099
-9.1965	-9.8437 + 9.0832j
-0.3653 + 8.5264j	-9.8437 - 9.0832j
-0.3653 - 8.5264j	-10.2208 + 5.5803j
-5.2328 + 5.1624j	-10.2208 - 5.5803j
-5.2328 - 5.1624j	-0.4908 + 9.2451j
-0.4112 + 7.3429j	-0.4908 - 9.2451j
-0.4112 - 7.3429j	-9.2180
-03786 + 6.9503j	-0.3653 + 8.5263j
-03786 - 6.9503j	-0.3653 - 8.5263j
-0.4399 + 6.4667j	-5.2139 + 5.1418j
-0.4399 - 6.4667j	-5.2139 - 5.1418j
-0.1637 + 5.8032j	-0.4117 + 7.3446j
-0.1637 - 5.8032j	-0.4117 - 7.3446j
-0.1887 + 5.4276j *	-0.3942 + 6.9448j
-0.1887 - 5.4276j *	-0.3942 - 6.9448j
-0.1969 + 5.6176j *	-0.4737 + 6.4305j
-0.1969 - 5.6176j *	-0.4737 - 6.4305j
-0.1217 + 2.9077j	-0.2100 + 5.4603j
-0.1217 - 2.9077j	-0.2100 - 5.4603j
-4.5505	-0.8448 + 5.7563j
-4.0151	-0.8448 - 5.7563j
-1,0472	-0.8605 + 5.5343j

-1.9966	-0.8605 - 5.5343j
-0.9897	-0.1981 + 2.8690j
-1.1391	-0.1981 - 2.8690j
-1.1736	-4.5390
	-4.0148
	-1,0552
	-1.8714
	-0.9899
	-1.1449
	-1.2073

Tabela 5-22 Parâmetros dos ESP obtidos para o sistema de 9 máquinas contra barra-infinita.

Parâmetro	T1	T3	K
Velocidade	0,1743-j0,1852	0,1743+j0,1852	7,67
Pot. Elétrica	0,0633	0,1154	0,1197
Velocidade	0,3049-j0,2693	0,3049+j0,2693	6,2326
Pot. Elétrica	0,099	0,156	0,1715

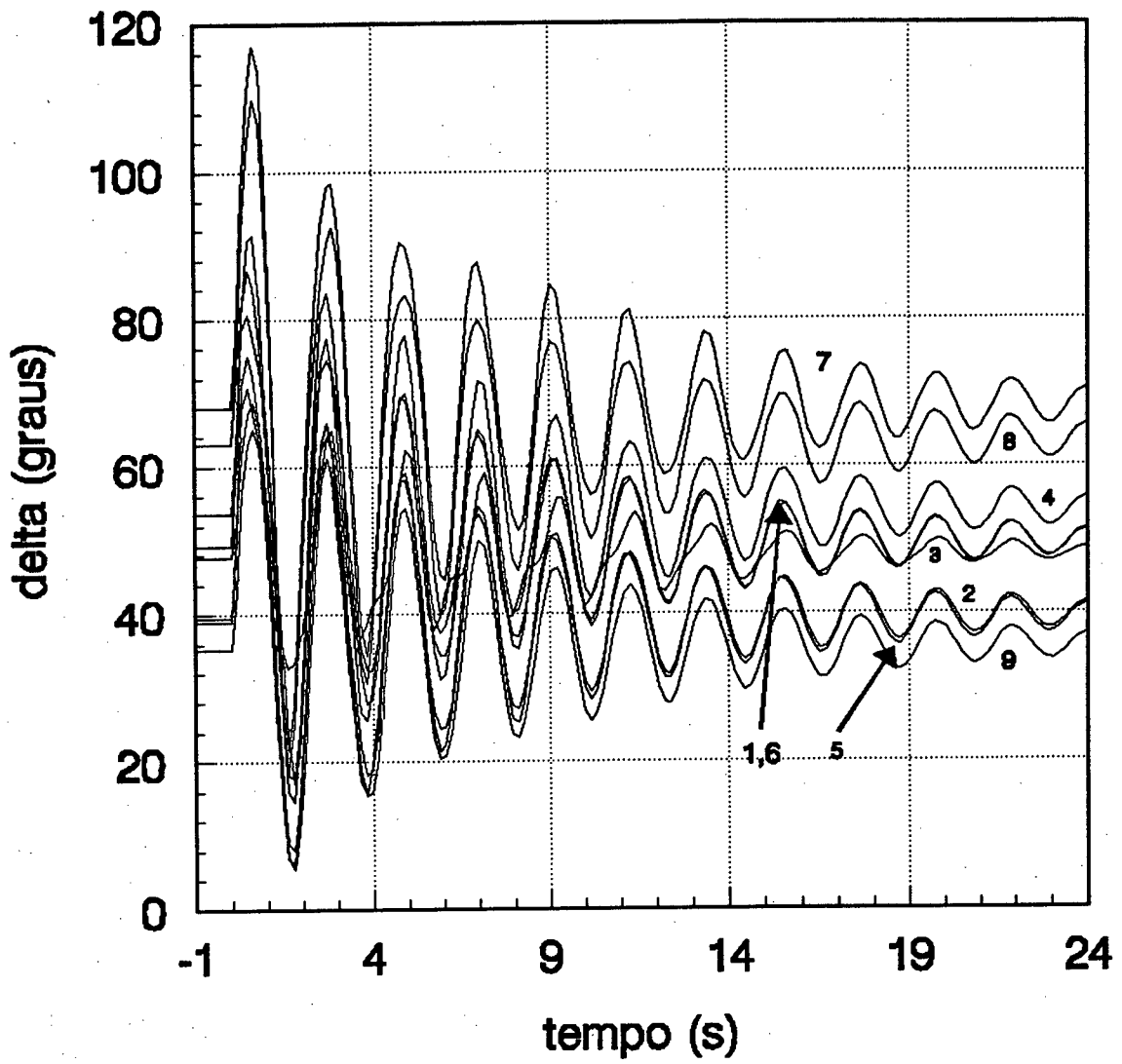


Figura 5-14 Simulação para sistema em malha aberta.

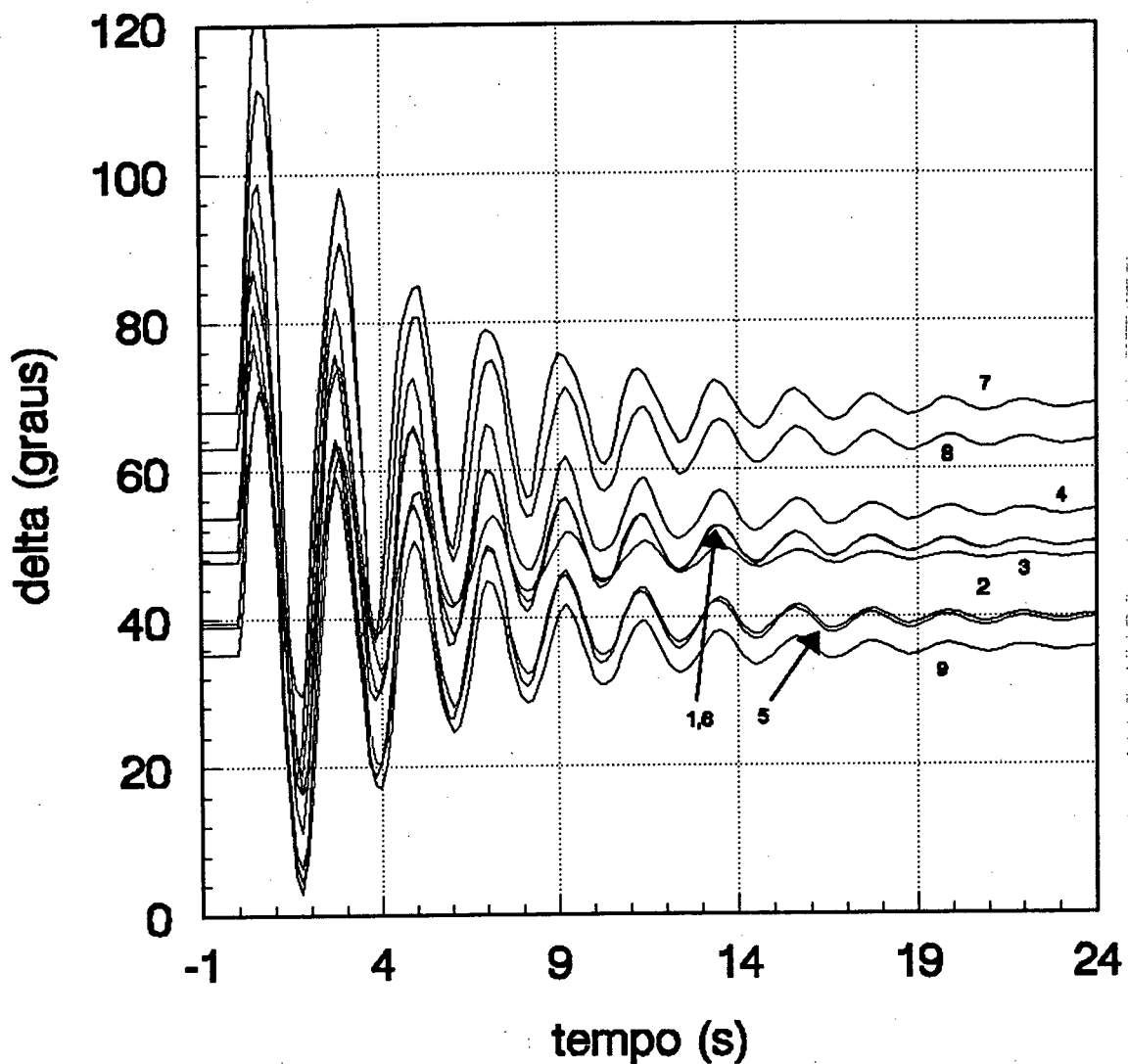


Figura 5.15 Simulação não-linear em malha fechada, com máquinas 3 e 8 dotadas de controlador, de acordo com a tabela 5-22.

5.5 Conclusão

Mostrou-se neste capítulo os resultados obtidos com a aplicação do método de alocação da auto-estrutura a sistemas de uma, duas e nove máquinas contra barra infinita. Na seção 5.2 os resultados obtidos permitem validar a técnica de especificação dos autovetores aplicada à

alocação da autoestrutura. Partiu-se de valores preliminares de parâmetros de ESPs para determinar os elementos dos autovetores correspondentes às variáveis de estado do controlador. Conforme esperado, a especificação destes autovetores no algoritmo de alocação da autoestrutura fornece como resultados parâmetros próximos aos dos ESPs propostos preliminarmente.

Na seção 5.3 mostrou-se a eficiência do método integrado de projeto. Através da observação dos resultados de simulação não-lineares, constata-se o fato de que projetos isolados de ESP's, quando implementados em conjunto apresentam um comportamento dinâmico inferior a projetos integrados dos mesmos ESPs. Além disso, foi verificada a flexibilidade do algoritmo frente a diferentes propostas de projeto, como por exemplo o projeto de ESPs derivados de diferentes sinais em diferentes máquinas.

O método de projeto proposto neste trabalho foi aplicado a sistemas de 9 máquinas contra barra-infinita na seção 5.4, mostrando sua aplicabilidade a sistemas mais realísticos. Os ESP's obtidos, bem como os obtidos nas seções precedentes, exibem parâmetros compatíveis aos utilizados corretamente pelas empresas do setor elétrico.

Capítulo VI

Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros

Este trabalho tem por objetivo investigar a aplicabilidade de métodos de alocação da auto-estrutura de sistemas lineares ao projeto de estabilizadores de sistemas multimáquinas. No que segue, são destacados pontos importantes deste trabalho, permitindo o acompanhamento das etapas necessárias à solução do problema.

O modelo do sistema de potência foi apresentado no Capítulo II, formulado em termos da matriz Jacobiana aumentada, o que permite maior flexibilidade para a modelagem dos diversos componentes do sistema de potência. A estrutura utilizada para os estabilizadores é compatível com os que são utilizados pelas empresas do setor elétrico. Compreende um duplo estágio de avanço-atraso de fase e um filtro passa-baixas. Considera-se também a possibilidade da ocorrência de zeros complexos para a função de transferência do estabilizador, o que não representa uma limitação prática de implementação. Para possibilitar que os parâmetros dinâmicos do estabilizador possam ser obtidos a partir de técnicas de realimentação estática, desenvolvidas no Capítulo III, foi obtida a realização em forma canônica observável para o controlador.

Os critérios teóricos de controle, voltados à alocação da auto-estrutura, foi objeto do Capítulo III. Nele está enunciado o teorema que fornece a base e os limites para a re-alocação, em termos das suas implicações com o número

de entradas e de saídas do sistema. As propriedades do posicionamento de autovetores são também exploradas. Estas propriedades fornecem ferramentas úteis para o projeto de estabilizadores de sistemas de potência, necessitando no entanto de diretrizes para sua utilização. Tais diretrizes são investigadas mais adiante. Foi desenvolvido ainda o algoritmo para a obtenção da matriz de realimentação estática, considerando a realimentação centralizada e descentralizada.

No Capítulo IV obtêm-se os parâmetros dinâmicos dos estabilizadores a partir da matriz de realimentação estática. Aplica-se o algoritmo desenvolvido no Capítulo III a sistemas de potência. Definem-se diretrizes para a especificação de autovalores e de autovetores, implicando na elaboração de um algoritmo auxiliar, baseado na obtenção de parâmetros compatíveis aos dos ESPs utilizados pelas empresas do setor de energia elétrica. Este algoritmo tem a capacidade de poder ponderar os sinais em cada uma das duas entradas do controlador, o que permite ao projetista, além dos ajustes inerentes a cada sinal realimentado, compatibilizar a necessidade de melhoria de estabilidade com a complexidade do controlador.

No Capítulo V são apresentados resultados da alocação da auto-estrutura aplicada a sistemas-teste de uma, duas e nove máquinas contra barra infinita. Pode-se verificar, pelos resultados obtidos com o sistema de uma máquina contra barra-infinita, a validade do algoritmo de especificação e alocação da auto-estrutura, reposicionando, em função de um amortecimento desejado, os autovalores instáveis em malha aberta. Nota-se também que, pela especificação dos autovetores, é possível a obtenção de ESPs com parâmetros compatíveis aos dos ESPs utilizados pelas empresas do setor elétrico. Em seguida, a aplicação da alocação da auto-estrutura ao sistema de duas máquinas contra barra-infinita revelou a flexibilidade do algoritmo de especificação e alocação, permitindo a obtenção de ESPs derivados de diferentes sinais em diferentes máquinas e, ao mesmo tempo, reposicionando autovalores pouco amortecidos. Pode-se também constatar a eficácia do método

integrado, já que o projeto isolado dos ESPs fornece resultados com características dinâmicas inferiores aos obtidos a partir do projeto integrado dos mesmos ESPs. Também é verificado um desvio dos autovalores calculados considerando realimentação descentralizada das saídas em relação aos obtidos via realimentação centralizada. A utilização do sistema de nove máquinas contra barra-infinita vem demonstrar a aplicabilidade do método a sistemas mais realísticos, onde os estabilizadores obtidos são compatíveis com os utilizados pelas empresas do setor elétrico e os autovalores reposicionados estão em posições próximas às desejadas.

Em que pesem os resultados promissores obtidos, cabe ressaltar que o método de alocação da auto-estrutura ainda necessita ser mais amplamente explorado, no sentido de que outras diretrizes podem ser definidas para a especificação dos autovetores, de acordo com as necessidades específicas do sistema sob estudo.

De modo geral, conclui-se portanto que o método desenvolvido é perfeitamente aplicável à solução do problema de projeto de estabilizadores em sistemas de potência. Há entretanto vários aspectos ligados à metodologia proposta que necessitam esforços adicionais de pesquisa. Dentre eles, podem ser citados os seguintes:

- aprimoramento da técnica de especificação dos autovetores desejados;
- pesquisa de controladores com estrutura mais flexível em relação aos utilizados pelas empresas do setor elétrico, de forma que se possa explorar melhor a possibilidade de especificação de autovetores;
- investigação da aplicabilidade de técnicas de cancelamento de modos nas aplicações a sistemas de potência.

Bibliografia

- [1] E. V. Larsen & D. A. Swann. " Applying Power System Stabilizers - Partes 1-3 ". IEEE T-PAS, 100:3017-3046, Junho 1981.
- [2] R. J. Fleming, M. A. Mohan e K. Parvatisam. " Selection of Parameters of Stabilizers in Multimachine Power Systems ". IEEE T-PAS, 100(5):2329-2333, Maio 1981.
- [3] F. P. DeMello & C. Concordia. " Concepts os Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control ". IEEE T-PAS, 88(4):316-327, Abril 1969.
- [4] Y. N. Yu. " Electric Power System Dinamics ". Academic Press, 1a. ed., 1983.
- [5] C. L. Lawson & R. J. Hanson. " Solving Least Squares Problems ". Prentice Hall, 1974.
- [6] H. E. Peña. " Controle descentralizado Ótimo para o projeto e Coordenação de Sinais Estabilizadores de Sistemas de Potência ". Tese de Doutorado, UFSC, Outubro 1992.
- [7] E. F. Arcidiacono, R. Marconato, J. Dos Ghali & D. Grandes. " Evaluation and Improvement of Electromechanical Oscillation Damping By Means of Eigenvalue-Eigenvector Analisis ". IEEE T-PAS , Vol PAS-99: 769-778.
- [8] R. C. G. Teive. " Ajuste Coordenado de Sinais Estabilizadores em Sistemas de Potência Multimáquinas ". Tese de Mestrado, UFSC Setembro 1991.

- [9] C. M. Lim & S. Elangovan. " Design of Stabilizers in Multimachine Power Systems ". IEE Proc. Vol. 132 Pt C Num. 3 Maio 1985.
- [10] W. Xu & Q. Lu. " A New Stabilizer Design Technique for Multimachine Power Systems ". Electric Power Systems Research, Num.15, pp 89-97, 1988.
- [11] F. D. Freitas, H. E. P. Mac-Leod, A. J. A. S. Costa. " Projeto Integrado de Sinais Estabilizadores Multivariáveis em Sistemas de Potência Multimáquinas ". X Congresso Chileno de Engenharia Elétrica, Valdivia, Chile, 1993.
- [12] V. R. U. Aramayo. " Ajuste de Sinais Adicionais em Sistemas de Potência Incluindo Compensadores Estáticos de Reativos ". Tese de Mestrado, UFSC, 1992.
- [13] N. Martins & L. T. G. Lima. " Eigenvalue and Frequency Domain Analysis of Small-Signal Electromechanical Stability Problems ". IEEE PES Symposium on Eigenanalysis and Frequency Domain Methods for System Dynamic Performance, Atlanta, GA, USA, Janeiro 1990.
- [14] S. Srinathkumar. " Eigenvalue/Eigenvector Assignment Using Output Feedback ". IEEE T AC, Vol. AC-23, Num. 1, Fevereiro, 1978.
- [15] A. N. Andry Jr., E. Y. Shapiro, J. C. Chung. " Eigenstructure Assignment for Linear Systems ". T AES, Vol. AES-19, Num. 5, Setembro 1983.
- [16] I. J. Pérez-Arriaga, G. C. Verghese, F. C. Schweppe. " Selective Modal Analysis With Applications to Electric Power Systems ". IEEE T-PAS, Vol. PAS-101, Num. 9, Setembro 1982.

- [17] E. M. Grabbe, S. Ramo, D. E. Wooldridge. " Handbook of Automation, Computation and Control ". Vol.1, Control Fundamentals, Ed. John Wiley & Sons, Inc., New York, 1958.
- [18] Manual de Utilização do Programa MULTSTAB, LABSPOT, GSP, UFSC, 1990.
- [19] A. J. A. Simões Costa, A. S. e Silva, F. D. Freitas. " Coordinated Setting of Stabilizers for Synchronous Generators and Static Var Compensators in Multimachine Systems ". IV SEPOPE. Foz do Iguaçu, PR, Maio 1994.
- [20] C. T. Chen. " Linear System Theory and Design ". Hold, Rinehart end Winston, USA, 1984.
- [21] K. R. Padiyar, R. K. Varma, "Static VAR System Auxiliary Controllers for Improvement of Dynamic Stability". Electric Power and Energy Systems, vol. 12, num. 4, oct. 1990
- [22] C. J. Wu, Y. S. Lee, "Damping of Synchronous Generator by Static Reactive Power Compensator with Digital Controller". IEE Proc. C, vol 138, num. 5, sep. 1991
- [23] F. J. Davison, R. Chatterjee, "A Note on Pole Assignment in Linear Systems with Incomplete State Feedback", IEEE Trans. on Automatic Control, Fevereiro 1971.
- [24] T. L. Huang, S. C. Chen, T. Y. Hwang, W. T. Yang, "Power System Output Feedback Stabilizer Design via Optimal Subeigenstructure Assignment", Electric Power System Research, 21 (1991), 107-114.

- [25] K. R. Padiyar, M. A. Pai, C. Radhakrishna, "A Versatile System Model for Dynamic Stability Analysis of Power Systems including HVDC Links". IEEE Trans. on PAS, vol. 100, num. 4, pp1871-1880, apr. 1981.
- [26] N. G. Hingorani, "Flexible AC Transmission", IEEE Spectrum, apr 1993, pp40-45.
- [27] F. D. Freitas, "Ajuste de Estabilizadores de Sistemas de Potência via Controle Ótimo com Restrições Estruturais". Tese de Doutorado, em andamento, UFSC.
- [28] T. I. A. H. Mustafa, "Ajuste de Controladores em Sistemas de Potência incluindo Elos CC". Tese de Mestrado, em andamento na UFSC.
- [29] J. Lin, H. D. Chiang, J. S. Thorp, "Eigenstructure Assignment by Decentralized Feedback Control". IEEE Trans. on Autom. Control, vol. 38, num. 4, apr 1993, pp-587-594
- [30] S. Srinathkumar, R. P. Rhoten, "Eigenvalue/Eigenvector Control via Spectral Characterization: An Application to Helicopter Hover Dynamics". Proceedings 9th Asilomar on Confer. Circuits, Systems and Comput., pp-605-609, nov 1975
- [31] N. Martins, L. Mikami, R. Baitelle, J. B. dos Santos Jr., "Definição da Localização de Sinais Estabilizadores em Sistemas Elétricos Multimáquinas: Metodologia Adotada Pelo Autoval", IX SNPTEE.
- [32] N. Martins, "Determinação dos Limites de Estabilidade Dinâmica de Sistemas Multimáquinas contendo Cargas não-lineares e Compensadores Estáticos". VI SNPTEE, Balneário Camboriú - SC, 1981.

- [33] J. A. L. Barreiros, "Métodos de Controle Adaptativo Aplicados à Síntese de Estabilizadores de Sistemas de Potência". Proposta de Tese de Doutorado, jul. 1992, UFSC.
- [34] L. Wang, "Eigenvalue Analysis of Large Power Systems". Ph.D. Thesis, University of Toronto, Canadá, 1991.
- [35] P. M. Anderson, A. A. Fouad, "Power System Control and Stability". The Iowa State University Press, U.S.A., 1977.
- [36] F. P. DeMello, L. N. Hannet, J. M. Undrill, "Practical Approaches to Supplementary Stabilizing from Accelerating Power". IEEE Trans. on PAS, vol. PAS-97, sept./oct. 1978.
- [37] C. H. Harvey, G. Stein, "Quadratic Weights for Asymptotic Regulator Properties. IEEE Trans. on Autom. Contr., AC-23 (June 1978), 378-387
- [38] H. Kimura, "Pole Assignment by Gain Output Feedback". IEEE Trans. on Automat. Contr. AC-20, 4 (1975), 509-516.
- [39] E. Y. Shapiro, J. C. Chung, "Application of Eigenvalue/Eigenvector assignment by Constant Output Feedback to Fly Control System's Design". In Proc. 15th Annu. Conf. Information Sciences and Systems (The Jonh Hopkins University, Baltimore, Md. 1981) pp.164-169.

- [40] E. Y. Shapiro, J. C. Chung, "Constrained Eigenvalue/Eigenvector Assignment-Application to Flight Control Systems". In Proc. 19th Annu. Allerton Conf. Communication Control and Computing (University of Illinois, Champaign-Urbana, III, 1981), 320-328.
- [41] T. M. Owens, R. R. Mielke, "A New Gain Modification Algorithm for Spectral Assignment. Presented at the Southeastern Symp. Systems Theory, Apr. 1982
- [42] J. C. Castro, "Técnicas Baseadas em Análise Modal Aplicadas à Localização e Ajuste de Sinais Estabilizadores de Sistemas de Potência ". Workshop 9º CBA. Vitória-ES.

APÊNDICE A

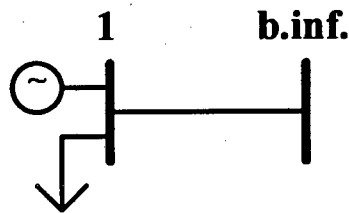
Neste apêndice serão apresentados os dados referentes aos sistemas-teste utilizados no Capítulo V. Tais sistemas são:

- A.1- Uma máquina contra barra-infinita [4];
- A.2- Duas máquinas e uma barra infinita [35];
- A.3- Nove máquinas e uma barra-infinita [10].

Para cada um destes sistemas são fornecidos diagramas unifilares, dados das linhas, dados das barras e dados dos geradores síncronos. Os dados apresentados estão calculados em p.u., na base de 100 MVA. Valores de ângulos em graus.

A.1 Dados para Sistema de Uma Máquina Contra Barra-Infinita

Diagrama Unifilar



Dados da Linha

Da Barra	Para Barra	Rsérie	Xsérie
1	infinita	-0,034	0,992

Dados das Barras

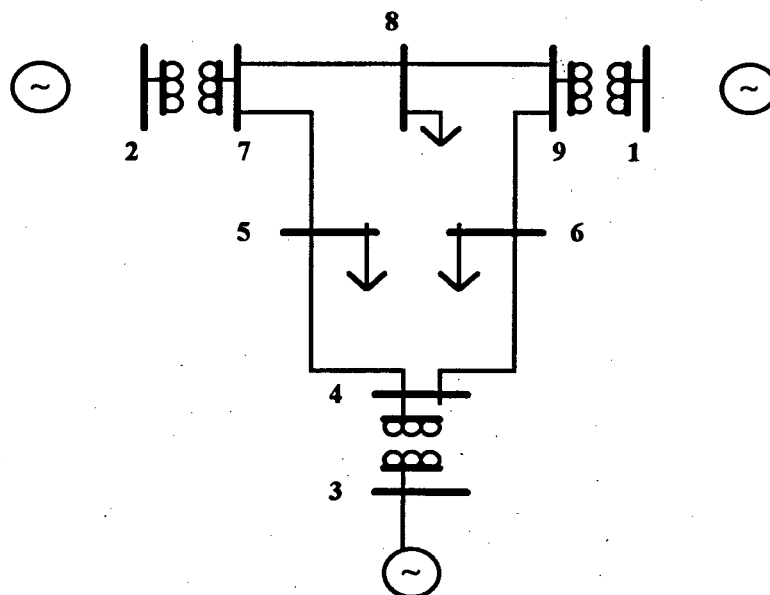
Barra	Pgerada	Qgerada	Pcarga	Qcarga	V	θ
1	1,00	0,60	0,275	-0,29	1,05	41,6
infinita	0,00	0,00	0,74	-0,25	1,05	0,0

Dados dos Geradores Síncronos e Excitatrizes

Ger.da Barra	Xd	Xq	X'd	H	D	T'do	Ka	Ta
1	0,973	0,55	0,19	4,63	0	7,76	50,0	0,05
infinita				9999				

A.2 Dados para Sistema de Duas Máquinas e uma Barra Infinita

Diagrama Unifilar



Dados das Linhas

Da Barra	Para Barra	Rsérie	Xsérie	Bshumt / 2
1	9	0	0,0586	0
2	7	0	0,0625	0
3	4	0	0,0576	0
4	5	0	0,085	0,176
4	6	0,017	0,092	0,158
5	7	0,032	0,161	0,306
7	8	0,0085	0,072	0,149
6	9	0,039	0,17	0,358
8	9	0,0119	0,1008	0,209

Dados das Barras

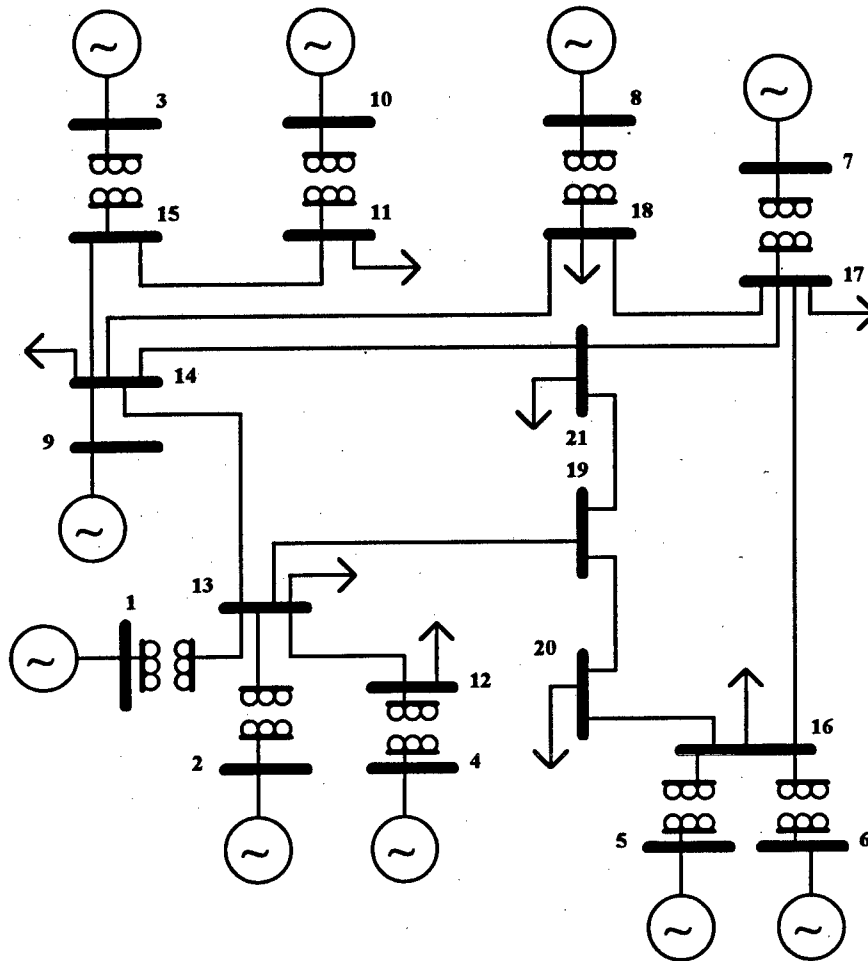
Barra	Pgerada	Qgerada	Pcarga	Qcarga	V	θ
1	0,72	0,27	0,0	0,0	1,025	0,0
2	1,63	0,066	0,0	0,0	1,025	9,28
3	0,85	-0,109	0,0	0,0	1,04	4,66
4	0,0	0,0	0,0	0,0	1,026	-2,22
5	0,0	0,0	1,25	0,5	0,996	-3,99
6	0,0	0,0	0,9	0,3	1,013	-3,69
7	0,0	0,0	0,0	0,0	1,026	3,72
8	0,0	0,0	1,0	0,35	1,016	0,72
9	0,0	0,0	0,0	0,0	1,032	1,97

Dados dos Geradores Síncronos e Excitatrizes

Ger. da Barra	Xd	Xq	X'd	H	D	T'do	Ka	Ta
1				9999		9999		
2	0,896	0,865	0,12	6,4	0,0	6,0	50,0	0,05
3	1,313	1,258	0,181	3,01	0,0	5,9	50,0	0,05

A.3 Dados Para Sistema de Dez Máquinas

Diagrama Unifilar



Dados das Linhas

Da Barra	Para Barra	Rsérie	Xsérie	Bshunt / 2
1	13	0,0	0,059	0,0
2	13	0,0	0,0135	0,0
4	12	0,0	0,29	0,0

12	13	0,0068	0,068	0,0
5	16	0,0	0,05	0,0
16	19	0,03	0,302	0,0
6	16	0,0	0,1	0,0
16	17	0,0014	0,0145	0,08
19	20	0,0096	0,112	0,0
20	21	0,0064	0,0645	0,0
21	17	0,0161	0,161	0,0
21	14	0,0025	0,0351	0,11
13	14	0,012	0,12	0,0
20	13	0,05	0,048	0,095
14	15	0,0073	0,0695	0,0
15	3	0,02	0,232	0,0
15	11	0,0071	0,069	0,0
14	9	0,012	0,119	0,0
14	18	0,0102	0,102	0,1
18	8	0,0	0,28	0,0
17	7	0,032	0,32	0,0
17	18	0,0057	0,057	0,0
11	10	0,0	0,032	0,0

Dados das Barras

Barra	Pgerada	Qgerada	Pcarga	Qcarga	V	θ
1	2,2	0,37	0,0	0,0	1,04	-5,22
2	2,3	0,67	0,0	0,0	1,035	-10,53
3	1,8	0,37	0,0	0,0	1,03	16,89
4	1,0	0,19	0,0	0,0	1,035	4,55
5	2,2	0,91	0,0	0,0	1,04	-8,09
6	2,2	0,63	0,0	0,0	1,04	-1,96
7	1,7	0,37	0,0	0,0	1,01	17,16
8	1,8	0,61	0,0	0,0	1,015	15,44
9	2,5	0,58	0,0	0,0	1,045	-0,61
10	2,28	0,81	0,0	0,0	1,05	0,0
11	0,0	0,0	1,5	0,2	1,028	-3,88
12	0,0	0,0	0,8	0,05	1,019	-11,41
13	0,0	0,0	2,24	0,2	1,027	-12,21
14	0,0	0,0	4,1	0,4	0,989	-16,93
15	0,0	0,0	0,0	0,0	0,994	-6,72
16	0,0	0,0	3,0	0,2	1,002	-14,15
17	0,0	0,0	2,0	0,1	0,991	-14,95
18	0,0	0,0	1,5	0,0	0,981	-14,95
19	0,0	0,0	1,0	0,1	0,991	-20,69
20	0,0	0,0	0,0	0,0	1,013	-16,75
21	0,0	0,0	3,5	-1,0	1,011	-20,69

Dados dos Geradores Síncronos e Excitatrizes

Ger. da Barra	Xd	Xq	X'd	H	D	T'do	Ka	Ta
1	0,9	0,9	0,13	11,0	4,0	7,0	50,0	0,05
2	0,85	0,85	0,12	11,5	4,0	7,0	50,0	0,05
3	0,5	0,4	0,15	10,0	8,0	8,0	20,0	0,05
4	1,6	1,6	0,23	6,4	5,0	7,0	15,0	0,05
5	0,95	0,95	0,15	9,9	5,0	7,0	100,0	0,05
6	0,95	0,95	0,15	9,9	5,0	7,0	100,0	0,05
7	1,0	1,0	0,17	9,0	5,0	7,0	10,0	0,1
8	1,0	1,0	0,17	9,0	5,0	7,0	10,0	0,1
9	0,45	0,38	0,07	15,0	6,0	6,0	50,0	0,1
10				9999		9999		