

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE POS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTROLE ÓTIMO DESCENTRALIZADO PARA O PROJETO E COORDENAÇÃO
DE SINAIS ESTABILIZADORES EM SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

TESE SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM CIÊNCIAS (D.Sc.)

HECTOR ELOY PEÑA MAC-LEOD

FLORIANÓPOLIS, AGOSTO 28, 1992

BIOGRAFIA DO AUTOR

Nascido em Punta Arenas, Chile, em 16 de Dezembro de 1946.

Formado em Engenharia Elétrica pela Universidad Católica de Valparaíso, Chile, em 1971.

Mestre em Ciências da Engenharia pela Wayne State University, E.E.U.U. em 1976.

Membro Sociedade de Engenheiros Electricistas ETTA-KAPPA-NU E.E.U.U.

Professor Adjunto do Dpto. de Engenharia Elétrica da Universidad Católica de Valparaíso, Chile desde 1971.

Autor de varios trabalhos em aplicações de Controle Automático em Sistemas Elétricos de Potência.

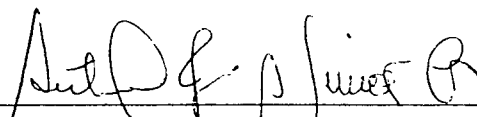
CONTROLE DESCENTRALIZADO ÓTIMO PARA O PROJETO E COORDENAÇÃO DE SINAIS
ESTABILIZADORES DE SISTEMAS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA

HECTOR ELOY PENA MACLEOD

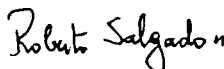
ESTA TESE RECEBEU PARECER FAVORAVÉL PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE

DOUTOR EM CIÊNCIAS (DSc.)

ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E FOI APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO

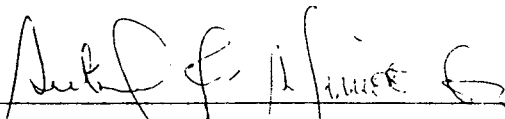


ANTONIO JOSÉ ALVES SIMÕES COSTA, PhD. - ORIENTADOR



ROBERTO DE SOUZA SALGADO, PhD. - COORDENADOR

BANCA EXAMINADORA:



ANTONIO JOSÉ ALVES SIMÕES COSTA, PhD. - ORIENTADOR



AGUINALDO SILVEIRA E SILVA, PhD.



JOSÉ CLÁUDIO GEROMEL, Dr. D'Etat



JOSÉ EDUARDO RIBEIRO CURY, Dr. D'Etat



NELSON MARTINS, PhD.

RESUMO

Nesta Tese apresenta-se um método que utiliza a técnica de Controle Ótimo com Restrições Estruturais para a síntese de Estabilizadores de Sistemas de Potência Multimáquinas. Diferentemente de outras aplicações de Controle Ótimo a problemas desta natureza, a abordagem proposta é compatível com as características naturais dos sistemas de excitação de geradores síncronos, que utilizam controles locais e medidas locais. A síntese de controladores associados usando Controle Ótimo Descentralizado coloca portanto o problema em seu âmbito teórico apropriado.

O Estabilizador é sintetizado supondo conhecidos os seus polos, uma situação normal na prática, e da aplicação do método proposto são obtidos os parâmetros que completam o estabilizador: Ganho e Constantes de Tempo dos zeros do numerador.

Utilizam-se como entradas do estabilizador sinais derivados da velocidade do eixo do gerador ou a potência elétrica gerada. Apresentam-se resultados da aplicação do método a Sistemas-teste de diferentes dimensões todos de uso frequente na literatura.

Apresentam-se ainda resultados da simulação linear e a validação através da simulação, em um modelo não-linear, do desempenho dos controladores assim obtidos aplicando-se a técnica proposta. Para tal, observa-se o amortecimento das oscilações resultantes de perturbações tipo curto-circuito trifásico ,com e sem retirada de linha

ABSTRACT

This Thesis proposes a Power System Stabilizer Design Method based on Optimal Controller Techniques which take into account Structural Constraints.

Given the natural characteristics of the excitation system of a synchronous generator, that is, local control and measurements, the synthesis procedure is embedded in its appropriate frame, that is Decentralized Optimal Control.

The poles of the PSS are assumed known, as it is the current practice. The application of the proposed method allows the determination of the gain and the zeros' time constants of the stabilizer, which are the remaining parameters.

Speed or Electric Power are used as input signals to the stabilizer throughout this Thesis, and results of the application of the technique over test systems are shown.

Linear and non-linear simulations are presented so as to evaluate the performance of the controllers synthesized via the proposed method. The system disturbances used for the non-linear simulations are three-phase short-circuits, with and without line reclosure.

The results obtained through the proposed technique set the frame that validates the proposal for future work.

A meu pai Eloy (in memoriam)

A minha mae Ana

*A minha esposa e companheira Margarita,
porque sem seu permanente apoio, trabalho e largas horas
de solidão nada do apresentado houvesse sido feito.*

*A minhas filhas Daniela e Constanza,
exemplos constantes de alegria e de esperança.*

A G R A D E C I M E N T O S

Ao Prof. Dr. A.J.A.Simões Costa pela orientação, sugestões e constante acompanhamento do trabalho.

Ao Colega e Amigo Eduardo Nohme Cardoso. Pela sua força interior e o seu inesgotável amor pelo trabalho universitário.

A CAPES pelo apoio ao longo do desenvolvimento da pesquisa.

A Universidad Católica de Valparaíso, Chile, pelo apoio e confiança depositada durante todos estes anos.

A meus mestres e amigos Fernando Doña G. e Walter Flores N. por me mostrar o caminho da vida académica.

Aos meus Colegas da Escuela de Ingeniería Eléctrica da Universidad Católica de Valparaíso, em particular aos Colegas do Grupo de Sistemas Eléctricos de Potência.

Aos meus Colegas e Amigos do Curso de Pos-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

SUMÁRIO

	Página
<u>CAPÍTULO I</u> INTRODUÇÃO	
1.1 Histórico.....	1
1.2 Revisão Bibliográfica	3
1.3 Contribuição da Pesquisa e Organização da Tese.....	7
 <u>CAPÍTULO II</u> MODELOS, DINÂMICA DO S.E.P. E AJUSTE DE ESTABILIZADORES	
2.1 Introdução.....	12
2.2 Modelo para Sistema de Potência Multimáquinas.....	13
2.3 Modelo de Estado para o Sistema Multimáquinas.....	19
2.4 Modelo do Estabilizador de Sistemas de Potência.....	20
2.4.1 Conceitos Gerais. Aspectos Analíticos.....	20
2.4.2 ESP's derivados de Velocidade do Rotor, Potência Elétrica e Potência de Aceleração.....	26
A.- ESP derivado da Velocidade.....	26
B.- ESP derivado da Potência Elétrica.....	28
C.- ESP derivado da Potência de Aceleração.....	28
2.4.3 Formas Canônicas para a Função de Transferência Estabilizadores.....	30
1.0 Forma Canônica Controlável.....	32
2.0 Forma Canônica Observável.....	32
2.5 Método Clássico de Ajuste dos Estabilizadores.....	33
2.5.1 Histórico.....	33
2.5.2 Ajuste do ESP.Caso Máquina-Barra Infinita.....	34
1.0 ESP derivado da Velocidade.....	35

2.0 ESP derivado da Potência Elétrica.....	36
2.5.3 Ajuste do ESP.Caso Multimáquinas.....	40
2.6 Conclusões.....	40

CAPÍTULO III CONTROLE ÓTIMO (REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO)

3.1 Introdução	42
3.2 Problema do Regulador Linear Quadrático (PRLQ).....	43
3.2.1 PRLQ sem Restrições.Aspectos Gerais.....	43
1.0 Estabilidade Mínima Prefixada.....	46
2.0 Robustez nos Reguladores Ótimos.....	48
3.2.2 PRLQ com Restrições.Aspectos Gerais.....	49
1.- Tipos de Restrições Estruturais Consideradas..	52
A.-Realimentação da Saída.....	52
B.-Realimentação Descentralizada das Variáveis de Estado.....	56
C.-Realimentação Descentralizada das Saídas...	57
3.3 Generalização do PRLQ com Restrições Estruturais.....	60
3.3.1 Condições para a Solução.....	61
3.3.2 Procedimento de Solução.....	66
3.4 Conclusões.....	68

CAPÍTULO IV APLICAÇÃO DA TEORIA DO CONTROLE ÓTIMO COM RESTRIÇÕES ESTRUTURAS NA SÍNTESE DE ESTABILISADORES DE SISTEMA DE POTÊNCIA

4.1 Introdução.....	70
4.2 Sistema Aumentado.....	72
4.2.1 Controle Centralizado.....	74
4.2.2 Controle Descentralizado. Modos Fixos.....	76

4.3 Sistema Aumentado e Síntese do Estabilizador.....	79
4.3.1 Introdução.....	79
4.3.2 Sistema Aumentado com ESP na FCC.....	79
4.3.3 Sistema Aumentado com ESP na FCO.....	81
4.3.4 Síntese do Estabilizador.....	84
4.4 Conclusões.....	86

CAPÍTULO IV RESULTADOS OBTIDOS DA APLICAÇÃO DO CONTROLE COM
RESTRIÇÕES NOS SISTEMAS TESTES

5.1 Introdução.....	88
5.1.1 Considerações Iniciais e Sistemas-Teste Utilizados.....	88
5.1.2 Escolha da Matriz de Ponderação das Entradas...	89
5.1.3 Escolha dos Polos do Estabilizador.....	95
5.2 Sistema-Teste Uma Máquina Barra Infinita.....	95
5.2.1 Discussão dos Resultados Obtidos do caso Máquina-Barra Infinita.....	105
5.3 Sistema-Teste Quatro Máquinas-Barra Infinita.....	108
5.3.1 Discussão dos Resultados Obtidos do caso Quatro Máquinas-Barra Infinita.....	120
5.4 Sistema-Teste Nove Máquinas-Barra Infinita.....	121
5.4.1 Discussão dos Resultados Obtidos do caso Nove Máquinas-Barra Infinita.....	135
5.5 Comentários e Conclusões.....	135

<u>CAPÍTULO VI</u> ANÁLISE DOS RESULTADOS, COMENTARIOS, CONCLUSÕES, SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS.....	137
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	142

APÉNDICE I	Modelo Multimáquinas de Heffron Phillips Generalizado	172
APÉNDICE II	Obtenção da Matriz de Peso Q, através do Modelo Heffron-Phillips.....	183
APÉNDICE III	Estrutura Da Matriz de Realimentação das Saídas a Partir da sua Forma Geral.....	189
APÉNDICE IV	Sistemas-Teste e seus Dados.....	191
APÉNDICE V	Comentários Sobre o Programa Computacional Desenvolvido.....	203

CAPITULO I

INTRODUÇÃO

1.1 Histórico.

A busca de estratégias de controle mais eficazes e sofisticadas para a operação de sistemas elétricos de potência tem sido uma preocupação permanente em países de grande extensão territorial e predominância de geração hidráulica, em geral localizada a grandes distâncias dos centros de carga. Tais sistemas são normalmente caracterizados pela existência de partes radiais e longitudinais, com grandes concentrações de geração e carga em seus extremos. A combinação destes fatores tende a deteriorar a estabilidade dinâmica do sistema de potência. Em muitos casos, este problema é consideravelmente atenuado, senão satisfatoriamente resolvido, simplesmente pela aplicação de estratégias adequadas de controle da excitação de geradores síncronos, tais como o uso de Estabilizadores de Sistemas de Potência (ESPs), que tem substituído ou postergado vultuosos investimentos para o reforço de sistemas de transmissão.

Como o sistema elétrico brasileiro apresenta as características acima descritas, a importância do desenvolvimento de ferramentas eficientes para o projeto de sistemas de controle é geralmente reconhecida nas empresas do setor elétrico, nos centros de pesquisas e nas universidades. Em consequência, varias contribuições significativas para o projeto de ESPs e seu ajuste no campo têm sido geradas no país (Magdalena, 1980; Zeni e Simões Costa, 1987; Martins e Lima, 1988; Castro, 1988; Oliveira, 1989; Araujo e

Castro, 1991).

Os métodos correntes para projeto de parâmetros de sinais estabilizadores em sistemas de potência multimáquinas baseiam-se em ajustes sequenciais, máquina a máquina, com aplicação recorrente das técnicas de ajuste clássicas obtidas do caso máquina-barra infinita. Embora frequentemente os resultados obtidos sejam satisfatórios, é possível apontar algumas deficiências neste procedimento, como por exemplo a falta de uma representação mais precisa das interações dinâmicas inter-máquinas e inter-áreas. Isto em grande parte decorre do fato de que a estratégia adotada não considera o sistema global, cujo modelo pode representar todas as interações dinâmicas importantes entre seus subsistemas.

Por outro lado, as ferramentas disponíveis na Teoria de Controle até há bem pouco tempo para o projeto ótimo de controladores de sistemas de grande porte, embora apresentem as características globais desejáveis, implicam em uma implementação prática que exige a medição de um grande número de variáveis e a transmissão destas medidas entre subsistemas. Isto é particularmente inviável na prática para aplicações em sistemas de potência.

Mais recentemente, entretanto, a evolução nesta área da Teoria de Controle tornou possível a introdução de restrições estruturais no processo de solução de tais problemas. Através destas, torna-se viável obter soluções que contemplem, por exemplo, a descentralização dos controles e a realimentação apenas das variáveis que a experiência prática indica serem realmente as mais eficazes para o amortecimento de oscilações eletromecânicas. Além disso, as soluções assim obtidas podem ser consequência da otimização de um dado índice de desempenho, definido pelo projetista, fornecendo portanto o melhor resultado dentre aqueles que satisfazem as restrições estruturais.

1.2 Revisão Bibliográfica.

Entre os aspectos da estabilidade da operação de uma máquina síncrona, encontra-se o modo chamado de estabilidade a pequenas perturbações referido comumente como estabilidade em regime permanente, ou dinâmica (Rudnick, Hughes, Brameller; 1983). Em particular, os efeitos do controle da excitação no amortecimento das oscilações que caracterizam o fenômeno da estabilidade tem sido uma preocupação permanente, sendo que a sua ocorrência encontra-se no fato de que, sob condições de operação com carga pesada e sistema externo fraco, o amortecimento gerado pelo regulador automático de tensão pode ser negativo (De Mello e Concordia, 1969; Arcidiacono, Ferrari, Marconato e Saccomanno, 1976).

Dentre as ações empreendidas inicialmente para neutralizar as causas do amortecimento negativo, podem ser citadas a redução do ganho transitório dos reguladores (De Mello e Concordia, 1969) ou a redução dos limites de transferência de potência. Ambas são altamente indesejáveis, porquanto reduzem os limites da estabilidade ou são economicamente pouco convenientes.

A utilização de sinal suplementar derivado da velocidade, frequência, potência elétrica ou potência de aceleração na excitação das máquinas síncronas tem sido até agora a melhor maneira de aumentar o amortecimento positivo do sistema (Klopfenstein, 1971; Larsen e Swann, 1981).

Após o primeiro projeto de um ESP via compensação de fase universalmente aplicável, baseado no caso máquina-barra infinita (De Mello e Concordia; 1969), uma grande quantidade de contribuições a solução do problema têm sido publicadas.

Apresentar-se-á em seguida uma síntese de artigos tidos como importantes e publicados a partir de 1969, agrupando-os pela metodologia utilizada no projeto do estabilizador, sendo que qualquer uma delas pode ser basicamente classificada como pertencente ao âmbito do controle clássico ou ao do controle moderno. Nesta Tese a Teoria de Controle Clássico é entendida como aquela do domínio da frequência e suas ferramentas de análise e projeto: Função de Transferência, Métodos de Resposta em Frequência e Lugar das Raízes. No caso da Teoria Moderna de Controle, faz-se referência ao Modelo de Estado, Controle Multivariável e Controle Ótimo.

No caso dos métodos frequenciais onde a função de transferência exerce um papel central, além do artigo precursor (De Mello e Concordia, 1969), foram relatadas experiências de campo (Klopfenstein, 1971; Larsen e Swann, 1981; Lee, Beaulieu e Service, 1981; Farmer e Argrawal, 1983; Zeni e Simões Costa, 1987; Kundur, Klein, Rogers e Zywno, 1989), e as primeiras aplicações das ferramentas próprias do domínio da frequência (Bollinger, Laha, Hamilton e HARRAS, 1975; Gooi, Hill, Mobarak, Thorne e Lee, 1981; Gibbard, 1982; Keränen e Kelo, 1983; Martins e Lima, 1988; Oliveira, 1989).

Foram também publicados artigos que utilizam a função de transferência no âmbito dos sistemas multivariáveis e em que o projeto é realizado por posicionamento de polos (Hamdan e Hughes, 1977; Fleming, Mohan e Parvatisam, 1981; Abe e Doi, 1983; Lefebvre, 1983; Lim e Elangovan, 1985; Hamdan e Elabdalla, 1987; Yang, Munro e Brameller, 1987).

Outras publicações utilizam do modelo de estado e de técnicas complementares tais como a sensibilidade dos autovalores a variações paramétricas (Saccomanno, 1975; Arcidiacono, Ferrari, Marconnato, Dos Ghali e

Grandez, 1980; DeMello, Nolan, Laskowski e Undrill, 1980; Abdalla, Hassan e Tweig, 1984; Doi e Abe, 1984; Ramsay e Lesani, 1990; Ostojič, 1991).

Sem dúvida, a aplicação do controle ótimo como técnica de projeto da Teoria Moderna de Controle, tem concentrado grande parte das pesquisas no assunto. Os primeiros artigos com aplicação dos resultados do problema do Regulador Linear Quadrático a sistemas de potência (Yu, Vongsuriya e Wedman, 1970; Elangovan e Kuppurajulu, 1971; Yu e Siggers, 1971; Yu e Moussa, 1972; Moussa e Yu, 1972), apresentam como característica comum a proposição de um controle centralizado como resultado da própria solução do problema.

Como consequência do desenvolvimento do fundamento teórico do controle com restrições na estrutura (Levine e Athans, 1970; Aoki, 1972; Davison, Rau e Palmay, 1973; Davison, 1976; Corfmat e Morse, 1976; Siljak, 1978; Fessas, 1979; Hopkins, Medanic e Perkins, 1981; Geromel e Bernussou, 1982; Ikeda, Siljak e Yasuda, 1983; Geromel, 1987), como ferramenta para análise e controle de sistemas de grande porte, iniciaram-se as publicações da sua aplicação em sistemas de potência.

As primeiras tentativas na solução do problema foram através da redução da ordem do modelo (Elangovan e Kuppurajulu, 1971). Questões relativas à conveniência ou não da realimentação de todas as saídas e comparação do comportamento em relação à solução centralizada foram abordadas pela primeira vez em Davison, Rau e Palmay (1973).

O controle por realimentação da saída em Quintana, Zohdy e Anderson (1976) apresenta uma formulação geral e unificada do problema do controle da excitação, embora os resultados sejam relativos ao caso máquina-barras infinita. Estudos da aplicação do controle com restrições para

o problema de controle carga-frequência são apresentados em Davison e Tripathy (1978); Geromel e Peres (1985); e Feliachi (1987).

O controle sub-ótimo da excitação por redução do modelo e supondo que a estratégia de controle afeta só os modos dominantes é apresentado em Elangovan e Kuppurajulu (1971). Já Yu e Siggers (1971) embora aplicando um controle centralizado, testam a solução ótima obtida do caso máquina-barra infinita em um sistema multimáquinas.

A aplicação do método de deslocamento dos autovalores dominantes para o cálculo da matriz de ponderação de estados no índice de desempenho quadrático é também utilizado na solução do problema do controle da excitação e apresentado em Moussa e Yu (1972). Uma forma de restrição na estratégia de controle é do tipo hierárquico (Soliman, Darwish e Fantin, 1978; Huang, Hwang e Yang, 1989), isto é, um controlador de nível hierárquico mais alto tem como objetivo as interações entre os subsistemas, e o outro controlador é do tipo local. O método utiliza o conceito de estabilidade mínima prefixada.

A teoria de decomposição-agregação utilizada no controle integrado da velocidade e da excitação para gerar um controle descentralizado em um sistema multimáquinas caracteriza-se pela solução de tipo estática em Qiang, Zhang, Hong e Ying (1983), em contraposição com o artigo de Doraiswami, Sharaf e Castro (1984) onde o problema é resolvido utilizando-se estabilidade mínima prefixada, com geração de um algoritmo para identificar os modos fixos descentralizados e a síntese de um compensador dinâmico utilizando para o sistema um modelo reduzido em termos dos modos dominantes.

Supondo que as interações entre os subsistemas possa ser

representada através de um modelo dinâmico de baixa ordem, a solução pode ser obtida utilizando também a teoria de decomposição-agregação (El-Gammal e Kimura, 1983).

A utilização da matriz modal na geração de uma estratégia de controle ótima descentralizada, ou controle projetivo, que necessita de um modelo do sistema na forma canônica controlável, é apresentada em Arnautovic e Medanic (1987), (1990) onde o projeto visa minimizar, em cada iteração, a diferença entre os parâmetros calculados e aqueles obtidos da solução centralizada ou solução de referência.

O projeto descentralizado, embora sequencial, apresentado em Yu, Qiang e Lee (1988) gera uma estratégia ótima estática e permite, após projetar o estabilizador para todas as máquinas de um sistema multimáquinas, decidir qual delas é mais efetiva no amortecimento dos modos críticos, utilizando um gráfico de fator de amortecimento versus número de máquinas controladas.

1.3 Contribuição da Pesquisa e Organização da Tese.

Do análise bibliográfica apresentada na seção anterior pode ser concluído que, em sistemas de grande porte, e tipicamente nos sistema de potência, se faz inevitável a presença de padrões de informação que não são convencionais, isto é, o controle é exercido por diversos agentes com acesso a informação parcial da estrutura do sistema, do vetor de estados ou de seus parâmetros.

No caso do controle em um sistema de potência multimáquinas isto se faz evidente, por exemplo, na existência das áreas interligadas pelas linhas de intercâmbio, no interior das quais cada operador tem controle direto sobre o subsistema que define sua área, mas não possui controle direto sobre regiões que definem outras áreas.

É natural pensar então que, em sistemas de grande porte e descentralizados, nenhum agente de controle possui informação completa dos sistemas a serem controlados ou do meio no qual o sistema deve operar. Dado que cada agente de controle atua sobre um conjunto diferente de informações do vetor de estados do sistema, é possível então que o sistema se torne instável por falta de coordenação entre estes agentes.

No caso do controle de excitação, o anterior é particularmente verdadeiro dada a natureza local do problema, em que cada máquina possui um sistema de excitação e onde as medidas das variáveis de interesse e as ações de controle são locais. Assim, estima-se apropriada a utilização de uma estratégia de controle que considere as restrições estruturais acima mencionadas tal como a alternativa de solução apresentada em Geromel (1987).

Neste trabalho utiliza-se a técnica referida para resolver o problema do controle da excitação com compensação dinâmica por realimentação da saída. A consequência natural da estratégia utilizada é uma coordenação tanto dos torques de sincronização como de amortecimento do sistema (Yu,Qiang, Lee,1988).

Pode-se resumir as contribuições da presente Tese nos seguintes pontos:

A.- Utilização de um método sistemático de projeto coordenado dos estabilizadores de um sistema de potência multimáquinas.

B.- O projeto é realizado visando sintetizar um compensador dinâmico de ordem fixa para cada subsistema. O compensador assim determinado apresenta a estrutura convencional normalmente utilizada nas empresas do setor elétrico para os estabilizadores de potência.

C.- Utiliza-se a Teoria de Controle Descentralizado Ótimo para resolver um problema com características locais tanto das saídas como dos controles, e colocando portanto o problema no seu âmbito natural.

D.- Apresenta-se um método para a determinação da matriz de ponderação dos estados no índice de desempenho quadrático.

E.- Apresenta-se uma metodologia para resolver um problema de sínteses de um compensador dinâmico através da realimentação estática descentralizada das saídas de um sistema aumentado formado pelo sistema original e compensadores de ordem fixa nas suas formas canônicas observáveis.

Como produto complementar da pesquisa foi desenvolvido um programa computacional que, a partir dos dados da máquina e da rede, calcula o modelo linear do sistema de potência e as estratégias de controle que o usuário define. O programa gera tanto os arquivos necessários para seu próprio cálculo como outros arquivos visando a possibilidade futura de contar com pacotes computacionais de propósito específico.

Finalmente a Tese é organizada da seguinte maneira:

No Capítulo I faz-se um histórico do problema das oscilações eletromecânicas pouco amortecidas em sistemas de potência e a forma como a sua solução foi desenvolvida no tempo. Continua-se com uma revisão bibliográfica a partir de 1969, em que se procura discutir as características que as soluções publicadas apresentam.

No Capítulo II apresenta-se o Modelo de Heffron e Phillips Multimáquinas ou Generalizado e o modelo do Estabilizador de Sistemas de Potência. Inclui-se também os conceitos gerais e aspectos analíticos de tais dispositivos, assim como as características da derivação do seus sinais. Dada a utilização posterior, apresentam-se também as formas canônicas controláveis e observáveis do estabilizador. O capítulo finaliza com uma breve descrição dos métodos de ajuste tanto do caso máquina-barras infinita como do caso multimáquinas.

O Capítulo III apresenta a teoria referente ao Controle Ótimo, e especificamente aquela ligada ao problema do Regulador Linear Quadrático. Apresenta-se a solução do problema do regulador primeiramente sem restrições na sua estrutura, incorporando o conceito de estabilidade mínima pré-fixada e dos resultados referentes às margens de ganho e fase, referentes à robustez da solução. A seguir se discute a solução do regulador com restrições estruturais. Após a apresentação do seus aspectos gerais, analisam-se os diferentes tipos de restrições a serem consideradas. Finalmente, estabelece-se as condições para a solução e o procedimento de solução.

No Capítulo IV é aplicado o controle ótimo com restrições na síntese do estabilizador. Define-se assim o sistema aumentado e se faz

referência aos modos fixos descentralizados. Apresentam-se as estruturas do sistema em malha fechada com o estabilizador tanto na sua forma canônica controlável como observável, justificando-se a escolha da forma canônica observável.

No Capítulo V são apresentados os resultados da aplicação do controle ótimo com restrições na síntese do estabilizador em sistemas-teste de uma, cinco e dez máquinas. Apresentam-se as razões pelas quais foram utilizadas determinadas estruturas na matriz R de ponderação dos controles, tanto para o sinal derivado da velocidade como para o derivado da potência elétrica.

Finaliza-se o corpo do trabalho com o Capítulo VI, onde são feitos as análises dos resultados para incorporar os comentários, conclusões e sugestões para continuação da pesquisa.

A Tese apresenta também um conjunto de Apêndices onde são expostos tanto os detalhes da obtenção do modelo de Heffron e Phillips Multimáquinas como a determinação da matriz de ponderação de estados a partir do modelo referido anteriormente. Apresentam-se os dados dos sistemas-teste e as características relevantes do programa computacional desenvolvido. Inclui-se também um item referente à estrutura da matriz de realimentação descentralizada das saídas a partir de sua forma geral.

CAPÍTULO II

DINÂMICA DE SISTEMAS DE POTÊNCIA E MODELO MULTIMÁQUINAS

2.1 Introdução.

A Dinâmica de Sistemas de Potência (SP), abrange um amplo espectro de fenômenos de natureza elétrica, eletromecânica e termomecânica. Tais fenômenos podem ser classificados segundo a escala temporal na qual eles são relevantes como se mostra a seguir (DeMello,1970):

- 1.- Dinâmica das Máquinas Elétricas e rede no período de alguns segundos.
- 2.- Dinâmica relativa ao controle da frequência do sistema interligado e intercâmbio entre áreas, no período de alguns minutos.
- 3.- Dinâmica de turbinas (hidráulicas e térmicas) no período de vários minutos.

Estes períodos são representados na figura 2.1 (DeMello,1970).

Intervalo de tempo dos principais efeitos	Dinâmica M. Elétricas e Controles de Excitação		
	Alguns segundos	Controles de Carga Frequência	Turbinas e Controle de Fornecimento de Energia
Alguns segundos	X		
Poucos minutos		X	
Vários minutos			X

FIGURA 2.1 Efeitos e Escala Temporal

Embora o termo "Dinâmica de Sistemas de Potência" diga respeito a um conjunto grande de problemas e aos seus efeitos, existe a tendência de associar estes problemas com o fenômeno de "Estabilidade de Sistemas de Potência" que, comumente, diz respeito à capacidade de um sistema de se manter em sincronismo após uma perturbação, e onde a resposta geralmente é obtida via simulação em um período de tempo de poucos segundos. As situações de maior dificuldade são relativas a problemas de estabilidade não tão convencionais e caracterizados por fenômenos que se desenvolvem em vários segundos. Nestes casos, são importantes as características das cargas, o controle de excitação e as características das turbinas.

Assim, a "Dinâmica de Sistemas de Potência" não diz respeito apenas à Estabilidade Transitória. Aspectos importantes envolvem o estudo do comportamento dinâmico através de uma análise que pode ser altamente complexa e que abrange tanto a primeira oscilação ("first swing"), quanto os fenômenos posteriores.

Em resumo, nestes casos é importante utilizar tanto modelos apropriados quanto ferramentas computacionais de propósito específico que permitam obter resultados confiáveis. Mais ainda, da posse destes resultados a etapa da sua correta interpretação é de suma importância já que, em geral, os resultados não podem ser aceitos como válidos para faixas temporais ou de frequência para as quais os modelos não foram deduzidos.

2.2 Modelo de Sistema de Potência Multimáquinas

Em geral o modelo matemático de um sistema não deve estar alheio aos objetivos perseguidos pelo analista. Um modelo muito simplificado terá

resultados pouco confiáveis e, pelo contrário, modelos de alta complexidade implicarão em estudos demorados e de custo elevado.

No caso do sistema de potência, a faixa temporal que define o fenômeno em estudo e o tipo de perturbação são referências apropriadas para estabelecer as restrições que permitam obter um modelo linear válido em termos de satisfazer o compromisso entre simplicidade e qualidade da informação (confiabilidade do modelo). Assim, o chamado Modelo de Heffron e Phillips (DeMello e Concordia,1969) e a sua versão multimáquinas (Moussa e Yu,1974), mostra-se adequado aos objetivos desejados.

Considera-se que, no problema dos estudos da estabilidade de um sistema de potência, são feitas suposições que independem do detalhe na representação dos sistemas de controle, das cargas ou das máquinas (Young,1970),isto é:

- 1.- São representadas apenas as tensões e correntes a frequência fundamental, tanto no estator como na rede.
- 2.- Utilizam-se as componentes simétricas quando da existencia de condições não balanceadas, e
- 3.- Os efeitos da variação da velocidade da máquina sobre a tensão gerada são desprezíveis.

Na primeira suposição é permitido que todas as tensões e correntes da máquina possam ser representadas através de fasores. As equações da rede se transformam em equações algébricas e os fasores das máquinas ficam relacionados via equações algébricas e diferenciais.

A segunda hipótese é necessária se a primeira for aceita, fazendo com que a representação fasorial do modelo de máquina a ser deduzido seja a representação de sequência positiva. Finalmente, a última suposição só tem grande influência nos estudos de estabilidade se a frequência sofrer variações substanciais, em cujo caso, as hipóteses (1) e (2) devem ser modificadas.

Se as restrições anteriores são impostas, tem-se um modelo apropriado para um estudo sobre a estabilidade de um sistema de potência, embora as equações que representam a máquina sejam ainda de relativa complexidade. Além disso, em função do objetivo desejado, são incorporadas algumas restrições adicionais gerando assim diferentes modelos que permitem satisfazer o compromisso entre simplicidade e esforço.

Incorporando-se às suposições anteriores a restrição de não levar em consideração os enrolamentos amortecedores e os seus efeitos, gera-se o Modelo II (Young, 1970) ou modelo E'_q (Anderson, Fouad, 1977).

Em resumo, são estabelecidas as seguintes restrições quanto ao gerador:

- 1.- Os efeitos dos enrolamentos amortecedores são desprezados.
- 2.- Resistências do estator são desprezadas.
- 3.- As tensões de transformação nas equações do estator são consideradas desprezíveis face as tensões de velocidade.
- 4.- As tensões de velocidade são supostas a velocidade nominal.
- 5.- Supõe-se condições balanceadas e ausência de saturação.

Para um dado ponto de operação, a linearização das equações

deste modelo gera o modelo de Heffron e Phillips referido anteriormente. A seguir são apresentados os principais resultados obtidos da linearização mencionada, sendo que os detalhes relativos a sua obtenção são apresentados no Apêndice I.

Supondo um sistema multimáquinas composto de n máquinas, tem-se para a i -ésima máquina o seguinte diagrama fasorial:

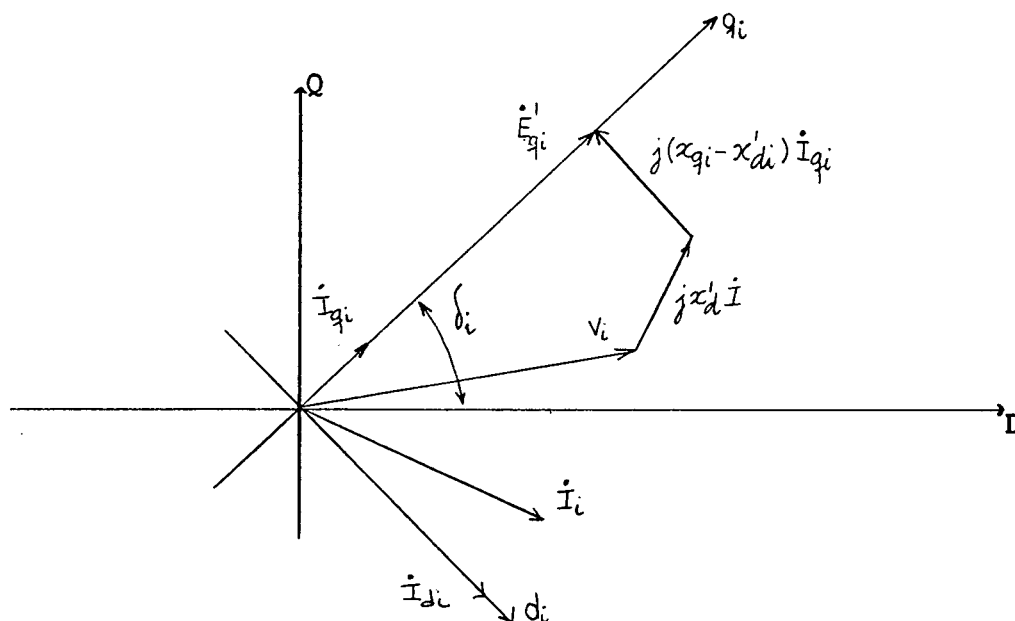


FIGURA 2.2 Diagrama fasorial de i -ésima máquina em um sistema multimáquinas.

Do diagrama fasorial da figura 2.2 são determinadas as componentes d e q da i -ésima máquina nas coordenadas (d_i, q_i) e (D, Q) , e as relações entre tensões e correntes do sistema de transmissão.

Utilizando da expressão para o torque elétrico são determinadas as matrizes K_1 e K_2 . As matrizes K_3 e K_4 são determinadas utilizando da equação da tensão interna da máquina e as matrizes K_5 e K_6 são obtidas da relação para a tensão terminal. O anterior é mostrado a seguir:

TORQUE ELÉTRICO

$$[\Delta T_e] = [K1] [\Delta \delta] + [K2] [\Delta E'_q] \quad (2.1)$$

TENSÃO INTERNA DA MAQUINA

$$[\Delta E'_q] + [K3] [T'_{do}] [\Delta E'_q] = [K3] \left\{ [\Delta E'_{fd}] - [K4] [\Delta \delta] \right\} \quad (2.2)$$

TENSÃO TERMINAL

$$[\Delta V_t] = [K5] [\Delta \delta] + [K6] [\Delta E'_q] \quad (2.3)$$

REGULADOR DE TENSÃO

$$[T_A]^{-1} [\Delta E'_{fd}] + [\Delta E'_{fd}] = [T_A]^{-1} [K_A] [\Delta e_t] \quad (2.4)$$

onde

$$[\Delta e_t] = \left\{ [\Delta V_{ref}] - [K5] [\Delta \delta] - [K6] [\Delta E'_q] \right\} \quad (2.5)$$

EQUAÇÃO DE OSCILAÇÃO

$$[2H] [\Delta \omega] = -[D] [\Delta \omega] + [\Delta T_a] \quad (2.6)$$

com

$$[\Delta \delta] = [\omega_o] [\Delta \omega] \quad (2.7)$$

e

$$[\Delta T_a] = [\Delta T_m] - [\Delta T_e] \quad (2.8)$$

A partir das Eqs (2.1),(2.2),(2.3), (2.4), (2.5), (2.6), (2.7) e (2.8) pode ser construído o diagrama de blocos mostrado na figura 2.3.

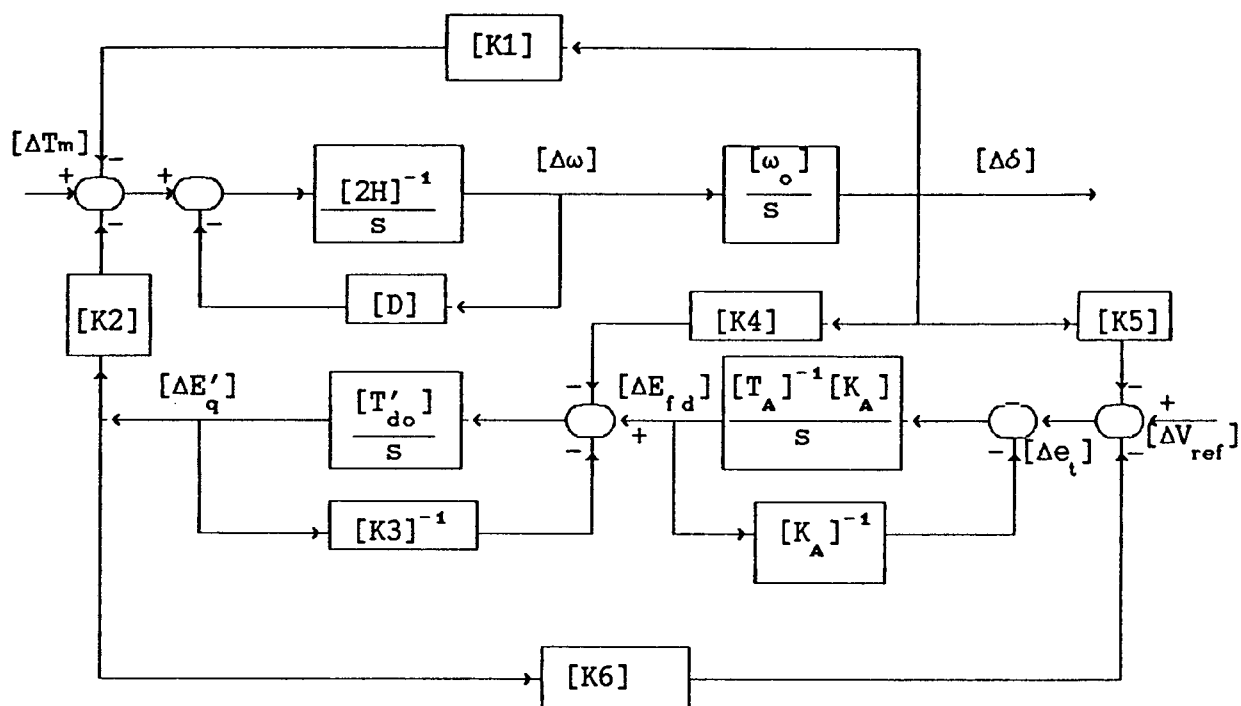


FIGURA 2.3 Modelo Linear Multimáquinas ou Heffron-Phillips Generalizado

No modelo de Heffron e Phillips multimáquinas mostrado no figura 2.3, as matrizes $K1$, $K2$, $K3$, $K4$, $K5$ e $K6$ apresentam características que dependem tanto da topologia quanto da condição de operação do sistema (Yu,1972).

Assim, a matriz $K1$ representa a variação na potência elétrica face a variações no ângulo de torque supondo fluxo constante. Representa portanto o coeficiente de torque de sincronização da máquina.

A matriz $K2$ representa a variação da potência elétrica face a variações na tensão interna da máquina, supondo constante o ângulo de torque.

A matriz K3 representa um fator de impedâncias, ou relação entre as reatâncias da máquina e a reatância equivalente externa. Leva portanto em consideração os efeitos de carga da reatância externa.

A matriz K4 representa o efeito desmagnetizante das variações do ângulo de torque (i.e. reação de armadura).

As matrizes K5 e K6 representam o efeito sobre a tensão terminal da máquina produto das variações do ângulo de torque com tensão interna constante, e da tensão interna com ângulo de torque constante respectivamente.

2.3 Modelo de Estado para o Sistema Multimáquinas.

Da figura 2.3 ou das Eqs.(2.1), (2.2), (2.3), (2.4), (2.5), (2.6), (2.7) e (2.8) pode ser obtido o Modelo de Estado do sistema multimáquinas como:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{x} \quad (2.10)$$

onde

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -[2\mathbf{H}]^{-1}[\mathbf{D}] & \cdot & -[2\mathbf{H}]^{-1}[\mathbf{K1}] & \cdot & -[2\mathbf{H}]^{-1}[\mathbf{K2}] & \cdot & [\mathbf{0}] \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ [\omega_o] & \cdot & [\mathbf{0}] & \cdot & [\mathbf{0}] & \cdot & [\mathbf{0}] \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ [\mathbf{0}] & \cdot & -[\mathbf{T}'_{do}]^{-1}[\mathbf{K4}] & \cdot & -[\mathbf{T}'_{do}]^{-1}[\mathbf{K3}]^{-1} & \cdot & [\mathbf{T}'_{do}]^{-1} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ [\mathbf{0}] & \cdot & -[\mathbf{T}_A]^{-1}[\mathbf{K}_A][\mathbf{K5}] & \cdot & -[\mathbf{T}_A]^{-1}[\mathbf{K}_A][\mathbf{K6}] & \cdot & -[\mathbf{T}_A]^{-1} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$B = \text{bloco diag } \{B_i\} \quad \text{onde} \quad B_i = \begin{bmatrix} 1/2H_i \\ 0 \\ 0 \\ K_{Ai}/T_{Ai} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

e onde o vetor de estados é definido como $x^T = [\Delta\omega^T \ \Delta\delta^T \ \Delta E_q'^T \ \Delta E_{fd}^T]$ e o vetor de controle definido como $u^T = [u_1^T \ \dots \ u_i^T \ \dots \ u_m^T]$, e onde $u_i^T = [\Delta T_{mi} \ \Delta V_{refi}]$. Da mesma maneira, a matriz C fica determinada pelas saídas a serem definidas para o sistema.

Neste trabalho é de interesse o que diz respeito à excitação das máquinas síncronas e portanto a dinâmica associada à turbina não é considerada. Assim sendo, as variações de torque mecânico são supostas nulas.

2.4 Modelo do Estabilizador de Sistemas de Potência

2.4.1 Conceitos Gerais e Aspectos Analíticos

Entre os aspectos relativos à estabilidade da operação de uma máquina síncrona, aquele referente à estabilidade dinâmica é de particular importância.

Na década de 1960, as novas unidades geradoras em serviço já possuíam reguladores de tensão de ação contínua. Na medida que a capacidade do parque gerador aumentava com a incorporação de novas unidades com reguladores rápidos de alto ganho, ficou evidente o efeito negativo que tais reguladores tinham sobre a estabilidade dinâmica do sistema. Assim, foram

detetadas oscilações pouco amortecidas e até amortecidas negativamente, limitando severamente a capacidade de transferência de potência (Larsen, Swann, 1981).

O modelo linearizado do sistema de potência, para o caso máquina-barra infinita (DeMello, Concordia, 1969) e as informações obtidas como produto de seu análise, foram as primeiras razões técnicas que possibilitaram a compreensão do problema e as suas primeiras soluções.

Os chamados Estabilizadores de Sistema de Potência são dispositivos que modulando a tensão de referência do regulador de tensão permitem compensar os efeitos negativos que o alto ganho e rapidez de tais reguladores, junto a condições de operação em carga pesada e possibilidade de se ter um sistema de transmissão fraco (i.e. alta impedância externa), tem sobre a estabilidade dinâmica do sistema (Arcidiacono, Ferrari, Marconnato, Saccomanno, 1976).

A forma convencional em que tal dispositivo se apresenta é a de uma estrutura de avanço-atraso de fase, geralmente com dois estágios (IEEE, 1981), embora não sejam excluídas outras realizações (Moussa e Yu, 1972).

Com referência à figura 2.3 e para o caso de uma máquina, podem ser destacados dois laços importantes: o laço eletromecânico que representa um oscilador simples com frequência natural

$$\omega_n = \sqrt{\frac{\omega_o K_1}{2 H}} \left[\frac{\text{rad}}{\text{seg}} \right], \quad (2.13)$$

e o laço reativo.

No laço reativo, a expressão para as variações de torque elétrico como função das variações do ângulo de torque, através do seu efeito sobre $\Delta E'_q$, é dado como (DeMello e Concordia, 1969):

$$\frac{\Delta T}{\Delta \delta} \bigg|_{\Delta E'_q} = \frac{-K_2 \{ (K_A K_5 + K_4) + s T_A K_4 \}}{(1/K_3) + K_A K_6 + s(T_A/K_3 + T'_{do}) + s^2 T'_{do} T_A} \quad (2.14)$$

Da Eq.(2.14) podem ser obtidas as expressões para as contribuições de torque de amortecimento e de torque de sincronização para varias frequências de oscilação.

A componente de torque de sincronização (em fase com o ângulo δ) em uma frequência ω , e sem considerar o efeito através de K_4 , é dado como:

$$\Delta T_s = \frac{-K_2 K_A K_5 ((1/K_3) + K_6 K_A - \omega^2 T'_{do} T_A)}{((1/K_3) + K_6 K_A - \omega^2 T'_{do} T_A)^2 + \omega^2 (T_A/K_3 + T'_{do})^2} \Delta \delta \quad (2.15)$$

A componente de torque de amortecimento, (em fase com a velocidade ω_g), produto da ação do regulador de tensão é:

$$\Delta T_D = \frac{K_2 K_A K_5 (T_A/K_3 + T'_{do}) \omega}{((1/K_3) + K_6 K_A - \omega^2 T'_{do} T_A)^2 + ((T_A/K_3) + T'_{do})^2 \omega^2} \Delta \omega_g \quad (2.16)$$

Portanto, tendo em conta as Eqs.(2.15) e (2.16) as seguintes conclusões podem ser obtidas (IEEE,1981):

a).- No caso $K_5 > 0$ (Carga média a leve e sistema externo forte)

A componente de torque de sincronização é negativa, mas normalmente o valor de K_1 é grande de maneira que o torque líquido de sincronização ($K_1 \Delta\delta - \Delta T_g$), é positivo. De igual forma, o torque de amortecimento é positivo.

b).- No caso $K_5 < 0$ (Carga pesada e sistema externo fraco)

Na maior parte dos casos que dizem respeito a problemas de estabilidade dinâmica, o parâmetro K_5 é negativo. Neste caso o regulador de tensão com alto ganho fornece um auxílio importante para que a componente de torque de sincronização seja suficientemente grande ($\Delta T_g > 0$, Eq.(2.15)).

Contudo, como mostrado pela Eq.(2.16), nestes casos a componente de torque de amortecimento é negativa, e o torque de amortecimento global do sistema torna-se muito pequeno. Uma solução precária é reduzir o ganho K_A , desde que sujeito à limitação imposta pelo torque de sincronização (DeMello,1970).

Face às situações colocadas acima, uma maneira efetiva de se resolver o problema da falta de amortecimento é utilizar um sinal especial derivado seja da velocidade do rotor do gerador, ou da potência elétrica ou de outras grandezas, com o objetivo específico de gerar torque de amortecimento. Para tal fim, e em relação à figura 2.3, supondo o caso de

uma máquina, o diagrama de blocos pode ser manipulado para se obter um equivalente como mostra a figura 2.4.

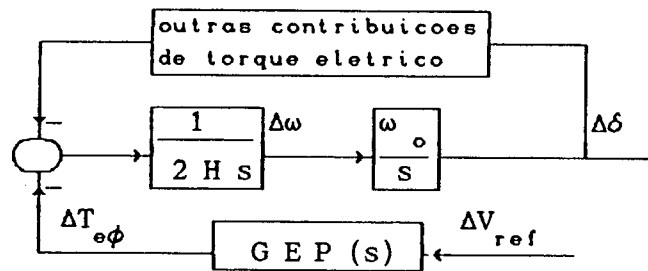


FIGURA 2.4 Diagrama de blocos equivalente

Na figura 2.4 a função de transferência $GEP(s)$ é composta por parâmetros tanto do Gerador, como do sistema de Excitação e do sistema de Potência, e a sua forma explícita é a seguinte:

$$GEP(s) = \frac{K_2 K_A K_6}{(1 + s T'_{do} K_3)(1 + s T_A) + K_3 K_A K_6} \quad (2.17)$$

O sinal especial necessário para resolver o problema do amortecimento anteriormente colocado é fornecido por um dispositivo de compensação de fase, ou Estabilizador de Sistemas de Potência (ESP).

O ESP deve compensar o atraso de fase que apresenta a eq.(2.17) em uma dada faixa de frequências, geralmente de 0.2 a 2.5 Hz. Nesta faixa, existem diversos modos pelos quais as oscilações se manifestam e que são caracterizados como:(IEEE, 1981)

1.- MODO LOCAL (0.8 - 1.8 Hz)

Este modo é associado a unidades em uma usina oscilando com respeito ao resto do sistema de potência (Kundur, Lee e Zein El-Din, 1981). O modo local de oscilação origina-se quando da existência de um sistema fraco de transmissão (tipicamente $x_g > 0.5$ p.u.), entre a usina e seu centro de carga.

2.- MODO INTER-ÁREA (0.2 - 0.5 Hz)

Este modo é associado às oscilações de um grupo de máquinas em uma parte do sistema contra outro grupo de máquinas em outra parte do sistema. Supondo uma representação clássica para cada máquina (Modelo I), em um sistema composto de "n" geradores, geram-se (n-1) modos de oscilação (IEEE, 1981), e portanto a análise do problema requer um ambiente multimáquinas.

3.- MODO INTRA-PLANTA (1.5 - 2.5 hz)

Este modo é associado às oscilações que ocorrem entre geradores de uma mesma usina. Em geral, não é desejável que o estabilizador responda a tais oscilações e portanto devem ser providenciadas as medidas necessárias para que isto não aconteça. Recentemente o problema do modo intraplanta tem recebido atenção (Fleming e Sun, 1990; Araujo e Castro 1991), dado o fato de que geralmente este modo não é levado em conta quando da representação de uma usina através de uma máquina equivalente.

2.4.2 ESPs Derivados da Velocidade, Potência Elétrica e Potência de Aceleração

A.- Estabilizador de Sistemas de Potência derivado da Velocidade

Da Eq.(2.17) é possível concluir que um sinal derivado da velocidade deve compensar o atraso de fase da função de transferência GEP(s). Geralmente isto é obtido em uma dada faixa de frequências, com uma rede de avanço - atraso de fase de dois estágios. A condição de operação geralmente considerada para o ajuste dos parâmetros deste compensador é aquela onde a função GEP(s) apresenta o máximo ganho e atraso de fase. Esta situação ocorre para plena carga e sistema de transmissão forte. Assim, como o ganho da função de transferência GEP(s) diminui na medida em que o sistema de transmissão enfraquece, (Larsen, Swann,1981) a contribuição de torque de amortecimento para o sistema forte deve ser maximizada, assegurando assim um bom comportamento no caso de um sistema fraco.

Em geral, um ESP derivado da velocidade, além da etapa de avanço-atraso de dois estágios, apresenta um filtro para atenuar componentes de alta frequência e um elemento anulador de sinais de baixa frequência, usualmente denominado "wash-out" (IEEE, 1981).

A função de transferência para um ESP derivado da velocidade é portanto dada por:

$$ESP_{\omega}(s) = K_{PSS} \frac{T s}{(1 + sT)} \frac{(1 + s T_1)(1 + s T_3)}{(1 + s T_2)(1 + s T_4)} FILT(s) \quad (2.18)$$

onde

$$\frac{T s}{(1 + s T)}$$

representa a função de transferência do termo "washout" .

Geralmente T deve ser tal que apresente uma característica passa-faixas nas frequências de estabilização, e uma característica corta-faixa fora das frequências de estabilização. Em outras palavras, anula os desvios permanentes da tensão produto de desvios permanentes do sinal de entrada. O valor da constante de tempo T não é crítico embora o seu valor mínimo não deve ser menor a três segundos (IEEE,1981). Um valor de T=10 segundos é comumente utilizado, minimizando assim seu impacto no modo local.

A função de transferência $FILT(s)$ representa a função de transferência do filtro de alta frequência que geralmente apresenta uma característica de atraso de fase de segunda ordem, com uma frequência centrada em torno aos 2.5 Hz.(IEEE,1981).

A função de transferência

$$\frac{K (1 + s T_1)(1 + s T_3)}{(1 + s T_2)(1 + s T_4)}$$

representa o compensador de fase.

Se a entrada ao estabilizador é a velocidade, ambos estágios do compensador são de avanço de fase, isto é T_2 e T_4 são menores que T_1 e T_3 . Entretanto, se a entrada é potência elétrica, no compensador de dois estágios, um dos estágios é de atraso de fase. Para o caso de compensador de um estágio este apresenta uma característica de atraso de fase (IEEE,1981).

B.- Estabilizador de Sistemas de Potência derivado da Potência Elétrica

A potência elétrica tem sido utilizada em muitas aplicações dos ESPs com resultados satisfatórios sem os mesmos cuidados especiais para filtragem de modos de frequência mais altos (i.e. modos torsionais), que caracteriza o ESP derivado da velocidade. Algumas situações de cuidado produto das variações da potência mecânica são as seguintes (Lee, Beaulieu e Service, 1981; Veal, 1989):

2.1 Como resultado de uma redução súbita da frequência do sistema e da conseqüente resposta rápida do regulador de velocidade, obtém-se um rápido aumento na potência de saída da unidade. Como conseqüência, o ESP reduzirá a tensão agravando o problema da estabilidade.

2.2 No caso da existência do "fast valving", o fechamento rápido das válvulas na unidade tende a provocar a saturação do estabilizador. A rápida redução da potência após o fechamento da válvula aumentará a tensão e pode causar excessiva tensão no "backswing". Quando da abertura das válvulas e o aumento da carga, impõe-se sobre o sistema uma redução da tensão que por sua vez pode agravar o problema da estabilidade (DeMello, 1970).

C.- Estabilizador de Sistema de Potência derivado da Potência de Aceleração

O interesse na utilização da potência de aceleração como sinal de entrada para um estabilizador de sistema de potência provém da sua pouca interação torcional (Larsen, Swann, 1981).

Entretanto, dado que é difícil medir tal sinal, utilizam-se considerações que permitem sua síntese seja a partir da potência elétrica, supondo que não existem variações na potência mecânica, ou a partir da combinação dinâmica da velocidade e da potência elétrica.

Neste último caso, a potência mecânica é sintetizada a partir da velocidade. Obtém-se, após comparar as potências mecânica e elétrica, um sinal que se comporta como a potência de aceleração na faixa de frequências de interesse. O anterior se mostra na figura 2.5.

O sinal de potência de aceleração assim sintetizado apresenta algumas vantagens pelas seguintes razões (DeMello, Hannett, Undrill, 1978; Lee, Beaulieu, Service, 1981; Zeni, Simões Costa, 1987)

3.1 Fornece uma atenuação efetiva aos modos de oscilação associados com o regulador de velocidade.

3.2 Apresentam uma boa característica de rejeição dos modos de oscilação devidos ao fluxo turbulento na adução das turbinas.

3.3 Evitam-se efeitos não desejáveis na potência reativa (variações excessivas), quando da tomada de carga ativa.

3.4 Possibilidade de filtragem adequado do sinal de entrada.

3.5 A possibilidade de se obter um ajuste apropriado dos seus parâmetros obtendo robustez adequada face à variações das reatâncias externas.

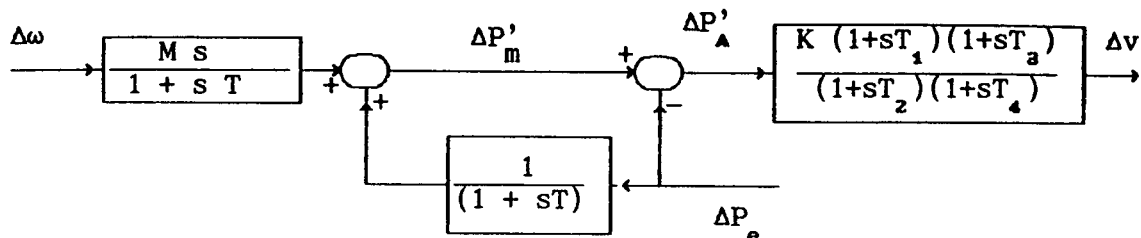


FIGURA 2.5 ESP derivado da Velocidade (ω), e P.Elétrica (P_e).

O ESP apresentado na Figura 2.5 apresenta uma maneira de sintetizar a potência mecânica, de difícil medição na prática. Se as variações da potência mecânica são nulas então a potência de aceleração é igual a potência elétrica com a devida troca do sinal. (Martins, Lima; 1990)

Finalmente, e para qualquer um dos tipos de sinal derivado, o problema do ajuste dos parâmetros do estabilizador pode ser resumido na determinação dos valores de T_1, T_2, T_3 e T_4 , para que o avanço ou atraso de fase seja o apropriado na faixa de frequências de interesse (Kundur, Klein, Rogers, Zywno, 1989).

De posse do avanço ou atraso de fase necessário, deve ser determinado o valor do ganho K que entregue um amortecimento apropriado dos modos eletromecânicos críticos do sistema sem comprometer a estabilidade de outros modos (Kundur, Klein, Rogers, Zywno, 1989)

2.4.3 Formas Canônicas para a Função de Transferência do ESP

As Formas Canônicas Controláveis e Observáveis, FCC e FCO respectivamente, são realizações no espaço de estados de uma dada função de

transferência (C.T.Chen,1984).

Para os objetivos do presente trabalho, as formas canônicas serão de grande utilidade na síntese do estabilizador (Doraiswami, Sharaf, Castro,1984).

Seja a função de transferência,

$$G_1(s) = \frac{K (1 + s T_1)(1 + s T_3)}{(1 + s T_2)(1 + s T_4)}, \quad (2.19)$$

representativa de um estabilizador de sistema de potência.

A forma própria da Eq.(2.19) e dada como:

$$G_1(s) = \frac{K T_1 T_3}{T_2 T_4} + \frac{\frac{K T_1 T_3}{T_2 T_4} \left\{ \left(\frac{T_1 + T_3}{T_1 T_3} - \frac{T_2 + T_4}{T_2 T_4} \right) s + \left(\frac{1}{T_1 T_3} - \frac{1}{T_2 T_4} \right) \right\}}{s^2 + \frac{(T_2 + T_4)}{T_2 T_4} s + \frac{1}{T_2 T_4}} \quad (2.20)$$

Defina

$$\alpha_1 = \frac{T_2 + T_4}{T_2 T_4} \quad \alpha_0 = \frac{1}{T_2 T_4}$$

e

$$d = \frac{K T_1 T_3}{T_2 T_4} \quad \beta_1 = d \left\{ \frac{T_1 + T_3}{T_1 T_3} - \alpha_1 \right\} \quad \beta_0 = d \left\{ \frac{1}{T_1 T_3} - \alpha_0 \right\}$$

então a Eq.(2.20) pode ser reescrita como:

$$G_1(s) = d + \frac{\beta_1 s + \beta_0}{s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0} \quad , \quad (2.21)$$

1.0 Forma Canônica Controlável (FCC)

Dada a eq. (2.21), a Forma Canônica Controlável é dada como:

$$A_c^c = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$B_c^c = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$C_c^c = [\beta_0 \quad \beta_1] \quad (2.24)$$

$$D_c^c = d \quad (2.25)$$

2.0 Forma Canônica Observável.(FCO)

A Forma Canônica Observável pode ser obtida então como:

$$A_c^o = (A_c^c)^T ; \quad B_c^o = (C_c^c)^T ; \quad C_c^o = (B_c^o)^T ; \quad D_c^o = D_c^c$$

Impondo critérios ou considerações derivadas do objetivo que o ESP deve satisfazer, as formas canônicas ficam com algumas de suas matrizes conhecidas, como será visto no Capítulo IV. Por exemplo, como as constantes de tempo T_2 e T_4 são geralmente fixadas em valores dentro da faixa dos 0.01 a

0.075 segundos, para um ESP derivado da Velocidade, ou 0.2 segundos para um ESP derivado da Potência Elétrica, os parâmetros α_i terão valores conhecidos. Fica claro então que, tanto as matrizes A_c^c como B_c^c na FCC ou A_c^o e C_c^o na FCO têm seus valores determinados.

2.5 Método Clássico de Ajuste dos ESPs.

2.5.1 Histórico

Desde o início da aplicação generalizada dos estabilizadores, o seu ajuste, isto é, o cálculo dos valores das constantes de tempo do compensador assim como o valor de seu ganho, tem como técnica comum a redução do sistema ao caso máquina-barra infinita (Klopfenstein,1971; Bollinger, Laha, Hamilton, Harras,1975). Embora publicações relativamente recentes (Fleming, Mohan, Parvatisam,1981; Martins, Lima,1989) abordem o problema do sistema multimáquinas, o procedimento de natureza basicamente sequencial pode, em um sentido amplo, ser considerado como uma sequência de soluções sucessivas de problemas do tipo máquina-barra infinita.

O ajuste do estabilizador é uma atividade posterior a duas outras igualmente importantes, que são a derivação do sinal (Lee, Beaulieu, Service, 1981; Kundur, Klein, Rogers, Zywno, 1989; Bollinger, Gu, Norum, 1991) e a localização dos estabilizadores (Martins, Mikami, Baitelli, Basilio, 1987; Ostojic, 1988; Pagola, Peres-Arriaga, Verghese, 1988). Nesta trabalho os sinais utilizados são a velocidade e a potência elétrica, sem considerar o problema da localização dos estabilizadores.

2.5.2 Ajuste do Estabilizador. Caso Máquina Barra Infinita

O ajuste do ESP para o caso máquina-barra infinita, pode ser considerado como bem compreendido e praticamente resolvido. Utilizam-se tanto o modelo de blocos de Heffron e Phillips (DeMello, Concordia,1969), quanto o modelo de função de transferência (IEEE,1981).

Em geral o ajuste dos estagios de avanço-atraso é realizado visando obter um amortecimento apropriado do modo local. Os seguintes são os critérios geralmente aceitos:

A.- Maximizar a faixa de passagem ao interior da qual o atraso de fase é menor que 90° .

B.- O atraso de fase na frequência do modo local deve ser menor que 45° .

C.- O ganho para um ajuste de avanço-atraso é geralmente fixado em um terço do ganho que gera um comportamento instável. Entretanto, o ganho também pode ser calculado utilizando-se, por exemplo de um coeficiente de amortecimento desejado para a máquina, ou utilizando um dado fator de amortecimento para os autovalores em malha fechada do sistema.

A metodologia para o ajuste, visando satisfazer os critérios acima colocados, pode ser resumida nos seguintes cálculos (Martins, Lima,1990):

1.- ESP derivado da velocidade

1.- Determinar a frequência de oscilação do laço eletromecânico da máquina, ω_n , nas condições de operação para o qual o modelo linear é válido utilizando, por exemplo, métodos de autovalores.

2.- De posse do valor da frequência, determina-se o valor de avanço de fase que o estabilizador deve introduzir no laço torque-ângulo.

3.- Supõe-se um ESP com um ou dois estágios de avanço-atraso, cada um deles da forma:

$$\frac{(1 + aTs)}{(1 + sT)}$$

onde se $a > 1$ é obtido um avanço de fase. No caso $a < 1$ obtém-se um atraso de fase.

4.- O valor máximo do avanço de fase que um estágio avanço-atraso introduz, Φ_m , pode ser calculado utilizando a expressão (Anderson, Fouad, 1977):

$$\Phi_m = \text{sen}^{-1} \left[\frac{a - 1}{a + 1} \right]$$

5.- O valor do parâmetro T, determina a frequência ω_{\max} à qual o máximo de avanço de fase ocorre.

$$\omega_{\max} = \frac{1}{T \sqrt{a}}$$

6.- O valor do parâmetro "a" é obtido igualando o máximo avanço de fase Φ_m , ao valor de fase requerido. Deve ser considerado que o valor de Φ_m corresponde a um estágio de avanço. Portanto, na determinação de "a" o avanço de fase requerido deve ser dividido pelo número de estágios a serem utilizados.

7.- O parâmetro T é determinado tal que o máximo avanço de fase ocorra na frequência ω_n .

2.-ESP derivado da Potência Elétrica

A equação de oscilação de uma máquina síncrona pode ser escrita, no domínio da frequência complexa s e para pequenos desvios como:

$$2 H s \Delta\omega(s) = \Delta P_m(s) - \Delta P_e(s)$$

Dado o fato que as variações da potência elétrica são muito mais rápidas que as variações da potência mecânica na faixa de frequências de interesse, pode ser escrito como primeira aproximação que:

$$s \Delta\omega(s) \cong -\frac{1}{2H} \Delta P_e(s)$$

isto é, definindo

$$\alpha(s) = s \Delta\omega(s)$$

tem-se que:

$$\alpha(s) = \frac{1}{2H} (-\Delta P_e(s))$$

$$e \quad \Delta\omega(s) = \frac{1}{s} \alpha(s)$$

Da Figura 2.4, que se repete por conveniência na Figura 2.6,

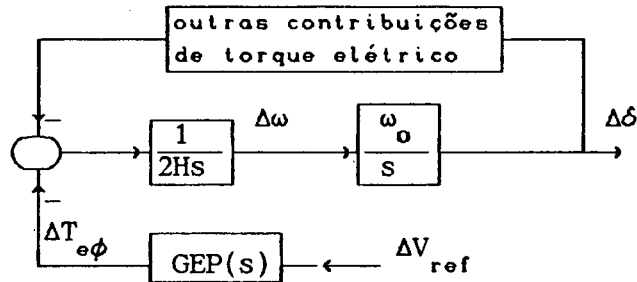


FIGURA 2.6 Diagrama de blocos equivalente

a componente de torque elétrico $\Delta T_{e\phi}$, vem dada como:

$$\Delta T_{e\phi} = GEP(s) \Delta V_{ref}$$

portanto, para um estabilizador ideal (isto é, compensação perfeita na faixa de frequências de interesse) derivado da velocidade, pode ser escrito que:

$$\Delta T_{e\phi}(s) = GEP(s) ESP_{\Delta\omega}^{id}(s) \Delta\omega(s)$$

onde $ESP_{\Delta\omega}^{id}(s)$ representa a função de transferência do estabilizador ideal.

Substituindo a expressão para a velocidade como função da potência elétrica e por objetivo do estabilizador, pode ser escrito que:

$$\Delta T_{e\phi}(s) = GEP(s) \frac{K_{ESP}}{GEP(s)} \left[\frac{1}{2Hs} (-\Delta P_e(s)) \right].$$

Re-ordenando termos, a expressão anterior vem em:

$$\Delta T_{e\phi}(s) = GEP(s) \frac{K_{ESP}}{2 H s GEP(s)} (-\Delta P_e(s)) .$$

Definindo um estabilizador ideal derivado da potência elétrica como:

$$ESP_{Pe}^{id}(s) = \frac{\bar{K}_{ESP}}{s GEP(s)}$$

onde $\bar{K}_{ESP} = \frac{K_{ESP}}{2 H}$. A equação acima pode ser escrita então, como:

$$\Delta T_{e\phi} = GEP(s) ESP_{Pe}^{id}(s) (-\Delta P_e(s))$$

As características que apresenta um estabilizador ideal derivado da potência elétrica, devem ser aproximadas na faixa de frequências de interesse para sua utilização prática. Substitue-se assim, o integrador puro por uma rede passa baixas, para evitar o efeito que o integrador puro apresenta em baixa frequência. São incorporados também, tanto um termo para zerar a ação do estabilizador em regime permanente ("wash-out"), como um dispositivo de filtragem para as altas frequências.

Assim, o estabilizador real derivado da potência elétrica apresenta a seguinte função de transferência:

$$ESP(s) = \frac{sT}{(1 + sT)} \frac{1}{(1 + sT_i)} \frac{\bar{K}_{ESP}}{GEP(s)} \text{ FILTRO}(s)$$

onde o parâmetro T representa a constante de tempo do "wash-out", e T_i representa a constante de tempo da dinâmica que substitue ao integrador puro ideal. A função de transferência FILTRO(s) representa um filtro para as altas frequências.

O termo $GEP(s)$ é substituído por uma configuração de avanço - atraso de fase, fornecendo portanto, atraso de fase via os seus polos.

Assim, as características que um estabilizador derivado da potência elétrica apresenta podem ser resumidos como se mostra a continuação:

1.- Usa blocos predominantemente de atraso de fase, ao contrario do estabilizador derivado da velocidade do gerador.

2.- Os blocos predominantemente de atraso de fase permitem menores ganhos nas altas frequências (5 a 8 Hz.), do que é possível com o sinal derivado da velocidade do gerador.

3.- Os menores ganhos em alta frequência, permitem que a sensibilidade ao ruído tenda a ser atenuada.

4.- Por outro lado, modos de baixa frequência, tais como as variações da potência mecânica ou os modos ligados ao fluxo turbulento na sucção das turbinas Francis, podem ser amplificados.

O ajuste do estabilizador derivado da potência elétrica, segue os padrões do ajuste do estabilizador derivado da velocidade, isto é:

A.- Dada a frequência natural de oscilação deve ser calculada a magnitude e a fase da função de transferência $GEP(s)$ nessa frequência.

B.- Calcula-se o aporte em fase que o $ESP(s)$ deve entregar na dita frequência.

C.- Utilizando, por exemplo, um critério de amortecimento suministrado pela carga do sistema, calcula-se o ganho de $ESP(s)$.

2.5.3 Ajuste do Estabilizador. Caso Multimáquinas

Para o caso multimáquinas, o método clássico supõe que alguns geradores perto da máquina em análise tem sua geração modelada como impedância negativa e que os geradores remotos representem barras infinitas (Kundur, Klein, Rogers Zywno, 1989). Assim o modelo obtido corresponde a um de máquina-barras infinita no qual a impedância externa tem um valor diferente da impedância de Thevenin (Martins, Lima, 1989).

Observa-se assim um processo sequencial na sua metodologia, e as técnicas empregadas correspondem a métodos no domínio da frequência (Fleming, Mohan, Parvatisam, 1981; Abe e Doi, 1983) com cálculo de autovalores (Martins, Lima, 1989) ou ainda métodos que utilizam a Transformada Rápida de Fourier e técnicas digitais (Farmer, Agrawal, 1983). Também tem sido publicados trabalhos onde a técnica utilizada faz uso dos resíduos da função de transferência, ou fatores de controlabilidade (Arcidiacono e outros, 1980).

2.6 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados tanto o modelo linear multimáquinas de Heffron-Phillips Generalizado, como os conceitos básicos e restrições a serem levados em conta na sua obtenção.

Foram apresentados ainda os estabilizadores de sistema de potência derivados da velocidade do rotor do gerador, da potência elétrica e da combinação dinâmica de ambos sinais, visando destacar algumas de suas vantagens e restrições.

As formas canônicas controlável e observável foram introduzidas sem maior justificativa teórica dado seu tratamento exaustivo na literatura.

Sua apresentação obedece ao fato de serem uma realização conveniente do estabilizador para sua posterior síntese, como será visto no Capítulo IV.

Foram apresentadas também as características do ajuste clássico do ESP, enfatizando o caso máquina-barra infinita.

CAPITULO III

CONTROLE ÓTIMO (REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO)

3.1 INTRODUÇÃO.

O projeto clássico em sistemas de controle é, na generalidade dos casos, um processo onde uma variedade de métodos de análise (ex. Lugar das Raízes, Critério de Nyquist, etc), são usados iterativamente procurando valores para os parâmetros de interesse que resultem em um comportamento satisfatório em termos, por exemplo, de sobressinal, margem de fase, margem de ganho e largura da faixa de frequências.

Muito embora para sistemas monovariáveis o método clássico seja plenamente justificado, em sistemas de múltiplas entradas e saídas os critérios de desempenho a serem satisfeitos são muito diferentes dada a complexidade e dimensão dos processos (Patel, Munro, 1982).

Em sistemas elétricos de potência, este aspecto tem uma importância fundamental. A grande extensão territorial destes sistemas, principalmente quando há predominância de geração de origem hidráulica, geralmente afastada dos centros de carga, fazem com que a sua estabilidade dinâmica fique deteriorada. A solução clássica, embora muitas vezes resolva satisfatoriamente o problema, pressupõe um projeto de natureza sequencial baseado em técnicas derivadas do caso máquina-barras infinita.

As ferramentas disponíveis na Teoria de Controle Ótimo aplicadas a sistemas de grande porte, apresentam vantagens dada sua

capacidade de tratar o problema de forma global. Levando em consideração as interações dinâmicas, gera-se um projeto de natureza coordenada, cuja solução é ótima no sentido de minimizar um determinado índice de desempenho ou função-custo. Se o índice é do tipo quadrático nos estados e nos controles, o problema de Controle Ótimo é chamado de Problema do Regulador Linear Quadrático ,PRLQ, tratado amplamente na literatura (Kalman,1964; Athans e Falb,1966; Kirk,1970; Anderson e Moore,1971).

A justificativa do porque o PRLQ é de ampla utilização, deriva do fato de reduzir o problema do projeto à escolha adequada das matrizes de peso Q e R que permitem definir o índice de desempenho. A escolha nem sempre é simples, mas, como apresentado no Apêndice I, as informações disponíveis do modelo e as características desejáveis quanto ao desempenho dinâmico são de grande ajuda na sua determinação.

3.2 PROBLEMA DO REGULADOR LINEAR QUADRÁTICO (PRLQ)

3.2.1 PRLQ SEM RESTRIÇÕES. ASPECTOS GERAIS (Anderson,Moore,1971)

Considere um sistema linear multivariável com um modelo de estado dado como:

$$\dot{x} = A x + B u \quad , x(0)=x_0 \quad (3.1)$$

$$y = C x \quad (3.2)$$

onde: $x(t) \in \mathbb{R}^n$ é o vetor de estados

$u(t) \in \mathbb{R}^m$ é o vetor de controles

$y(t) \in \mathbb{R}^q$ é o vetor de saídas, e

A, B e C são matrizes de dimensões apropriadas.

Sob hipótese de controlabilidade e observabilidade, uma das soluções ao problema de achar uma entrada u , que assegure um comportamento em malha fechada assintoticamente estável é do tipo realimentação estática (Munro, Patel, 1982):

$$u = -Kx \quad (3.3)$$

onde $K \in \mathbb{R}^{m \times n}$, e a dependência temporal se supõe implícita para facilidade de notação. Obtem-se assim, um sistema em malha fechada do tipo

$$\dot{x} = (A - BK)x \quad (3.4)$$

e onde K pode ser escolhida para obter uma adequada rapidez de convergência seja ao estado inicial no caso de perturbações o ao estado final no caso de mudança na referência. Quanto maior a rapidez imposta, maior será a demanda sobre a energia do sinal de entrada u .

O compromisso entre energia de entrada e razão de convergência para o vetor de estados é satisfeito escolhendo uma entrada u tal que a seguinte função de desempenho seja minimizada:

$$\min J = \frac{1}{2} \left\{ \int_0^{t_f} (x^T Q x + u^T R u) dt + x(t_f)^T Q_f x(t_f) \right\} \quad (3.5)$$

sujeita à restrição que impõe a dinâmica traduzida pela Eq.(3.1), e onde Q é uma matriz simétrica positiva semidefinida e R é uma matriz simétrica positiva definida. A matriz Q_f pondera os desvios para as variáveis de estado no tempo final t_f .

No caso de $t_f = \infty$ (horizonte infinito), e sob condições de

detectabilidade e estabilizabilidade, isto é , os modos instáveis devem ser observáveis e controláveis respectivamente, o controle que minimiza

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) dt \quad (3.6)$$

sujeito à dinâmica da Eq.(3.1), pode ser implementado através de uma lei ou estratégia de realimentação de estados invariante no tempo, do tipo

$$u^* = - K^* x \quad (3.7)$$

que apresenta a propriedade de gerar um sistema em malha fechada assintoticamente estável, isto é

$$\sigma (A - BK) \subset C^- \quad (3.8)$$

onde $\sigma(\cdot)$ representa o espectro o conjunto de autovalores de (\cdot)

Uma particularidade da solução dada pela Eq.(3.7) é que, para uma dada escolha das matrizes Q e R que satisfaça as condições sobre elas impostas, a solução é única e não depende das condições iniciais.

A matriz de ganhos ótimos K^* é obtida como (Munro,Patel,1982 ; Geromel,1987):

$$K^* = R^{-1} B^T P^* \quad (3.9)$$

e onde P^* é solução única, semidefinida positiva e simétrica da Equação Algebrica de Riccati(EAR) Convencional:

$$A^T P^* + P^* A - P^* B R^{-1} B^T P^* + Q = 0 \quad (3.10)$$

1.0 ESTABILIDADE MÍNIMA PREFIXADA

Se a razão de convergência ao estado inicial ou para um outro ponto, é considerada importante para caracterizar um comportamento dinâmico desejável, a função custo pode ser redefinida como (Anderson, Moore, 1971 ; Munro, Patel, 1982)

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (x^T Q x + u^T R u) e^{2\alpha t} dt \quad (3.11)$$

onde $\alpha > 0$.

O índice de desempenho dado pela Eq.(3.11) gera uma lei de controle do tipo

$$u_{\alpha} = - R^{-1} B^T P_{\alpha} x \quad (3.12)$$

onde, para matrizes simétricas dadas Q e R , semidefinida positiva e definida positiva respectivamente, P_{α} é a solução única da EAR:

$$(A + \alpha I)^T P_{\alpha} + P_{\alpha}^T (A + \alpha I) - P_{\alpha} B R^{-1} B^T P_{\alpha} + Q = 0 \quad (3.13)$$

Defina $A_{\alpha} = (A + \alpha I)$. Então a Eq.(3.12) é a solução do PRLQ do novo sistema

$$\dot{x} = A_{\alpha} x + B u_{\alpha}, x(0) = x_0 \quad (3.14)$$

Assim, a matriz em malha fechada do sistema dado pela Eq.(3.14) vem em

$$A_{\text{anf}} = A + \alpha I - B R^{-1} B^T P_{\alpha} \quad (3.15)$$

e como
$$R_{\epsilon} \{ \lambda_j(A_{\text{anf}}) \} < 0 \quad (3.16)$$

segundo a Eq.(3.8),

$$R_{\epsilon} \{ \lambda_j(A + \alpha I - B R^{-1} B^T P_{\alpha}) \} < 0 \quad (3.17)$$

que implica em:

$$R_{\epsilon} \{ \lambda_j(A - B R^{-1} B^T P_{\alpha}) + \alpha \} < 0 \quad (3.18)$$

assim
$$R_{\epsilon} \{ \lambda_j(A - B R^{-1} B^T P_{\alpha}) \} < -\alpha \quad (3.19)$$

A Eq.(3.19) representa um setor, no semiplano esquerdo do plano s , onde estarão situados todos os autovalores do sistema em malha fechada, como se mostra na figura 3.1.

Em resumo, o grau de estabilidade mínimo, consiste em fazer uma consideração pessimista sobre as características de estabilidade do sistema em malha aberta para, através da teoria do controle ótimo, gerar uma matriz de ganhos de realimentação que assegure para este um comportamento desejado mínimo quando aplicada sobre o sistema primitivo.

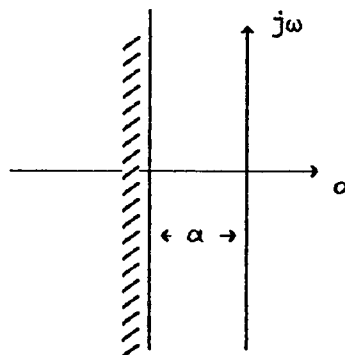


FIGURA 3.1 Região de estabilidade mínima

2.0 ROBUSTEZ DOS REGULADORES ÓTIMOS

Uma vez atingida a síntese do controlador ótimo, sua implementação é realizada através de dispositivos físicos e posteriormente aplicada sobre o sistema.

Assim, é de se esperar que surjam erros na implementação como produto das aproximações necessárias ou involuntárias no processo de traduzir os resultados teóricos em realidades práticas (Geromel,1987). Isto suscita questões relativas a preservar a estabilidade própria da solução do PRLQ.

Existem dois teoremas que quantificam a robustez do projeto, e que são apresentados a seguir, para continuidade e coerência.

TEOREMA 3.1 (RELATIVO A MARGEM DE GANHO)(Munro,Patel,1982;Geromel,1987)

Seja $\Delta_i = k_i$ (ganhos constantes), $i=1,\dots,m$, e onde Δ_i

representa a perturbação sofrida pelo i -ésimo canal de controle. Se as matrizes Q e R são definidas positivas e diagonais o sistema em malha fechada será assintoticamente estável se $0.5 \leq k_i \leq \infty$.

O Teorema 3.1 implica que os ganhos de realimentação podem sofrer uma perturbação aditiva em cada um dos canais de controle u_i sem que o sistema em malha fechada se torne instável. Da mesma maneira, o ganho pode ser reduzido em até 50% sem comprometer a estabilidade assintótica. Conclue-se então que, nos projetos de controle ótimo com matrizes Q e R

positivas definidas e diagonais, a margem de ganho é infinita.

TEOREMA 3.2 (RELATIVO A MARGEM DE FASE)(Munro,Patel,1982)

Suponha que as perturbações nos ganhos de realimentação sejam do tipo variação de fase $\Delta_i = e^{j\phi_i(\omega)}$ $i=1, \dots, m$ onde $\phi_i(\omega)$ é o ângulo de defase. Então se Q e R são simétricas, definidas positivas e diagonais o sistema em malha fechada permanecerá assintoticamente estável se

$$|\phi_i| \leq 60^\circ \quad i=1, \dots, n$$

Este resultado implica que cada canal de controle pode sofrer um defasamento de até $\pm 60^\circ$ sem que o sistema em malha fechada se torne instável. Isto é, o projeto de controle ótimo apresenta um margem de fase de pelo menos $\pm 60^\circ$.

3.2.2 PRLQ COM RESTRIÇÕES. ASPECTOS GERAIS (Geromel,1987)

Suponha um sistema dinâmico formado por um número N de subsistemas interligados, tal como mostra a figura 3.2.

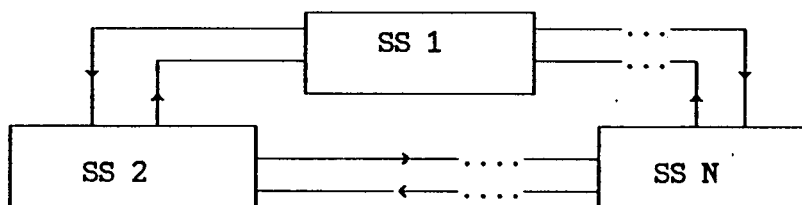


FIGURA 3.2 Sistema interligado

Se, ao nível de cada subsistema i , tem-se como variáveis de interesse a entrada local, isto é u_i , e um conjunto de variáveis de estado x_i , ao estabelecer um índice de desempenho quadrático J a ser minimizado sujeito à dinâmica do sistema, será obtida uma estratégia de controle segundo visto na seção 2.3.1. Esta estratégia pressupõe a transmissão de todos os estados do sistema para a formação de um sinal de controle local. A solução obtida apresenta portanto, para sistemas de grande porte, severas restrições para sua implementação.

Considere-se junto com o anterior o fato relativo às dimensões físicas e a complexidade dos sistemas, que gera a situação de se ter um crescimento no esforço computacional necessário para analisar a dinâmica do processo, desproporcionalmente maior que o crescimento do tamanho do sistema correspondente.

As colocações anteriores permitem concluir que para sistemas de grande porte, como os sistemas elétricos de potência, geram-se problemas que são, senão impossíveis pelo menos difíceis e antieconômicos de serem resolvidos como um todo (Siljak, 1978; Delacour, Darwish e Fantin, 1978).

Nas últimas duas décadas vem sendo reconhecido o fato de que, para propósito de análise da estabilidade, controle ou otimização dos sistemas de grande porte, supondo este formado por um conjunto de sub-sistemas, pode ser mais adequado colocar a solução do problema de tal modo que, resolvendo cada subsistema em particular, espera-se atingir a solução do processo completo.

Gera-se então a idéia da sub-otimalidade, isto é, a solução

ótima para cada sub-sistema não implica na otimalidade do total, sendo que esta última faz referência ao intercâmbio completo de informações entre todos os sub-sistemas. Espera-se assim um nível de degradação do comportamento dinâmico a ser obtido.

A situação anteriormente descrita será, neste trabalho referenciada como "Controle Ótimo com Restrições". Identifica-se assim um conjunto de técnicas de controle ótimo que satisfazem um dado conjunto de restrições estruturais impostas sobre o sistema, e para as quais o controle ótimo global não oferece uma solução viável do ponto de vista prático.

Tem-se então, em relação ao sistema apresentado na figura 3.2, restrições como por exemplo : Formação do sinal de controle local pela medição das saídas de cada sub-sistema, conhecido na literatura como Realimentação das saídas (Fergusson , Zenonas , Rekasius, 1969 ; Quintana , Zohdy , Anderson , 1976; Huang , Hwang e Yang , 1989).

Uma outra restrição conveniente estabelece a formação de uma estratégia de controle gerada somente pelas saídas locais, que é conhecida como Realimentação das Saídas Locais ou Controle Descentralizado das Saídas (Pearson,1969; Geromel,1987).

As restrições referenciadas nos parágrafos anteriores são do tipo estrutural, já que cada componente do sinal de controle deve ser só função apenas de cada componente do sinal de saída. Fala-se assim, de "Restrições Estruturais" fazendo referência tanto ao controle por realimentação das saídas quanto ao controle descentralizado das saídas ou das variáveis de estado.

A seguir serão apresentadas primeiramente aquelas a serem impostas para os casos de interesse do presente trabalho, para finalizar o capítulo com a sistematização do problema do controle.

1.0 TIPOS DE RESTRIÇÕES ESTRUTURAIS CONSIDERADAS

A.- REALIMENTAÇÃO DAS SAÍDAS (Geromel,1987)

Suponha o sistema linear, invariante no tempo dado por

$$\dot{x} = A x + B u \quad (3.20)$$

$$y = C x \quad , x(0)=x_0 \quad (3.21)$$

onde $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$ e $y \in \mathbb{R}^q$. A, B e C são matrizes de dimensões apropriadas.

Deseja-se para o sistema da Eq.(3.20) e (3.21) gerar uma estratégia de controle por realimentação das saídas, isto é

$$u = - G y \quad (3.22)$$

onde $G \in \mathbb{R}^{m \times q}$, e tal que o sistema em malha fechada seja assintoticamente estável.

Sustituindo a Eq.(3.21) na Eq.(3.22) obtém-se

$$u = - G C x \quad (3.23)$$

onde $\rho(C)=q \leq n$.

A Eq.(3.23) é do tipo gerado pela solução do controle ótimo sem restrições, e por tanto uma lei por realimentação das saídas é equivalente a uma por realimentação dos estados se existe uma matriz $G \in \mathbb{R}^{m \times q}$ tal que

$$K = G C \quad (3.24)$$

onde $K \in \mathbb{R}^{m \times n}$.

Transpondo a Eq.(3.24) obtém-se

$$K^T = C^T G^T \quad (3.25)$$

A Eq.(3.25) terá solução se as colunas de K^T , (linhas de K), pertencem ao espaço das colunas de C^T , (linhas de C), isto é

$$\mathcal{M}(K^T) \subseteq \mathcal{M}(C^T) \quad \text{ou} \quad \text{col}(K^T) \in \mathcal{M}(C^T) \quad (3.26)$$

Como o espaço nulo de C é ortogonal a $\mathcal{M}(C^T)$, (Anderson, Moore,1971), A Eq.(3.26) é equivalente a que a projeção de $\mathcal{M}(K^T)$ no espaço nulo de C seja nula.

Seja (Stewart,1977)

$$P_A(*) = A(A^T A)^{-1} A^T (*) \quad (3.27)$$

o operador projeção ortogonal sobre $\mathcal{M}(A)$.

Seja ainda,

$$R_A(*) = (I - A(A^T A)^{-1} A^T)(*) \quad (3.28)$$

o operador de projeção ortogonal sobre o complemento ortogonal de $\mathcal{R}(A)$.

Utilizando as definições anteriores, a Eq.(3.26) é equivalente a escrever:

$$R_T(K^T) = (I - C^T(CC^T)^{-1}C)K^T = 0. \quad (3.29)$$

Assim,

$$K^T = C^T(CC^T)^{-1}CK^T \quad (3.30)$$

e, comparando a Eq.(3.30) com (3.25), obtém-se:

$$G^T = (CC^T)^{-1}CK^T \quad (3.31)$$

Portanto, a matriz G que satisfaz a Eq.(3.25) é dada por:

$$G = KC^T(CC^T)^{-1} \quad (3.32)$$

É conveniente destacar que, se C é uma matriz não-singular, isto é, se $\rho(C)=n$, então o problema da obtenção de uma estratégia por realimentação da saída é trivial já que uma lei de controle

$$u = -Kx \quad (3.33)$$

pode ser escrita como: (Patel, Munro, 1982)

$$u = -K C^{-1}y \quad (3.34)$$

A colocação anterior referente às projeções pode ser interpretada geometricamente como se mostra na Figura 3.3,

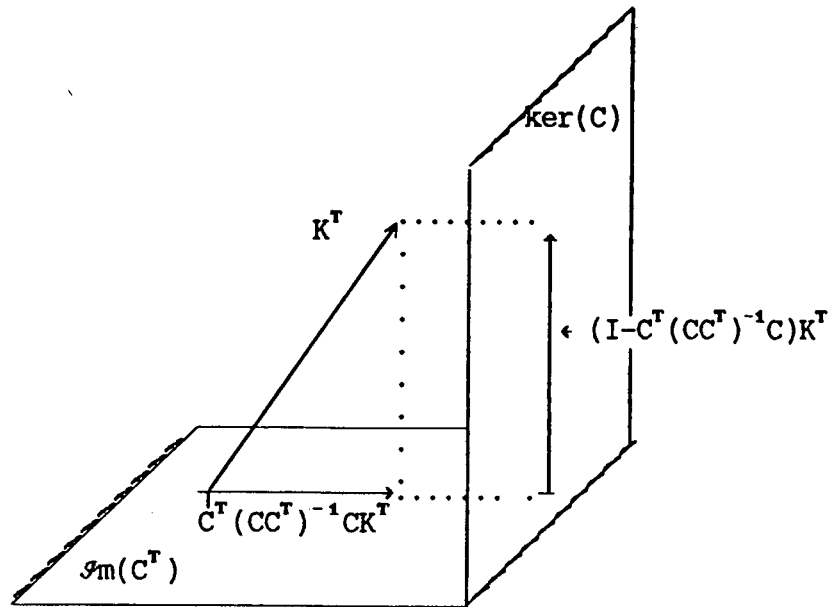


FIGURA 3.3 Projeções Ortogonais

Observando a Eq.(3.32), pode ser concluído que a obtenção da matriz G é dependente da solução do controle ótimo global sujeita à restrição que a Eq.(3.29) impõe. Portanto, no caso de realimentação das saídas, o PRLQ deve ser re-colocado para levar em conta tal consideração. Isto pode ser feito através de uma função matricial $F(K)$, que se define como:

$$F(K) = K(I - C^T(CC^T)^{-1}C) \quad (3.35)$$

Logo a matriz K para a qual existe uma matriz G tal que a Eq.(3.24) é satisfeita é aquela que pertence ao conjunto:

$$\{ K \mid F(K) = 0 \} \quad (3.36)$$

B.- REALIMENTAÇÃO DESCENTRALIZADA DAS VARIÁVEIS DE ESTADO (Geromel,1987)

Deseja-se agora, para o sistema descrito pelas Eqs.(3.20) e (3.21), gerar uma estratégia de controle do tipo

$$u^T(x) = [u_1^T(x_1) \quad u_2^T(x_2) \quad \dots \quad u_m^T(x_m)] \quad (3.37)$$

Isto é, cada controle local depende apenas dos estados locais.

Além disso,

$$u_i(x_i) = - K_i x_i \quad (3.38)$$

sendo que x_i representa o vetor de estados locais e u_i representa o vetor de controles locais.

Dada a restrição traduzida pela Eq.(3.38), tem-se que a Eq.(3.37) é satisfeita se e somente se

$$K = \text{bloco diag. } \{K_i\} \quad i=1,2,\dots,m \quad (3.39)$$

ou

$$K - \text{bloco diag. } \{ K_i \} = 0 \quad (3.40)$$

O problema de realimentação descentralizada das variáveis de estado consiste então em determinar uma matriz de ganhos que pertença ao conjunto

$$\{ K \mid F(K) = 0 \} \quad (3.41)$$

onde

$$F(K) = K - \text{bloco diag. } \{ K_i \} \quad i=1,2,\dots,m \quad (3.42)$$

C.- REALIMENTAÇÃO DESCENTRALIZADA DAS SAÍDAS

Para o sistema descrito pelas Eqs(3.20) e (3.21), é desejável encontrar uma estratégia de controle do tipo realimentação das saídas locais (ou controle descentralizado das saídas), isto é

$$u^T(y) = [u_1^T(y_1) \quad u_2^T(y_2) \quad \dots \quad u_m^T(y_m)] \quad (3.43)$$

Neste caso, a situação mais simples é a de supor que cada saída local é uma função linear dos estados locais:

$$y_i(x_i) = C_i x_i \quad (3.44)$$

Assim, para cada subsistema, tem-se que

$$u_i(y_i) = - G_i y_i \quad (3.45)$$

Dado que cada saída local depende somente do vetor de estados locais, pode ser escrito que:

$$u_i(y_i) = u_i(C_i x_i) = - G_i C_i x_i \quad (3.46)$$

Portanto, uma estratégia equivalente de realimentação descentralizada das saídas será obtida se e somente se existe uma matriz G_i tal que $K_i = G_i C_i$ onde $G_i \in \mathbb{R}^{m_i \times n_i}$. Segundo a Eq.(3.29), deve-se de verificar que

$$K_i (I_i - C_i^T (C_i C_i^T)^{-1} C_i) = 0 \quad (3.47)$$

Portanto

$$K_i = K_i C_i^T (C_i C_i^T)^{-1} C_i \quad (3.48)$$

e

$$G_i = K_i C_i^T (C_i C_i^T)^{-1} \quad (3.49)$$

onde $x_i \in \mathbb{R}^{n_i}$, portanto $C_i \in \mathbb{R}^{q_i \times n_i}$. Como $K_i \in \mathbb{R}^{m_i \times n_i}$, dado que $u_i \in \mathbb{R}^{m_i}$, então temos que $G_i \in \mathbb{R}^{m_i \times n_i}$.

Assim, no caso de realimentação descentralizada das saídas e particularmente na situação de dependência da saída local apenas com relação aos estados locais, pode ser escrito que a restrição é do tipo

$$G - \text{bloco diag. } \{ G_i \} = 0 \quad (3.50)$$

No caso mas geral, a saída local pode depender de algumas ou todas as variáveis de estado do sistema. Neste caso,

$$u_i(x) = - G_i C_i x = - K_i x \quad (3.51)$$

A matriz GC pode então ser escrita como:

$$GC = \begin{bmatrix} G_1 C_1 \\ G_2 C_2 \\ \vdots \\ G_m C_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_1 & & & 0 \\ & G_2 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & G_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \vdots \\ C_m \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

Definindo:

$$K = GC \quad (3.53)$$

então:

$$K = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ \vdots \\ K_m \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

Como para cada partição da matriz GC dada na Eq.(3.52) deve-se verificar a Eq. (3.35), temos então que a Eq. (3.54) pode ser rescrita como

$$K = \begin{bmatrix} K_1 C_1^T (C_1 C_1^T)^{-1} C_1 \\ K_2 C_2^T (C_2 C_2^T)^{-1} C_2 \\ \vdots \\ K_m C_m^T (C_m C_m^T)^{-1} C_m \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

A Eq.(3.55) representa o caso geral da realimentação descentralizada das saídas. Se o vetor de saídas de um sub-sistema é função de todas as variáveis de estado do sistema, então a matriz equivalente de realimentação será obtida utilizando da Eq.(3.55). Se a variável de saída de cada subsistema independe das variáveis de estado do resto do sistema, então a matriz

$$C_i = [c_{i1} \quad c_{i2} \quad \dots \quad c_{ii} \quad \dots \quad c_{in}],$$

correspondente ao i-ésimo subsistema, terá o elemento c_{ii} diferente de zero. Como consequência, o lado direito da Eq.(3.55) terá estrutura bloco-diagonal. O Apêndice II apresenta a realimentação descentralizada da velocidade no caso particular de uma máquina síncrona, onde o que é dito acima é exemplificado.

3.3 GENERALIZAÇÃO DO PRLQ COM RESTRIÇÕES ESTRUTURAIS

Dos casos com restrições estruturais discutidos na seção anterior, fica evidente das Eqs.(3.36) e (3.42) que o problema se reduz a encontrar uma matriz $K \in \Omega$, onde

$$\Omega = \{ K \in \mathbb{R}^{m \times n} \mid F(K) = 0 \} \quad (3.56)$$

é definido como o "Conjunto de Restrições Estruturais" e onde $F(K)$ é uma função matricial dependente do tipo de restrição imposta na estratégia de controle.

Assim, dado o conjunto Ω , o PRLQ pode ser enunciado agora como (Geromel,1987)

$$\min_{K \in \Omega} J(K) = \min_{K \in \Omega} \left\{ \frac{1}{2} \int_0^{\infty} x^T (Q + K^T R K) x dt \right\} \quad (3.57)$$

s.a. $\dot{x} = Ax + Bu$
 $y = Cx$

e onde $J : \mathbb{R}^m \times \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ é uma função continuamente diferenciável em K .

Pela característica que apresenta a Eq.(3.57), o problema não é o clássico e a sua solução ótima não pode ser calculada através da EAR convencional, dada pela Eq.(3.10) (Geromel,Peres,1985).

3.3.1 CONDIÇÕES PARA A SOLUÇÃO

Na solução do problema dado pela Eq.(3.57), é necessário conhecer uma propriedade importante da EAR, apresentada no seguinte teorema:

TEOREMA 3.3 (Geromel,Peres,1982)

Se a matriz de ganhos $K \in \mathbb{R}^{m \times n}$ satisfaz a relação

$$K + L = R^{-1} B^T P \quad (3.58)$$

onde $L \in \mathbb{R}^{m \times n}$ é uma matriz arbitrária e

$P \in \mathbb{R}^{n \times n}$ é a solução da "Equação Generalizada de Riccati" (EGR),

dada por:

$$A^T P + PA - PBR^{-1}B^T P + Q + L^T RL = 0 \quad (3.59)$$

então

$$\Re \{ \lambda(A - BK) \} < 0 . \quad (3.60)$$

A prova do teorema é baseada no fato de que, como $P > 0$, então:

$$\begin{aligned}
 \dot{v}(x) &= \dot{x}^T P x + x^T P \dot{x} \\
 &= (x^T A^T + u^T B^T) P x + x^T P (A x + B u) \\
 &= (x^T A^T - x^T K^T B^T) P x + x^T P (A x - B K x) \\
 &= x^T \{ (A^T - K^T B^T) P + P (A - B K) \} x \\
 &= x^T \{ (A - B K)^T P + P (A - B K) \} x \\
 &= x^T \{ A^T P - (B K)^T P + P A - P B K \} x
 \end{aligned}$$

mas, da Eq.(3.59),

$$A^T P + P A = P B R^{-1} B^T P - Q - L^T R L \quad (3.61)$$

e da Eq.(3.58)

$$K = R^{-1} B^T P - L \quad (3.62)$$

Utilizando as Eqs.(3.61) e (3.62), obtém-se:

$$\begin{aligned}
 \dot{v}(x) &= x^T \{ P B R^{-1} B^T P - Q - L^T R L - P B L \} x \\
 &= x^T \{ -Q - L^T R L - P B R^{-1} B^T P + L^T B^T P + P B L \} x \\
 &= x^T \{ -(Q + (R^{-1} B^T P - L)^T R (R^{-1} B^T P - L)) \} x \\
 &= -x^T \{ Q + (R^{-1} B^T P - L)^T R (R^{-1} B^T P - L) \} x \\
 &= -x^T \{ Q + K^T R K \} x
 \end{aligned} \quad (3.63)$$

logo

$$\dot{v}(x) < 0 \quad , \forall x \neq 0 \quad (3.64)$$

A Eq.(3.63) implica em $\Re\{\lambda(A-BK)\} < 0$ e o sistema em malha fechada é assintoticamente estável, ficando assim provado o teorema.

Como a matriz L é uma matriz arbitrária, a solução da

Eq.(3.59) permite, através da Eq.(3.58), a obtenção da matriz de ganhos K . O valor de $J(K)$, na Eq.(3.57), pode ser calculado utilizando o seguinte teorema (Geromel,1987):

TEOREMA 3.4

Supondo que K satisfaz o teorema 3.3, então

$$J(K) = \frac{1}{2} x_0^T P x_0 \geq \frac{1}{2} x_0^T P^* x_0 = J(K^*) \quad \forall L \in \mathbb{R}^{m \times n}$$

onde P^* é a solução da EAR convencional, Eq.(3.10).

Para provar o teorema, rescreva a Eq.(3.57) como:

$$J(K) = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} x^T (\Omega + K^T R K) x \, dt \quad (3.65)$$

Segundo a Eq.(3.63), a Eq.(3.65) pode ser escrita como:

$$\begin{aligned} J(K) &= -\frac{1}{2} \int_0^{\infty} \dot{v}(x(\tau)) \, d\tau \\ &= -\frac{1}{2} v(x(\tau)) \Big|_0^{\infty} \end{aligned}$$

Como o sistema é assintoticamente estável, $v(x(\infty))=0$, logo:

$$J(K) = \frac{1}{2} v(x(0)) \quad (3.66)$$

Mas,

$$v(x(0)) = x_0^T P x_0$$

e assim

$$J(K) = \frac{1}{2} x_0^T P x_0 \quad (3.67)$$

Para provar que $J(K) \geq J(K^*)$, isto é, provar a degradação no valor ótimo do índice de desempenho, basta subtrair as equações:

$$A^T P + PA - PBR^{-1}B^T P + Q + L^T R L = 0$$

e

$$A^T P^* + P^* A - P^* B R^{-1} B^T P^* + Q = 0$$

obtendo-se:

$$A^T P - A^T P^* + PA - P^* A - PBR^{-1}B^T P + P^* BR^{-1}B^T P^* + L^T R L = 0,$$

fatorando e completando termos, obtém-se:

$$\begin{aligned} (A - BR^{-1}B^T P)^T (P - P^*) + (P - P^*) (A - BR^{-1}B^T P) = \\ -L^T R L - PBR^{-1}B^T P^* + P^* BR^{-1}B^T P - PBR^{-1}B^T P - P^* BR^{-1}B^T P \end{aligned}$$

Finalmente:

$$(A - BR^{-1}B^T P)^T (P - P^*) + (P - P^*) (A - BR^{-1}B^T P) = -L^T R L - (P - P^*) BR^{-1}B^T (P - P^*) \quad (3.68)$$

A Eq.(3.68) é uma Equação de Liapunov (Munro, Patel, 1982), e como $(A - BR^{-1}B^T P)$ é uma matriz assintoticamente estável, então

$$(P - P^*) \geq 0 \quad (3.69)$$

Segundo o Teorema 3.3, $L \in \mathbb{R}^{m \times n}$ é uma matriz arbitrária. É possível portanto defini-la visando a obtenção de uma matriz de ganhos K que pertença ao conjunto de restrições Ω , minimizando ao mesmo tempo a degradação da otimalidade.

Como, segundo o teorema 3.4, $J(K) \geq J(K^*)$ e como $J(K^*)$ é associado a $L=0$, então é natural supor que o problema se reduz a minimizar o afastamento de L com respeito a $L = 0$, isto é, deve ser resolvido o problema:

$$\min \left\{ \|L\|_e^2 \mid (R^{-1}B^T P - L) \in \Omega \right\} \quad (3.70)$$

onde $\|L\|_e$ é a norma euclideana de L ($= (\text{Tr}(L^T L))^{1/2}$).

O problema anterior admite uma solução analítica, para o conjunto de restrições considerado, que é resumido no seguinte lema:

LEMA 3.1 (Geromel,1987)

Para o conjunto de restrições Ω , a solução do problema colocado na Eq.(3.70) e para toda matriz $P = P^T > 0$, é dado como:

$$L = F(R^{-1}B^T P) \quad \blacksquare \quad (3.71)$$

Defina o "Grau de Sub-otimalidade" como sendo

$$\gamma = \frac{J(K) - J(K^*)}{J(K^*)} \quad (3.72)$$

Então, utilizando do Teorema 3.3, o Lema 3.1 e a Eq.(3.72), é possível gerar uma metodologia para obter a matriz de ganhos K , no conjunto de restrições Ω .

3.3.2 PROCEDIMENTO DE SOLUÇÃO

O procedimento para a solução de problemas com restrições estruturais pode ser colocado da forma seguinte:

1° Determinar com $L=0$, a solução do PRLQ sem restrições estruturais;

2° Utilizando Lema 3.1, calcule a matriz $L \in \mathbb{R}^{m \times n}$, através da Eq.(3.35) ou a Eq.(3.42), segundo o tipo de restrição imposta;

3° Resolver a ERG:

$$A^T P + PA - PBR^{-1}B^T P + Q + L^T R L = 0;$$

4° Utilizar um critério de avaliação da convergência, por

exemplo:

a) $\|P_{l+1} - P_l\| \leq \varepsilon$, ou

b) $\|L_{l+1} - L_l\| \leq \varepsilon$, ou

c) $\Delta J \leq \varepsilon$;

5° Se o critério de convergência for satisfeito, então calcule $K \in \Omega$ utilizando Teorema 3.3. Calcular a degradação no índice de otimalidade através da Eq.(3.72). Em caso contrário, voltar ao passo 2.

Deve-se destacar o fato que, e em relação à Eq.(3.72), o valor de $J(K^*)$ independe das condições iniciais, enquanto que o valor de $J(K)$ não apresenta as mesmas características, segundo o Teorema 3.4. Assim, é conveniente explicitar a maneira de se obter o valor da função custo. Uma maneira possível é a de se estimar o comportamento obtido para um conjunto linearmente independente de condições iniciais. Supondo então, que o vetor de condições iniciais é uma variável aleatoria, pode ser demonstrado que: (Anderson, Moore, 1971; Munro, Patel, 1982; Geromel,1985)

$$J(K) = \frac{1}{2} \text{Tr}(P) \quad (3.73)$$

onde $\text{Tr}(\ast) =$ traço da matriz (\ast) .

Utilizando a Eq.(3.73), a Eq.(3.72) pode ser rescrita como:

$$\gamma = \frac{\text{Tr}(P) - \text{Tr}(P^*)}{\text{Tr}(P^*)} \quad (3.74)$$

Supondo agora que, e em relação ao procedimento visto anteriormente para o cálculo da matriz de ganhos com restrições, na iteração l o valor do índice de desempenho é dado como:

$$J(K_l) = \frac{1}{2} \text{Tr}(P_l) \quad (3.75)$$

então, na iteração $l+1$:

$$J(K_{l+1}) = \frac{1}{2} \text{Tr}(P_{l+1}) \quad (3.76)$$

Subtraindo a Eq.(3.76) da Eq.(3.75), obtém-se

$$J(K_{l+1}) - J(K_l) = \frac{1}{2} \{\text{Tr}(P_{l+1}) - \text{Tr}(P_l)\} \quad (3.77)$$

mas (Gantmacher,1959)

$$\text{Tr}(P_{\ell+1}) - \text{Tr}(P_{\ell}) = \text{Tr}(P_{\ell+1} - P_{\ell}). \quad (3.78)$$

Logo:

$$J(K_{\ell+1}) - J(K_{\ell}) = \frac{1}{2} \text{Tr}(P_{\ell+1} - P_{\ell}) \quad (3.79)$$

Finalmente, definindo a variação relativa do índice de desempenho, ΔJ ,

como:

$$\Delta J = \frac{J(K_{\ell+1}) - J(K_{\ell})}{J(K_{\ell})} = \frac{\text{Tr}(P_{\ell+1} - P_{\ell})}{\text{Tr}(P_{\ell})} \quad (3.80)$$

obtem-se a forma explícita do critério de convergência do algoritmo no passo 4 (Critério c). Este critério é baseado no seguinte raciocínio. Quando entre dois valores consecutivos do índice de desempenho a redução na função-custo J é relativamente pequena, a continuação do processo iterativo não implicará em modificações importantes na matriz de ganhos de realimentação com restrições.

3.4 CONCLUSÕES

Neste Capítulo foi apresentado o problema do Controle Ótimo com índice quadrático nos estado e nos controles, conhecido na literatura como o Problema do Regulador Linear Quadrático.

Apresento-se o PRLQ quando da existência de restrições

impostas pela natureza do sistema onde o controle será implementado. Tais restrições se referem à situação onde se dispõe somente da saída mensurável do sistema ou onde a solução é restrita a ser função da saída local, incluindo-se naturalmente o caso da realimentação dos estados locais.

Foram apresentadas três tipos de restrições que permitiram definir um conjunto , chamado de "Conjunto de Restrições". Dadas as características de tais restrições foram enunciados dois teoremas e um lema que permitem resolver o problema tanto dos sistemas com restrição de realimentação das saídas, como dos sistemas sujeitos à restrição de realimentação descentralizada da saída. Apresentou-se também, um procedimento de solução de carácter iterativo.

CAPITULO IV

APLICAÇÃO DA TEORIA DO CONTROLE ÓTIMO COM RESTRIÇÕES ESTRUTURAIS NA SÍNTESE DE ESTABILIZADORES DE SISTEMAS DE POTÊNCIA

4.1 INTRODUÇÃO

A estratégia de controle ótimo sem restrições que resulta da solução do PRLQ necessita, como foi visto no Capítulo III, da medição de cada variável de estado do processo. Mas, na prática, a condição de medição e transmissão de todas as variáveis de estado é pouco viável, estabelecendo assim uma severa restrição à utilidade do controle ótimo.

O principal problema no projeto centralizado de um compensador dinâmico visando assegurar um comportamento assintoticamente estável através da minimização de um dado índice de desempenho é a determinação tanto da estrutura como da ordem do compensador.

Uma solução para este problema, aplicável a sistemas multivariáveis com uma entrada, sintetiza um compensador de ordem fixa a qual depende dos índices de controlabilidade e observabilidade do processo a ser controlado (Pearson, 1969).

Para o caso de sistemas multivariáveis com múltiplas entradas são conhecidos dois teoremas (Pearson, Ding, 1969) que permitem definir tanto a estrutura como a ordem do compensador, gerando assim um sistema em malha fechada ou aumentado que apresenta as mesmas trajetórias que um sistema ótimo da ordem do sistema aumentado. Os teoremas serão apresentados sem sua

prova e com o intuito de dar continuidade e coerência ao texto.

Seja o sistema dinâmico

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.1)$$

$$y = Cx \quad (4.2)$$

onde $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$ e $y \in \mathbb{R}^q$. A, B e C são matrizes de ordem apropriada, e com p derivadas da entrada.

TEOREMA 4.1 (Pearson, Ding, 1969)

Seja (A, B) controlável, (A, C) observável com índice de observabilidade ν . Então, se $p \geq \nu - 1$ é possível obter posicionamento arbitrário de polos do sistema compensado $(n + mp)$.

As matrizes A_c e B_c que definem as equações de estado do compensador podem ser obtidas em termos de ganhos de realimentação estática do sistema aumentado. Este teorema permite a síntese de um compensador dinâmico com uma dada estrutura (Pearson, 1969).

TEOREMA 4.2 (Pearson, Ding, 1969)

Seja (A, B) controlável e (A, C) observável com índice de observabilidade ν . Seja q o menor número de entradas que podem controlar a matriz A . Então um compensador de ordem $q(\nu - 1)$ pode ser sintetizado para obter posicionamento arbitrário de polos em malha fechada.

O Teorema 4.2 fixa assim, a ordem do compensador como função do índice de observabilidade do sistema. Este resultado foi aplicado ao problema de síntese de estabilizadores de sistemas de potência multimáquinas (Stephan,1989), com resultados satisfatórios.

Os teoremas apresentados fazem referência ao sistema aumentado cuja obtenção é mostrada a seguir.

4.2 SISTEMA AUMENTADO

Seja um sistema linear, invariante no tempo, representado pelas Eqs. (4.1) e (4.2). O sistema deve ser compensado dinamicamente através do seguinte compensador de ordem fixa p :

$$\dot{x}_c = A_c x_c + B_c u_c \quad (4.3)$$

$$y_c = C_c x_c + D_c u_c \quad (4.4)$$

onde $x_c \in \mathbb{R}^p$, $u_c \in \mathbb{R}^q$ e $y_c \in \mathbb{R}^m$, e a saída y do sistema é a entrada u_c do compensador. Da mesma forma, a saída y_c do compensador é a entrada u do sistema. O problema então é de estabilização por realimentação dinâmica da saída.

Como $u_c = y$; $u = y_c$, e substituindo y_c na Eq.(4.1) obtém-se:

$$\dot{x} = A x + B y_c \quad (4.5)$$

$$y = C x \quad (4.6)$$

Da Eq.(4.3) obtém-se, após substituir u_c e y_c :

$$\dot{x}_c = A_c x_c + B_c y \quad (4.7)$$

$$u = C_c x_c + D_c u \quad (4.8)$$

Mas, segundo as Eqs.(4.6) e (4.4) pode-se escrever:

$$\dot{x} = A x + B C_c x_c + B D_c C x \quad (4.9)$$

$$\dot{x}_c = A_c x_c + B C x \quad (4.10)$$

De posse das Eqs.(4.9) e (4.10) o sistema em malha fechada pode ser escrito como:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (A+BD_c C) & BC_c \\ B_c C & A_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_c \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

A Eq.(4.11) pode ser re-escrita como:

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_c \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_c & C_c \\ B_c & A_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} x \\ x_c \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Definindo

$$A_a = \begin{bmatrix} A & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B_a = \begin{bmatrix} B & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix}$$

$$C_a = \begin{bmatrix} C & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \quad G = \begin{bmatrix} D_c & C_c \\ B_c & A_c \end{bmatrix}$$

Obtém-se, após substituir na Eq.(4.12)

$$\dot{x}_a = \{ A_a + B_a G C_a \} x_a \quad (4.13)$$

onde

$$x_a = \begin{bmatrix} x \\ x_c \end{bmatrix}$$

4.2.1 CONTROLE CENTRALIZADO

Comparando a Eq.(4.13) com a Eq.(3.4) do Capítulo III, e que se repete por conveniência,

$$\dot{x} = (A - B K) x$$

observa-se que a Eq.(4.13) estabelece que o problema de compensação dinâmica através de um compensador de ordem fixa é equivalente a determinação de uma matriz de ganhos de realimentação estática para o sistema aumentado (Keel,

Battacharyya, 1990). Em particular, o problema da estabilização com um controlador de ordem fixa p é equivalente à estabilização da matriz de malha fechada $(A_o + B_o G C)$ através da escolha da matriz G . A solução geral a este problema ainda não é conhecida (Keel, Battacharyya, 1990), mas soluções particulares do problema são do tipo posicionamento arbitrário de autovalores (Brasch, Pearson, 1970), e posicionamento "quase arbitrário" de autovalores (Kimura, 1975).

Portanto, seja Δ um conjunto simétrico de $(n+p)$ números complexos, isto é, os números complexos ocorrem em pares complexos conjugados.

Seja $K_o(\Delta)$ um conjunto definido como:

$$K_o(\Delta) = \{ K_o \mid K_o \in \mathbb{R}^{(m+p) \times (q+p)}, \sigma(A_o + B_o K_o C_o) \in \Delta \} \quad (4.14)$$

onde p é a ordem do compensador dinâmico. A_o , B_o e C_o são matrizes definidas anteriormente e $\sigma(*)$ é o espectro da matriz $(*)$.

Então, o resultado de Brasch e Pearson (1970), estabelece que se o par (A, B) é controlável e o par (A, C) é observável, com índices de controlabilidade ν_c e de observabilidade ν_o respectivamente, e se $p \geq \min\{\nu_c, \nu_o\}$, então $K_o(\Delta) \neq \emptyset$ para todo Δ escolhido, e onde \emptyset representa o conjunto vazio.

Por outra parte, o resultado de Kimura (1975), estabelece que se $p \geq n - m - r + 1$, então $\sigma(A_o + B_o K_o C_o)$ encontra-se arbitrariamente perto de qualquer conjunto Δ de $(n + p)$ números complexos simétricos.

4.2.2 CONTROLE DESCENTRALIZADO. MODOS FIXOS

O projeto de compensadores necessita, em algumas aplicações, de restrições a serem impostas sobre determinados pares entrada-saída do sistema. Situações tais como o controle da entrada i utilizando somente a saída i , por exemplo, estabelecem uma restrição de descentralização que muitas vezes se traduz em limitações para que o compensador atinga certos objetivos (Anderson, Clemens, 1981).

Com respeito ao uso de controladores descentralizados, lineares e invariantes no tempo, em sistemas lineares invariantes no tempo, Wang e Davison (1973), concluem que os requerimentos de descentralização podem forçar ao sistema em malha fechada a exibir certas frequências naturais, os chamados modos fixos, que independem do particular compensador utilizado. Estes modos fixos são definidos da seguinte maneira (Davison, 1976; Davison, Chang, 1990):

DEFINIÇÃO 4.1 (Davison, 1976)

Considere o sistema formado pelas Eqs.(4.1) e (4.2) resumido como $(C,A,B) \in \mathbb{R}^{q \times n} \times \mathbb{R}^{n \times n} \times \mathbb{R}^{n \times m}$.

Seja \mathcal{S} o conjunto de matrizes bloco-diagonais definido como:

$$\mathcal{S} = \{ G \mid G = \text{bloco diag}(G_1, G_2, \dots, G_m) \}, \quad G_i \in \mathbb{R}^{m_i \times q_i}, \quad i=1, m \quad (4.15)$$

então o conjunto dos modos fixos de (C,A,B) com respeito a \mathcal{S} é definido como:

$$\Lambda(C, A, B, \mathcal{G}) = \bigcap_{\sigma \in \mathcal{G}} \sigma(A+BGC) \quad (4.16)$$

onde $\sigma(A + BGC)$ representa o conjunto de autovalores da matriz em malha fechada $(A + BGC)$.

Em resumo, a Eq.(4.16) implica em achar o conjunto de autovalores que não são realocáveis por realimentação estática descentralizada da saída. Este conjunto de modos fixos são um sub-conjunto (possivelmente vazio), do conjunto de autovalores em malha aberta.

Embora definidos em termos de realimentação estática descentralizada da saída, o conceito de modos fixos é útil também no caso de realimentação dinâmica descentralizada da saída. Wang e Davison (1973), provam que, a condição necessária e suficiente para a estabilidade de um sistema em malha fechada é que os modos fixos descentralizados, caso existam, pertençam ao semiplano complexo C^- .

Finalmente, deve ser lembrado que na teoria de controle sem restrições de descentralização, aqueles modos que não são modificados pela realimentação estática de estados, são aqueles chamados de não-controláveis. Mais ainda, são justamente aqueles modos que não podem ser arbitrariamente realocados por compensação dinâmica. Assim, o conceito de modos fixos pode ser entendido como a generalização do conceito de modos não-controláveis ou não-observáveis. Sua utilização permite estender aos sistemas descentralizados os resultados relativos à estabilização e posicionamento de polos por compensação dinâmica dos sistemas sem restrições ou centralizados. Esta extensão é iniciada pelos teoremas seguintes (Cury, 1983):

TEOREMA 4.4

Existe uma compensação dinâmica descentralizada que estabiliza o sistema das Eqs.(4.1) e (4.2) se e somente se

$$\sigma(A-BGC) \subset C^- , \quad (4.17)$$

onde C^- é o conjunto de números complexos com parte real negativa.

Complementando o Teorema 4.4 tem-se o seguinte corolário:

COROLARIO 4.1

O espectro do sistema das Eqs.(4.1) e (4.2) pode ser realocado arbitrariamente por uma compensação dinâmica descentralizada, se e somente se

$$\Lambda(C,A,B,\mathcal{F}) = \emptyset. \quad (4.18)$$

sendo \emptyset o conjunto vazio.

Em relação ao problema considerado no presente trabalho, a situação da existência dos modos fixos descentralizados não tem sido reportada. Não são conhecidos resultados obtidos na prática ou relatados na literatura, referentes ao ajuste de estabilizadores de sistemas de potência que comprovem a existência de modos não realocáveis (Arnautovic, Skataric, 1991; Crusca, Aldeen, 1991; Huang e outros,1991).

4.3 SISTEMA AUMENTADO E SÍNTESE DO ESTABILIZADOR

4.3.1 INTRODUÇÃO

No caso do estabilizador de sistemas de potência, tal como foi visto no Capítulo II, seção 2.3.3, a ordem é conhecida (geralmente 1 ou 2 sem considerar os filtros adicionais). Este conhecimento, tanto de sua ordem como de sua estrutura, permite tirar proveito da equivalência entre realimentação estática da saída do sistema aumentado e o projeto de um compensador dinâmico de ordem fixa.

4.3.2 SISTEMA AUMENTADO COM ESP NA FORMA CANÔNICA CONTROLÁVEL (FCC)

Como foi dito, os polos do compensador são conhecidos. Portanto utilizando este fato e uma realização na FCC do estabilizador, a Eq.(4.12) do sistema em malha fechada pode ser escrita como:

$$\dot{x}_a = \left\{ \left[\begin{array}{c|c} A & 0 \\ \hline B_c & A_c^c \end{array} \right] + \left[\begin{array}{c|c} B & 0 \\ \hline 0 & I \end{array} \right] \left[\begin{array}{c|c} D_c^c & C_c^c \\ \hline 0 & 0 \end{array} \right] \left[\begin{array}{c|c} C & 0 \\ \hline 0 & I \end{array} \right] \right\} x_a \quad (4.19)$$

com $x_a = [x^T \quad x_c^T]^T$ e:

$$A_a^c = \left[\begin{array}{c|c} A & 0 \\ \hline B_c & A_c^c \end{array} \right]; \quad B_a^c = \left[\begin{array}{c|c} B & 0 \\ \hline 0 & I \end{array} \right]; \quad C_a^c = \left[\begin{array}{c|c} C & 0 \\ \hline 0 & I \end{array} \right]$$

$$G_a^c = \left[\begin{array}{c|c} D_c^c & C_c^c \\ \hline 0 & 0 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c} G^c \\ \hline 0 \end{array} \right]$$

são as matrizes do sistema aumentado com o compensador na FCC.

A implementação em diagramas de blocos da Eq.(4.19) é mostrada na Figura 4.1.

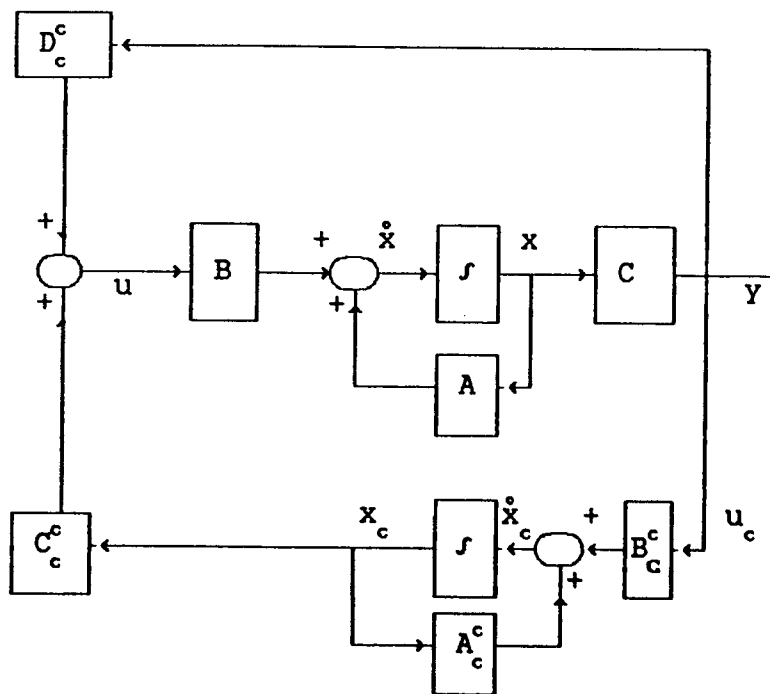


FIGURA 4.1 Sistema Aumentado. Compensador na Forma Canônica Controlável

A Eq.(4.19) pode portanto ser interpretada como a representação de uma estratégia de controle do tipo realimentação estática da saída do sistema aumentado dada como:

$$u^c = [D_c^c \quad C_c^c] y_a = [D_c \quad C_c] C_a x_a \quad (4.20)$$

onde $y_a = [y^T \quad y_c^T]^T$, é aplicada sobre o sistema:

$$\dot{x}_a = A_a^c x_a + B_a^c u^c, \quad (4.21)$$

onde claramente:

$$G^c = [D_c^c \quad C_c^c] \quad (4.22)$$

O problema assim colocado, como foi visto no Capítulo III, seção 3.2.2, tem como solução:

$$G^c = K^c C_a^T (C_a C_a^T)^{-1} \quad (4.23)$$

Por outro lado, na Figura 4.1, são definidas as seguintes grandezas:

$$u_p = D_c y + C_c x_c \quad (4.24)$$

$$u_c = y \quad (4.25)$$

onde u_p representa o sinal de entrada do processo e u_c representa o sinal de entrada do compensador.

4.3.3 SISTEMA AUMENTADO COM ESP NA FORMA CANÔNICA OBSERVÁVEL (FCO)

Utilizando a FCO para o estabilizador, a Eq.(4.12) do sistema em malha fechada pode ser escrita como:

$$\dot{x}_a = \left\{ \begin{bmatrix} A & | & BC_c^o \\ \hline 0 & | & A_c^o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B & | & 0 \\ \hline 0 & | & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_c^o \\ B_c^o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C & 0 \end{bmatrix} \right\} x_a \quad (4.26)$$

onde

$$A_a^o = \begin{bmatrix} A & | & BC_c^o \\ \hline 0 & | & A_c^o \end{bmatrix}; \quad B_a^o = \begin{bmatrix} B & | & 0 \\ \hline 0 & | & I \end{bmatrix}; \quad C_a^o = [C \ 0]$$

e

$$G_a^o = \begin{bmatrix} D_c^o \\ B_c^o \end{bmatrix}$$

são as matrizes do sistema aumentado com o compensador na FCO e cujo diagrama em blocos é apresentado na Figura 4.2.

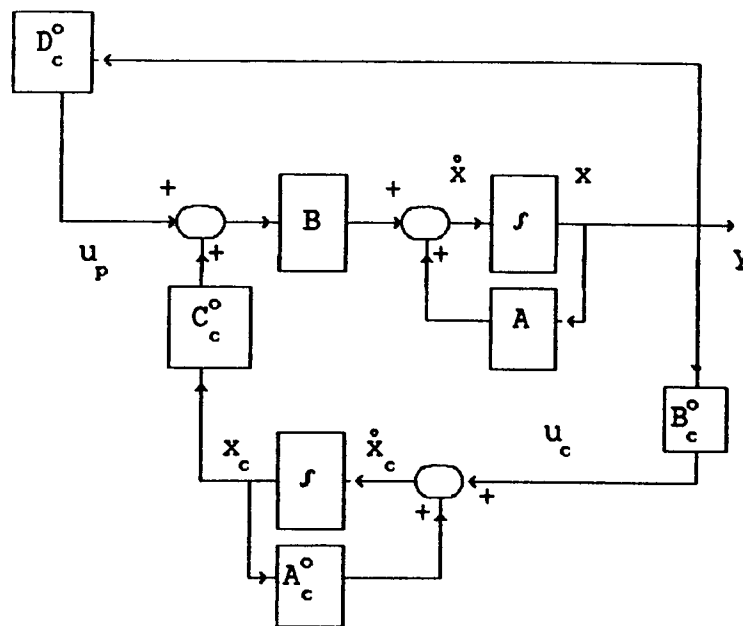


FIGURA 4.2 Sistema Aumentado. Compensador na Forma Canônica Observável

Assim, em relação à Figura 4.2, uma estratégia de controle

do tipo realimentação estática da saída dada como:

$$u^{\circ} = \begin{bmatrix} D_c^{\circ} \\ B_c^{\circ} \end{bmatrix} y_a = \begin{bmatrix} D_c \\ B_c \end{bmatrix} C_a x_a \quad (4.27)$$

é aplicada sobre o sistema

$$\dot{x}_a = A_a^{\circ} x_a + B_a u^{\circ} \quad , \quad (4.28)$$

onde

$$G^{\circ} = \begin{bmatrix} D_c^{\circ} \\ B_c^{\circ} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

Contrariamente ao caso anterior, pode ser deduzido da Figura 4.2 que:

$$u_p = D_c y \quad (4.30)$$

$$u_c = B_c y \quad (4.31)$$

Isto é, a realização na FCO implica somente a realimentação da saída do sistema, situação mais coerente com as restrições que são próprias do estabilizador. Mais ainda, as matrizes A_c e C_c independem dos parâmetros K , T_1 e T_2 a serem determinados. Ao contrário da realização via FCC, nesta realização as matrizes B_c° e D_c° são funções destes parâmetros. Porém, a grande vantagem é que agora a síntese de ESP via realimentação estática do sistema aumentado não implica em realimentar explicitamente as variáveis de estado do compensador, situação evidente na realização FCC.

Dadas as considerações acima apresentadas, a FCO do compensador dinâmico é estimada como a mais apropriada aos fins do presente trabalho.

4.3.4 SÍNTESE DO ESTABILIZADOR

De posse das realizações canônicas do compensador e da teoria que fundamenta a geração de uma estratégia de controle com restrições, é possível desenvolver os argumentos necessários à síntese do estabilizador de sistemas de potência.

Suponha portanto, o sistema da Eq.(4.24) com o compensador na FCO. Segundo a Eq.(4.27) e a Eq. (3.50) do Capítulo III que preconiza que:

$$G - \text{bloco diag} \{ G_i \} = 0 ,$$

a matriz de ganhos por realimentação descentralizada das saídas é dada como:

$$G^\circ = \text{bloco diag} \left\{ \begin{bmatrix} D_{ci}^\circ \\ B_{ci}^\circ \end{bmatrix} \right\} \quad (4.32)$$

onde $D_{ci}^\circ \in \mathbb{R}^{1 \times m}$, $B_{ci}^\circ \in \mathbb{R}^{l \times 1}$, G° é o ganho de realimentação das saídas obtido com a realização em FCO do compensador e l é o número de estágios de avanço-atraso do compensador dinâmico.

A Eq.(4.27) pode ser rescrita como:

$$u^\circ = K^\circ x_a \quad (4.33)$$

Assim, o problema da síntese do estabilizador pode ser colocado como aquele de achar uma matriz G° tal que $K^\circ = G^\circ C_a$.

A solução para G° foi apresentada no Capítulo III e é re-escrita abaixo por conveniência:

$$G^\circ = \text{bloco diag} \left\{ K_i^\circ C_{ai}^T (C_{ai} C_{ai}^T)^{-1} \right\} \quad (4.34)$$

Mas, segundo a Eq.(4.30):

$$\begin{bmatrix} D_{ci}^\circ \\ B_{ci}^\circ \end{bmatrix} = K_i^\circ C_{ai}^T (C_{ai} C_{ai}^T)^{-1} \quad (4.35)$$

Obtida a matriz de ganhos de realimentação descentralizada das saídas e dada a forma canônica observável do compensador, é possível obter a forma própria da função de transferência de um estabilizador de dois estágios para o subsistema i (sem considerar o termo "wash-out"):

$$G_{ci}(s) = D_{ci}^\circ + \frac{B_{ci}^\circ(2,1)s + B_{ci}^\circ(1,1)}{s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0} \quad (4.36)$$

ou

$$G_{ci}(s) = \frac{D_{ci}^\circ s^2 + (D_{ci}^\circ \alpha_0 + B_{ci}^\circ(2,1))s + D_{ci}^\circ \alpha_1 + B_{ci}^\circ(1,1)}{s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0} \quad (4.37)$$

onde $B_{ci}^\circ(i,j)$ representa o elemento (i,j) da submatriz de ganhos B_{ci}° na Eq.(4.32). Fatorando o numerador da Eq.(4.37):

$$G_{ci}(s) = \frac{D_{ci}^\circ \left\{ s + f_1^i(D_{ci}^\circ; B_{ci}^\circ) \right\} \left\{ s + f_2^i(D_{ci}^\circ; B_{ci}^\circ) \right\}}{s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0} \quad (4.38)$$

onde $f_1^i(*,*)$ e $f_2^i(*,*)$ representam as raízes da solução do numerador da Eq.(4.35).

Conclui-se assim que, após fatorar a Eq.(4.35) em $f_1^i(D_{ci}^\circ, B_{ci}^\circ)$

e $f_2^i(D_{ci}^\circ, B_{ci}^\circ)$ para obter as constantes de tempo e o ganho, pode ser escrito que:

$$K_{ESP}^i = D_{ci}^\circ f_1^i(D_{ci}^\circ, B_{ci}^\circ) f_2^i(D_{ci}^\circ, B_{ci}^\circ) / \alpha_o \quad (4.39)$$

$$T_1^i = 1 / f_1^i(D_{ci}^\circ, B_{ci}^\circ) \quad (4.40)$$

$$T_3^i = 1 / f_2^i(D_{ci}^\circ, B_{ci}^\circ) \quad (4.41)$$

Tanto a matriz D_{ci}° quanto B_{ci}° apresentam expressões não lineares em K_{ESP}, T_1 e T_3 quando da determinação da FCO de cada compensador. Neste trabalho optou-se por resolver diretamente a equação quadrática do numerador da Eq.(4.37) e utilizar as Eqs.(4.39), (4.40) e (4.41) para determinar os parâmetros de interesse, situação comparável à apresentada em Fleming, Mohan e Parvatisam (1981).

4.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram sumarizados os aspectos teóricos relativos à síntese de um compensador dinâmico utilizando da técnica de controle com restrições de descentralização. Apresentaram-se também os teoremas referentes à estrutura e ordem de um compensador a ser sintetizado utilizando o controle centralizado.

No caso do controle descentralizado, é importante o conceito de modos fixos. Com o intuito de coerência e continuidade, foram

apresentadas os resultados teóricos básicos referentes ao assunto. Fica evidente que a existência de modos fixos implica necessariamente que estes sejam assintoticamente estáveis para permitir assim a síntese de um compensador dinâmico.

Foi também apresentada a formulação do problema de compensação dinâmica através da equação dinâmica do sistema aumentado, em que o vetor de estados aumentado é formado pelos estados do processo e do compensador. Verifica-se assim que a síntese de um compensador dinâmico é equivalente ao cálculo da realimentação estática da saída do sistema aumentado.

Finalmente, no que diz respeito à síntese do compensador e aplicação da técnica de controle ótimo descentralizado, escolhe-se a forma canônica observável para a realização do estabilizador de sistemas de potência, dado o fato de que o mesmo apresenta a característica de ter os seus polos conhecidos (Castro, 1986).

Conclui-se o capítulo com as expressões que permitem obter os parâmetros do estabilizador, isto é, o ganho K_{esp} , e as constantes de tempo T_1 e T_2 , a partir da solução do problema de Controle Ótimo Descentralizado para o sistema aumentado.

CAPITULO V

RESULTADOS OBTIDOS PELA APLICAÇÃO DO CONTROLE ÓTIMO COM RESTRIÇÕES ESTRUTURAIS A SISTEMAS-TESTE

5.1 INTRODUÇÃO

5.1.1 Considerações Iniciais e Sistemas-Teste Utilizados

Neste capítulo apresentam-se os resultados obtidos pela aplicação do controle ótimo com restrições estruturais na síntese de estabilizadores de sistemas de potência.

Como os ESP's são compensadores dinâmicos, utilizar-se-á o sistema aumentado processo-compensador, tal como foi apresentado no Capítulo IV. De posse do sistema aumentado, a síntese dos parâmetros do ESP é realizada através da técnica de controle ótimo com restrições estruturais do tipo descentralização da saída.

Os sistemas-teste escolhidos refletem, no nosso entender, um conjunto representativo dos sistemas apresentados na literatura. O sistema teste de uma máquina - barra infinita é incluído para fins de verificação da coerência e abrangência do método além de ilustrar a restrição estrutural da realimentação da saída. Apresentam-se também resultados para um sistema de quatro máquinas representativo do sistema simplificado do Sul do Brasil e os resultados correspondentes a um sistema de nove máquinas-barra infinita (New England, EPRI, 1978).

Todos os sistemas são, para os conjuntos dados de ganhos dos reguladores de tensão e condições de operação, instáveis ou apresentam um baixo amortecimento (menor que 5 %), em malha aberta (i.é. sem ESP), fazendo-se necessário portanto a incorporação do estabilizador.

Na aplicação do método proposto neste trabalho, e considerando a matriz de ponderação dos desvios dos estados do sistema calculada segundo o Apêndice II, apresenta-se um problema de caráter geral a ser resolvido, que é abordado na seção seguinte.

5.1.2 Escolha da Matriz de Ponderação das Entradas

O problema a ser previamente solucionado diz respeito à escolha da matriz R simétrica e positiva definida que pondera os desvios das variáveis de controle do sistema. No transcurso da pesquisa, tornou-se evidente que a escolha desta ponderação deveria obedecer a alguma lógica própria do problema tratado. A bibliografia consultada não apresenta uma sistemática para a escolha desta matriz. Assim, em Mota (1980) a ponderação dos desvios nas variáveis de controle baseia-se em uma comparação entre desempenhos para diferentes valores assumidos pela matriz R . Em Yu (1983), a escolha não é realizada explicitamente. O processo de determinação da matriz de ponderação dos desvios dos estados do sistema é realizado através de um critério de sensibilidade ao deslocamento apresentado por um dado modo eletromecânico. O esforço de controle necessário para tal deslocamento é levado em conta implicitamente no procedimento, fixando-se a matriz R como sendo a matriz identidade. Neste trabalho, a matriz Q de ponderação dos desvios nas variáveis de estado é determinada segundo critérios de

desempenho desejáveis para o sistema. Com o intuito de procurar uma estrutura para a matriz R e considerando a forma canônica observável adotada para o estabilizador apresentada na Seção 4.3, optou-se por comparar alguns projetos de estabilizadores apresentados na literatura e assim, a partir das respectivas funções de transferência na forma própria, obter diretrizes para estabelecer uma relação entre os elementos que a compõem.

Deve ser lembrado que, para a estrutura que o sistema aumentado apresenta e a estratégia de controle utilizada, a matriz de ganhos de realimentação descentralizada da saída apresenta uma estrutura bloco diagonal da forma

$$G = \text{bloco diag} \{ G_i \} \quad i = 1, \dots, m \quad (5.1)$$

onde m representa o número de subsistemas. Os parâmetros da Função de Transferência do compensador são obtidos de G_i a partir de

$$G_i = - \begin{bmatrix} d_i \\ \beta_{0i} \\ \beta_{1i} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

para um ESP de segunda ordem, com $d_i, \beta_{0i}, \beta_{1i}$, definidos como apresentado na Seção 4.3.

Por outro lado, a matriz G_i da Eq.(3.49), re-escrita abaixo por conveniência, é dada como:

$$G_i = K_i C_{ai}^T (C_{ai} C_{ai}^T)^{-1} \quad (5.3)$$

Como visto no Capítulo III, achar uma estratégia de controle descentralizado da saída,

$$u = -G y, \quad (5.4)$$

é equivalente a determinar uma realimentação estática da saída,

$$u = -K x \quad (5.5)$$

onde a matriz equivalente K é definida como:

$$K = G C. \quad (5.6)$$

Por outro lado, K é a solução do controle sem restrições, e é dada como:

$$K = R^{-1} B^T P, \quad (5.7)$$

onde P é a solução da Eq. Generalizada de Riccati. Considerando as Eqs. (5.6) e (5.1), temos então que:

$$R^{-1} B^T P = \begin{bmatrix} G_1 & 0 \\ & G_i \\ 0 & G_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{a1} \\ C_{ai} \\ C_{am} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

onde C_{ai} representa a matriz de saída do i -ésimo subsistema aumentado.

Supondo um ESP derivado da velocidade, pode-se escrever que:

$$\begin{aligned} (R^{-1}B^T P)_i &= G_i C_{oi} \\ &= \begin{bmatrix} d_i \\ \beta_{oi} \\ \beta_{1i} \end{bmatrix} [1 \ 0 \ \dots \ 0 \ 0] \end{aligned} \quad (5.9)$$

Logo

$$\frac{1}{r_{11i}} b_i p_{41i} = d_i \quad (5.10)$$

$$\frac{1}{r_{22i}} p_{51i} = \beta_{oi} \quad (5.11)$$

$$\frac{1}{r_{33i}} p_{oi} = \beta_{1i} \quad (5.12)$$

então,

$$r_{11i} = \frac{b_i}{d_i} p_{41i} \quad (5.13)$$

$$r_{22i} = \frac{1}{\beta_{oi}} p_{51i} \quad (5.14)$$

$$r_{33i} = \frac{1}{\beta_{1i}} p_{oi} \quad (5.15)$$

onde p_{kli} representa o elemento p_{kl} da solução da Equação de Riccati para o i -ésimo subsistema. Obtém-se assim uma relação entre os parâmetros do compensador e os elementos da matriz R de ponderação dos desvios nos controles.

Das Eqs. (5.13), 5.14) e (5.15) pode ser escrito que

$$r_{11i} = f_1(p_{41i}) \quad (a)$$

$$r_{22i} = f_2(p_{51i}) \quad (b) \quad (5.16)$$

$$r_{33i} = f_3(p_{61i}) \quad (c)$$

ou de outra forma,

$$\underline{r} = \underline{f} (P) \quad (5.17)$$

onde \underline{r} e \underline{f} representam expressões gerais. Da Equação de Riccati tem-se

$$P = g (R) \quad (5.18)$$

onde considerou-se que as matrizes A,B e Q são conhecidas.

Entretanto a matriz R pode ser expressa por sua vez como

$$R = \text{bloco diag} \{ R_i \} \quad (5.19)$$

onde

$$R_i = \text{diag} \{ r_{11i} \quad r_{22i} \quad r_{33i} \} \quad i = 1, \dots, m .$$

Assim, utilizando das Eqs. (5.17), (5.18) e (5.19) pode ser escrito finalmente que:

$$\underline{r} = F (\underline{r}) . \quad (5.20)$$

A Equação (5.20) sugere um procedimento iterativo de cálculo para os elementos da matriz R a partir de um valor inicial \underline{r}_0 . Este valor

pode ser obtido a partir das relações dadas na Equação (5.16) utilizando-se por exemplo, os resultados de um projeto clássico.

O procedimento de cálculo é descrito a seguir.

- 1.- Fazer $\ell = 0$ e a partir de um projeto clássico determinar os valores de d , β_0 e β_1 .
- 2.- Propor vetor de valores iniciais, r_0 .
- 3.- Resolver para $P_\ell(r_\ell)$ utilizando da Equação de Riccati.
- 4.- Utilizar a Eq.(5.20) para calcular $r_{\ell+1}$.
- 5.- Utilizar uma norma adequada e comparar

$$\| R(r_{\ell+1}) - R(r_\ell) \| \leq \varepsilon$$

com ε um número pequeno e positivo.

- 6.- Se a desigualdade no passo 5 for satisfeita defina $R = R(r_{\ell+1})$. Em caso contrário, fazer $\ell = \ell + 1$ e voltar ao passo 3.

No procedimento anterior deve ser lembrado que a matriz R de ponderação dos desvios das variáveis de controle é definida positiva. Assim, deve-se tomar os cuidados necessários para não gerar soluções que impliquem em uma matriz R que não satisfaça àquela propriedade.

Para os sistemas-teste cujos resultados serão apresentados a seguir, foram determinadas duas formas típicas para a matriz R utilizando o procedimento anteriormente descrito. Uma delas diz respeito ao estabilizador derivado da velocidade, R_{ω_i} , e a outra, $R_{P_{e_i}}$, corresponde ao estabilizador derivado da potência elétrica. Estas matrizes, respectivamente, serão

$$R_{\omega i} = \text{bloco diag } \{ 2000.00 \quad 0.002 \quad 1.0 \} , \quad (5.20)$$

$$R_{p\omega i} = \text{bloco diag } \{ 10.00 \quad 0.01 \quad 0.1 \} . \quad (5.21)$$

onde o subscrito i representa o i -ésimo subsistema.

5.1.3 Escolha dos Polos do Estabilizador

Na escolha dos polos dos estabilizadores foi utilizado como critério aquele de dar valores de referência comuns na literatura. Assim os polos do estabilizador derivado da velocidade foram fixados em valores que geralmente são aceitos como apropriados, isto é $T_{z_i} = T_{\omega_i} = 0.05$ s. Para o estabilizador derivado da potência elétrica os valores são $T_{z_i} = T_{\omega_i} = 0.28$ s.

5.2 Sistema-Teste Máquina-Barra Infinita. (Yu,1983)

Como foi dito na introdução ao presente Capítulo, este sistema-teste cujos dados encontram-se no Apêndice IV, permite verificar a abrangência do método, ilustrando a síntese de um compensador dinâmico utilizando a restrição estrutural de realimentação da saída.

Para um estabilizador de sistemas de potência derivado da velocidade, cuja função de transferência é :

$$ESP_{\omega}(s) = \frac{K (1 + s T_1)(1 + s T_3)}{(1 + s T_2)(1 + s T_4)},$$

os resultados obtidos da aplicação da técnica de controle ótimo descentralizado na síntese dos parâmetros T_1 e T_3 e o ganho K foram os seguintes:

TABELA 5.1 Caso Máquina Barra Infinita
ESP Derivado da Velocidade
Parâmetros do Estabilizador

K	T_1	T_3	T_2	T_4
14.00	0.0114	0.351	0.05	0.05

Na Tabela 5.2 apresentam-se os autovalores do sistema em malha aberta e aqueles obtidos tanto do controle ótimo centralizado ou global como do controle ótimo com restrições de realimentação da saída.

TABELA 5.2 Autovalores Caso Máquina-Barra Infinita
ESP derivado da velocidade

autoval. m.aberta	0.2945 ± j 4.9681	-10.3925 ± j 3.2976		ζ_{em}
autovalor COG	-1.3103 ± j 4.9708	-10.3979 ± j 3.3580		0.26
autovalor RS	-1.8125 ± j 4.6096	-3.95730 ± j 7.6230	-24.3283 ± j 7.6756	0.37

onde ζ_{em} é o fator de amortecimento ligado aos modos eletromecânicos correspondentes à primeira coluna da Tabela 5.2.

Dos autovalores apresentados na Tabela 5.2, observa-se que o amortecimento equivalente para o modo eletromecânico associado à estratégia de controle ótimo sem restrições é menor que aquele gerado pela estratégia de controle com realimentação da saída. Entretanto, a frequência amortecida correspondente ao mesmo modo é menor neste ultimo caso, indicando uma pequena diminuição do coeficiente de torque de sincronização.

A resposta em frequência para a fase do compensador projetado segundo o método proposto é apresentada na Figura 5.1 a seguir,

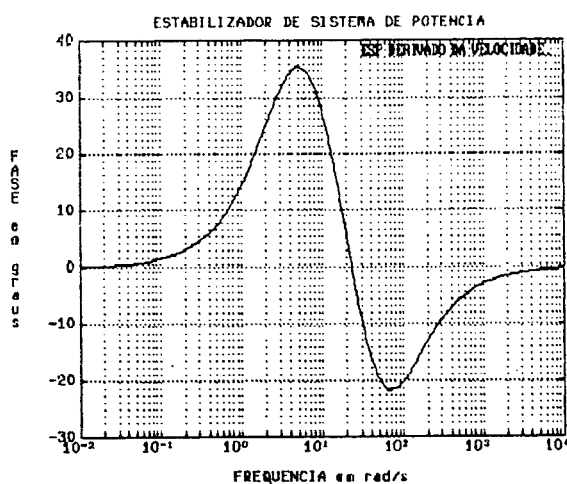


FIGURA 5.1 Fase do Estabilizador
Caso Máquina B. Infinita
ESP derivado da velocidade.

Observa-se que, na faixa de frequências de interesse, foi obtido um avanço de fase satisfatório, em torno aos 35°. Para frequências maiores, o compensador sintetizado apresenta um atraso de fase com seu máximo de fase em 100 rad/s (16 Hz). Por estar muito além da faixa de frequências de interesse, esta característica de fase não tem maior influencia na dinâmica do sistema em malha fechada.

O desempenho do controlador sintetizado foi verificado utilizando-se simulação linear e não-linear. Para a simulação linear, foi utilizado um distúrbio de 0.1 rad no ângulo de torque da máquina. Para a simulação não-linear, o projeto do estabilizador foi testado impondo ao sistema em malha fechada, tanto uma perturbação tipo curto-circuito trifásico como uma perturbação de 0.1 rad no ângulo de torque da máquina. A seguir, mostram-se os resultados da simulação em malha aberta (Figura 5.2), assim como os resultados da simulação em malha fechada obtidos tanto da aplicação do controle ótimo sem restrições (Figura 5.3), quanto da utilização do estabilizador derivado da velocidade (Figura 5.4) projetado segundo a proposição do presente trabalho.

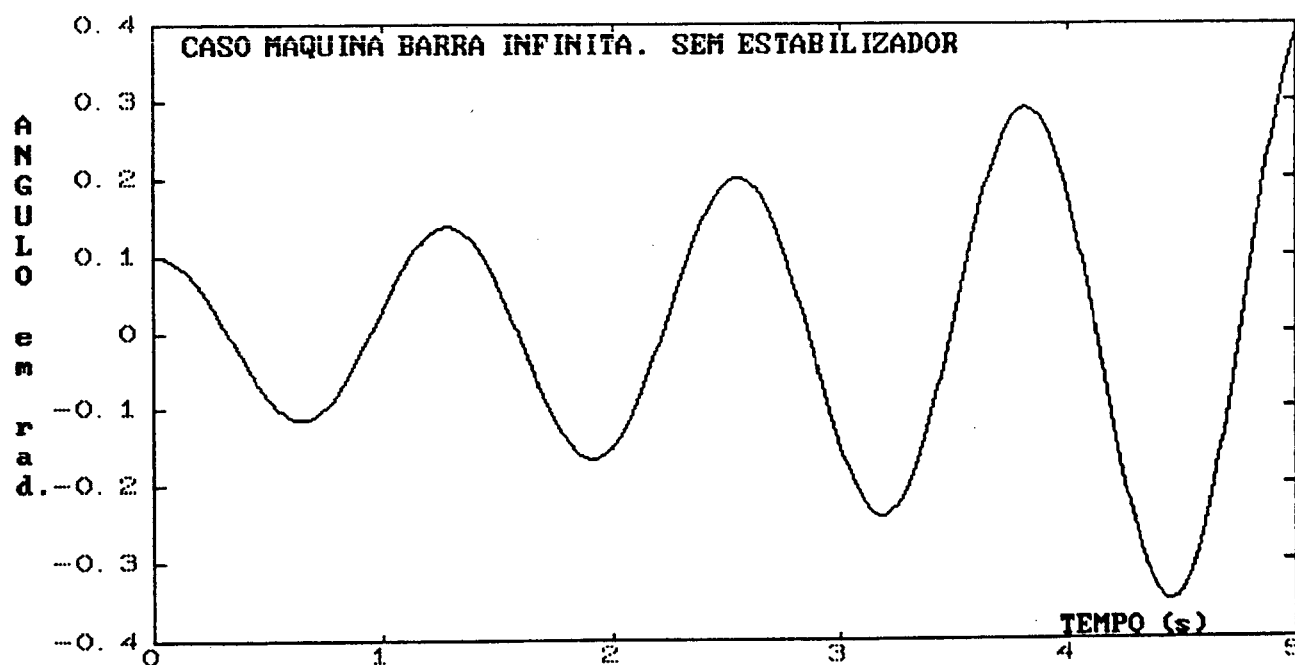


FIGURA 5.2 Caso Máquina Barra-Infinita.
Sistema em Malha Aberta.
Simulação Linear.

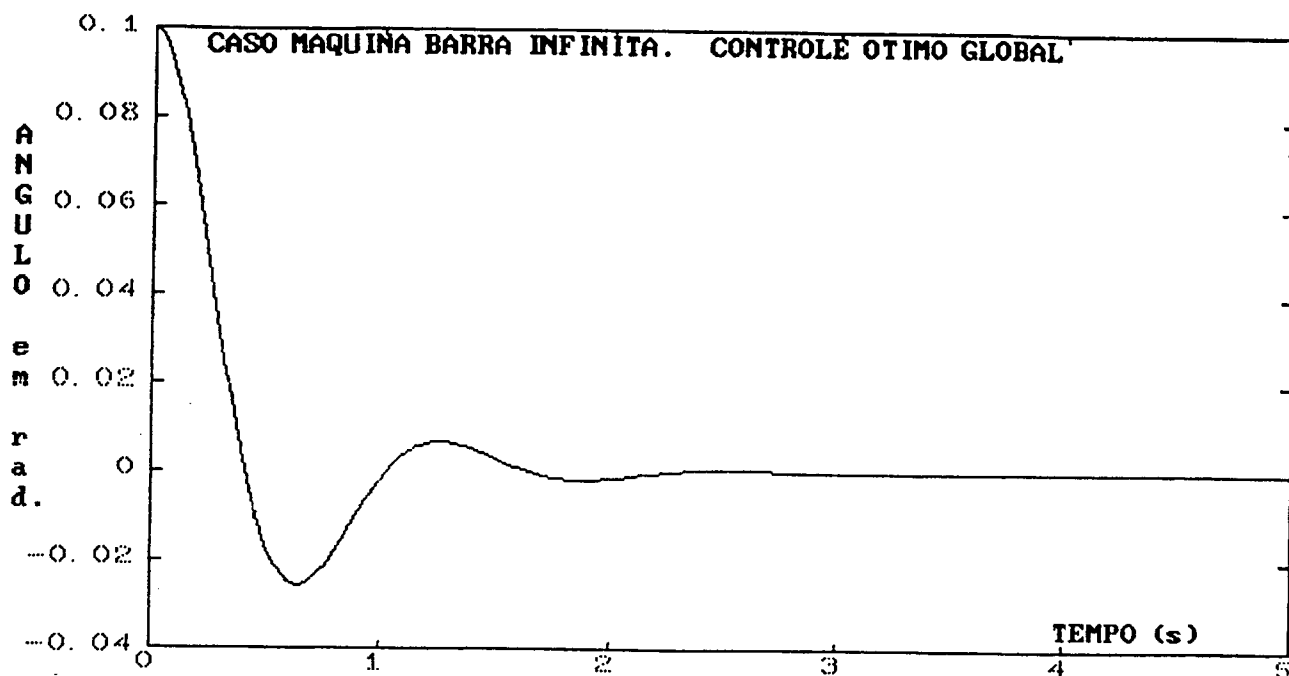


FIGURA 5.3 Caso Máquina Barra-Infinita
 Controle Ótimo sem Restrições.
 Simulação Linear.

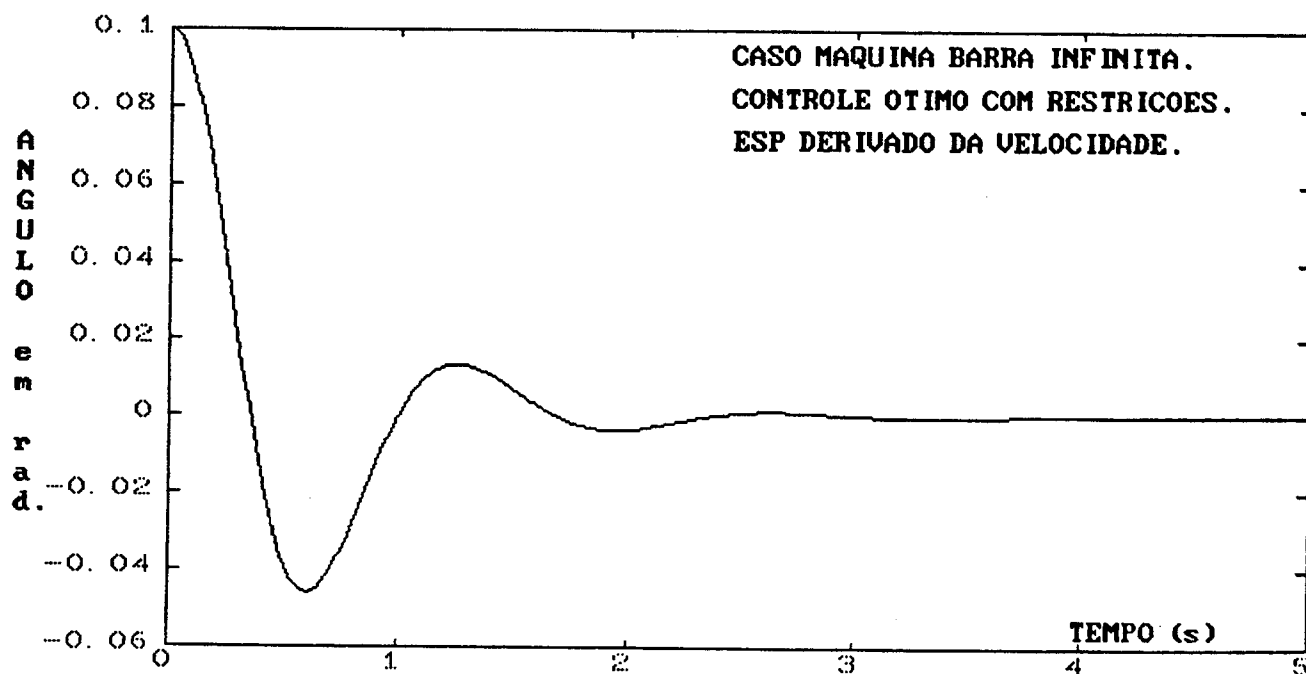


FIGURA 5.4 Caso Máquina Barra-Infinita
 Máquina com Estabilizador.
 Simulação Linear.
 Perturbação de 0.1 rad

Na Figura 5.5 é mostrado o resultado da simulação não-linear para uma falta tipo curto-circuito trifásico e com o estabilizador projetado segundo o método proposto.

Na Figura 5.6 apresenta-se o resultado da simulação não-linear para um estabilizador derivado da velocidade e uma perturbação de 0.1 rad no ângulo de torque da máquina.

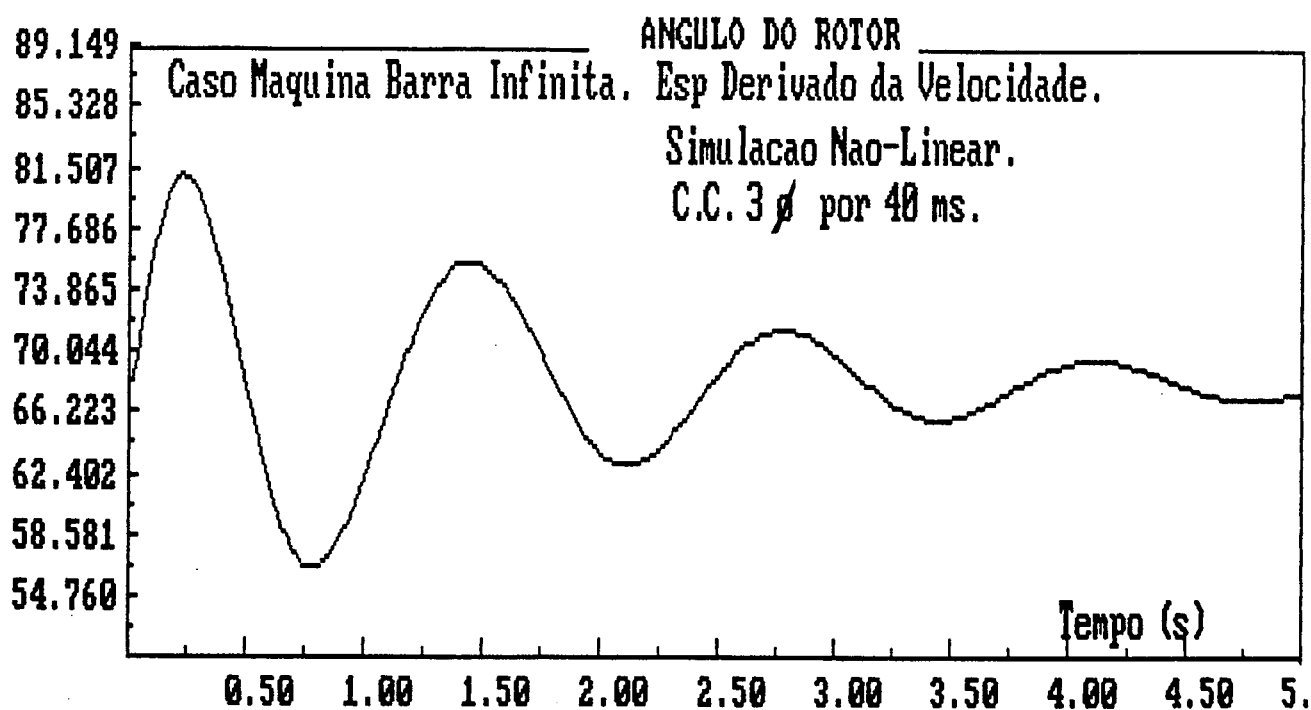


FIGURA 5.5 Caso Máquina Barra-Infinita.
Estabilizador Derivado da Velocidade
Simulação Nao-Linear
Perturbação C.C. 3 φ.

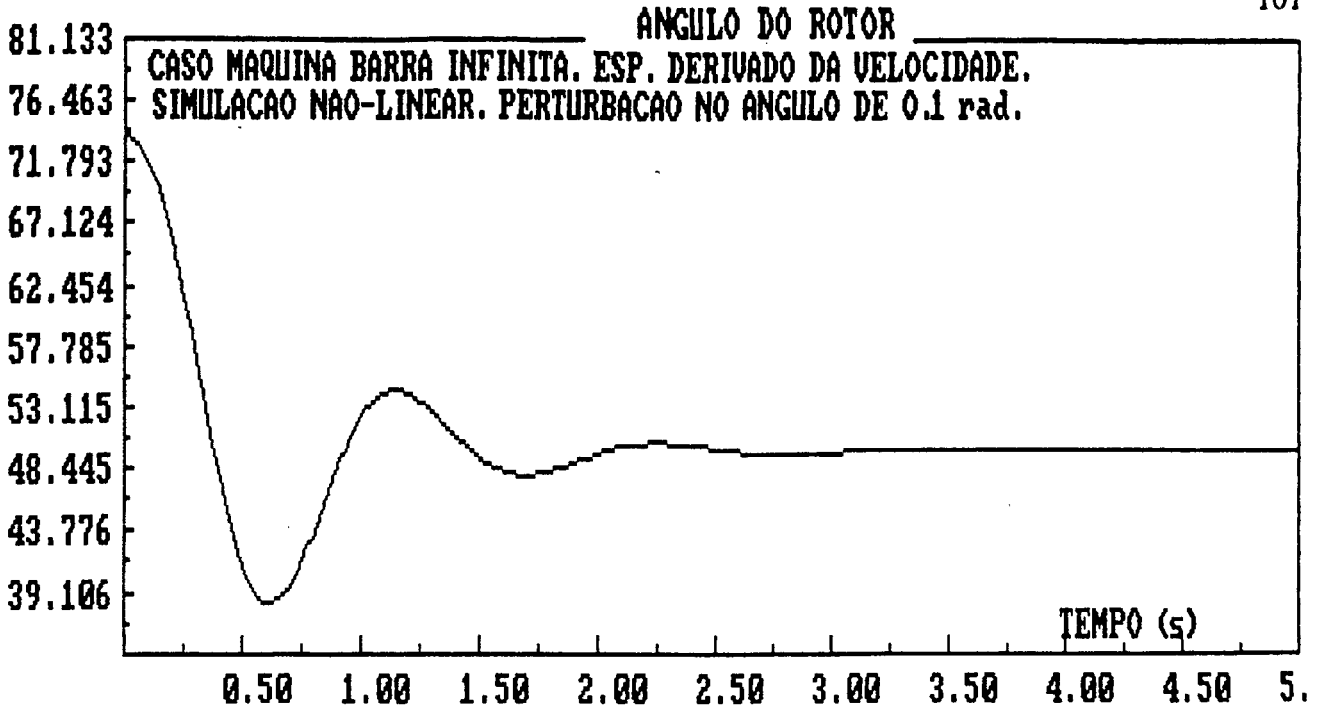


FIGURA 5.6 Caso Máquina Barra-Infinita
Simulação Não-Linear.
Esp derivado da Velocidade.
Perturbação de 0.1 rad.

Para um estabilizador derivado da potência elétrica e cuja função de transferência é

$$ESP_{Pe}(s) = \frac{K (1 + s T_1)(1 + s T_3)}{(1 + s T_2)(1 + s T_4)},$$

os resultados obtidos da síntese são mostrados na Tabela 5.3.

TABELA 5.3 Caso Máquina Barra Infinita
Estabilizador Derivado da P. Elétrica.
Parâmetros do Estabilizador.

K	T ₁	T ₃	T ₂	T ₄
1.508	0.21 +j 0.1	0.21 -j 0.1	0.28	0.28

Da Tabela 5.3 pode ser observado que o estabilizador sintetizado apresenta zeros complexos, situação que não foi obtida na síntese anterior mas que ilustra a versatilidade do procedimento.

Para os resultados apresentados na Tabela 5.3, os autovalores em malha fechada obtidos são mostrados na Tabela 5.4.

TABELA 5.4 Autovalores Caso Máquina Barra-Infinita
Esp derivado da Pot. Elétrica

Autovalor M. Aberta	0.2945 ± j 4.9681 -10.393 ± j 3.2976			ζ_{em}
Autovalor M. F. R. S.	-0.6583 ± j2.5750	-9.3482 ± j 16.0147	-3.6629 ± j 1.5324	0.25

onde ζ_{em} é o fator de amortecimento ligado aos modos eletromecânicos apresentados na primeira coluna da Tabela 5.4, e F.M.R.S diz respeito ao sistema em malha fechada com estabilizador sintetizado com restrições de realimentação da saída.

Observa-se que o estabilizador derivado da potência elétrica apresenta uma frequência natural amortecida menor que a obtida para o caso do estabilizador derivado da velocidade, o que acarreta em um valor menor para o coeficiente de sincronização da máquina.

Na Figura 5.7, é apresentada a característica de fase em frequência do estabilizador sintetizado segundo o método proposto.

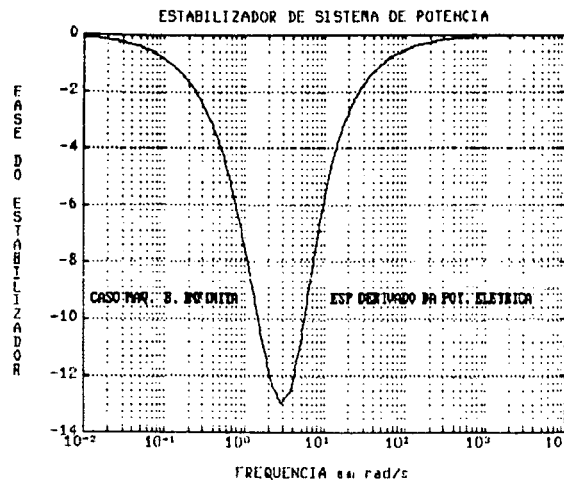


FIGURA 5.7 Caso Máquina Barra-Infinita
Resposta de Fase.
ESP derivado da Pot. Elétrica.

Na Figura 5.8 é apresentado o resultado da simulação linear do sistema em malha fechada com estabilizador derivado da potência elétrica.

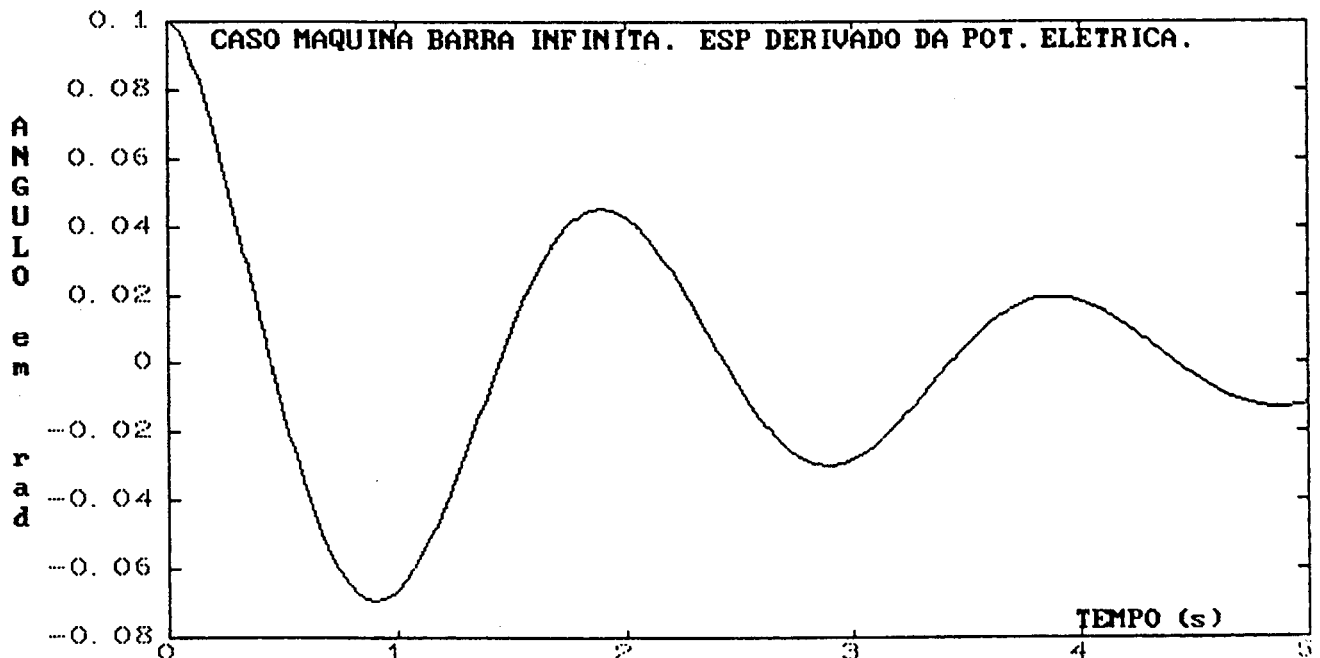


FIGURA 5.8 Caso Máquina Barra-Infinita
Perturbação $\delta(0) = 0.1$ rad.
Simulação Linear

A Figura 5.9 apresenta o resultado da simulação não-linear obtida para um curto-circuito trifásico.

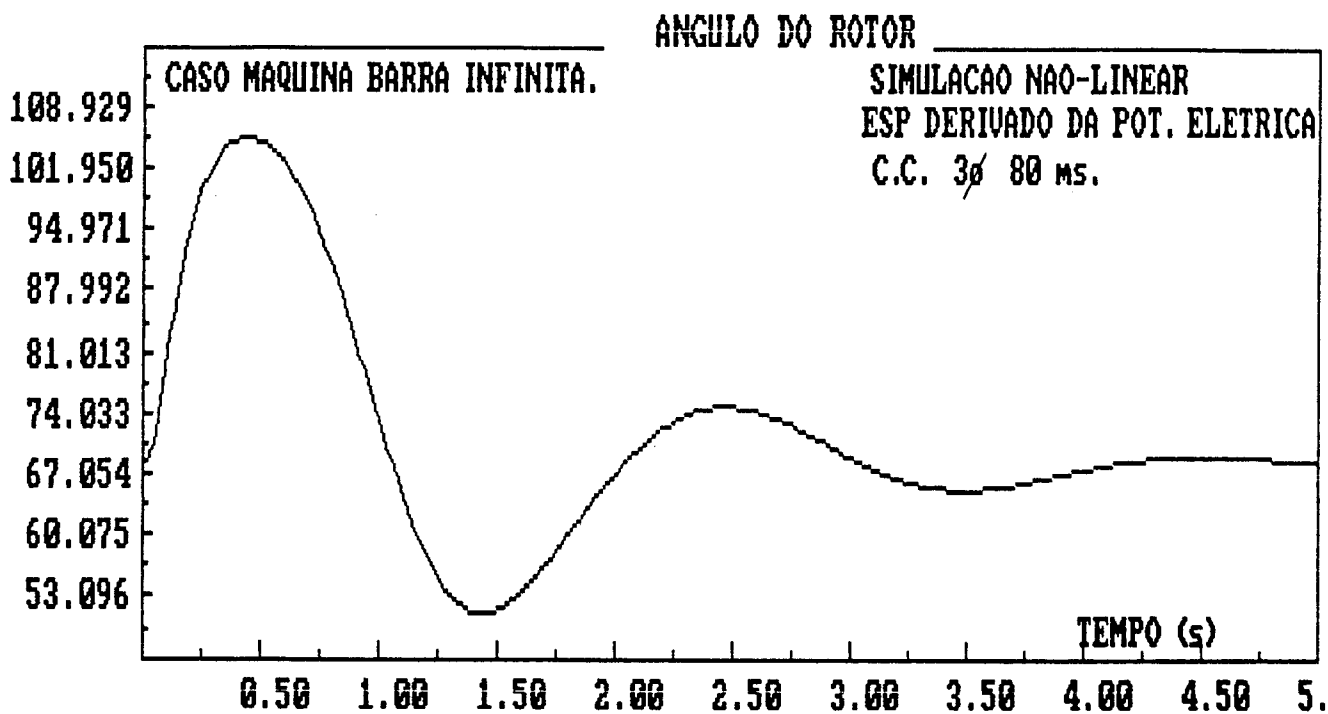


FIGURA 5.9 Caso Máquina Barra-Infinita
 Perturbação C.C. 3Ø 80 ms
 Simulação Não-Linear

Na Figura 5.10 é apresentado o resultado da simulação não-linear para o sistema com estabilizador derivado da potência elétrica e para uma perturbação de 0.1 rad no ângulo de torque da máquina.

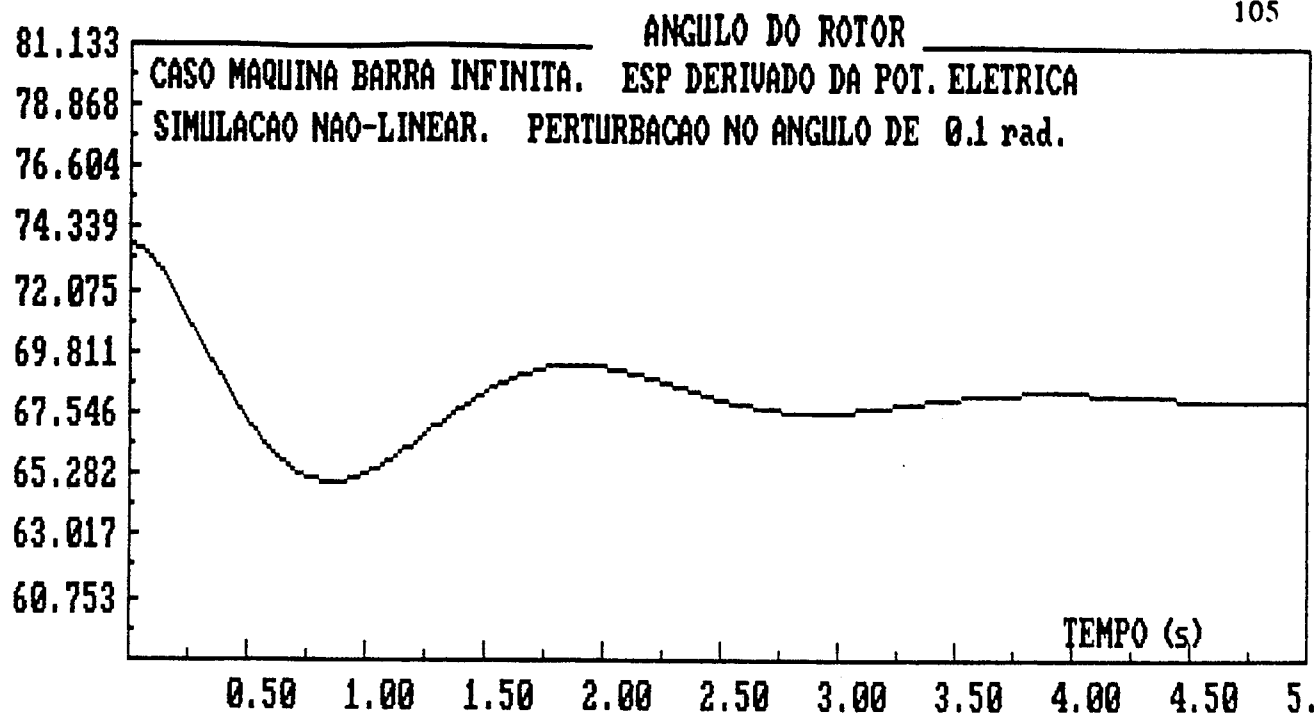


FIGURA 5.10 Caso Máquina Barra Infinita
 ESP derivado da Pot. Elétrica
 Simulação Não-Linear
 Perturbação 0.1 rad.

5.2.1 Discussão dos resultados obtidos do caso Máquina Barra-Infinita.

Como já foi dito no início do capítulo, o sistema-teste máquina barra-infinita foi escolhido por ser um sistema adequado para testar a abrangência do método utilizado e ilustrar a síntese de compensadores dinâmicos utilizando do controle ótimo com restrições tipo realimentação da saída. Os resultados obtidos da aplicação do método proposto para a síntese do estabilizador, fornecem informações que serão de utilidade nos resultados a serem apresentados mais adiante.

Na Tabela 5.1, no caso do estabilizador derivado da velocidade

uma das constantes de tempo obtidas é pequena. Isto traz como consequência o fato que o compensador apresente características de avanço de fase na faixa de frequências de interesse e de atraso de fase em altas frequências. Este comportamento da fase do estabilizador não é preocupante, dada a alta frequência onde o atraso acontece o que foi de fato corroborado mediante a simulação não-linear. Observa-se que o compensador sintetizado apresenta uma frequência natural compensada algo menor que a original refletindo uma pequena diminuição no coeficiente de sincronização da máquina. Como a diminuição da frequência é pequena pode ser concluído que o avanço de fase introduzido foi o adequado. Entretanto o fator de amortecimento de 36.6 % é considerado aceitável, sendo maior que aquele obtido com controle ótimo sem restrições. Isto é atribuído à diminuição da frequência natural amortecida e ao aumento do valor da parte real do modo eletromecânico.

Verifica-se, da comparação das respostas obtidas das simulações lineares, que no caso do controle ótimo sem restrições (Figura 5.3), o sobressinal é menor que aquele apresentado pelo controle ótimo com restrições de realimentação da saída (Figura 5.4). Isto era de se esperar face ao fato que o controle ótimo sem restrições necessita a realimentação de todos os estados do sistema. Gera-se assim um sinal de controle mais rico em informações sobre o sistema que aquele que pode gerar uma estratégia com restrições do tipo realimentação da saída.

Em ambos os casos o amortecimento obtido é comparável ao amortecimento obtido da aplicação do controle ótimo sem restrições, como foi mostrado na Figura 5.3.

Na simulação não-linear e no caso da perturbação tipo

curto-circuito trifásico, fica evidente a diminuição na qualidade da resposta (Figura 5.5), face ao fato do aumento das oscilações. Este comportamento é entendido como uma diminuição do fator de amortecimento, já que a frequência natural amortecida (0.77 Hz), é comparável à obtida com simulação linear e uma estratégia de controle ótimo com restrições.

Já no caso da simulação não-linear é para uma perturbação no ângulo de torque da máquina de 0.1 rad, os resultados obtidos (Figura 5.6), mostram um resposta qualitativa e quantitativamente comparável à obtida com o modelo linear.

Para o estabilizador derivado da potência elétrica o compensador sintetizado apresenta zeros complexos, situação já publicada em Fleming (1981), e mais recentemente em Ghizoni (1991).

A simulação linear para uma perturbação de 0.1 rad. no ângulo de torque da máquina apresenta uma frequência natural amortecida com um valor em torno aos 0.5 Hz. (Figura 5.8), valor menor à do controle ótimo sem restrições (0.91 Hz). Esta diminuição no valor sugere que a contribuição em atraso de fase do compensador na frequência de interesse, não foi a adequada, aproximadamente 13° a uma frequência de 0.48 Hz (Figura 5.7)

A simulação não-linear (Figura 5.9), para uma falta tipo curto-circuito 3ϕ , apresenta um amortecimento adequado com uma frequência natural amortecida de 0.5 Hz, comparável à da simulação não-linear com perturbação no ângulo de torque da máquina (Figura 5.10).

Finalmente deve ser destacado o fato que neste sistema-teste, as respostas obtidas tanto da simulação linear como da não linear mostram serem coerentes, tanto qualitativa quanto quantitativamente.

5.3 Sistema-Teste Quatro Máquinas-Barra Infinita.

Para o sistema-teste de quatro máquinas -barra infinita, cujos dados podem ser encontrados no Apêndice IV, a Figura 5.11 mostra os resultados da simulação linear face a uma perturbação de 0.1 rad. no ângulo de torque da máquina 1. Pode ser observado que o sistema apresenta um baixo amortecimento equivalente correspondente a três dos quatro modos eletromecânicos, segundo o apresentado na Tabela 5.6 a seguir.

TABELA 5.6 Caso Quatro Máquinas B.Infinita
Sistema em Malha Aberta

	ζ_{em}
-18.9245	
-17.8720	
-16.3749	
-15.2232	
-0.7945 ±j 7.3630	0.1073
-0.1878 ±j 7.7509	0.0242
-0.1836 ±j 7.0631	0.0260
-0.0744 ±j 5.5757	0.0134
-1.0870	
-4.4240	
-2.3473	

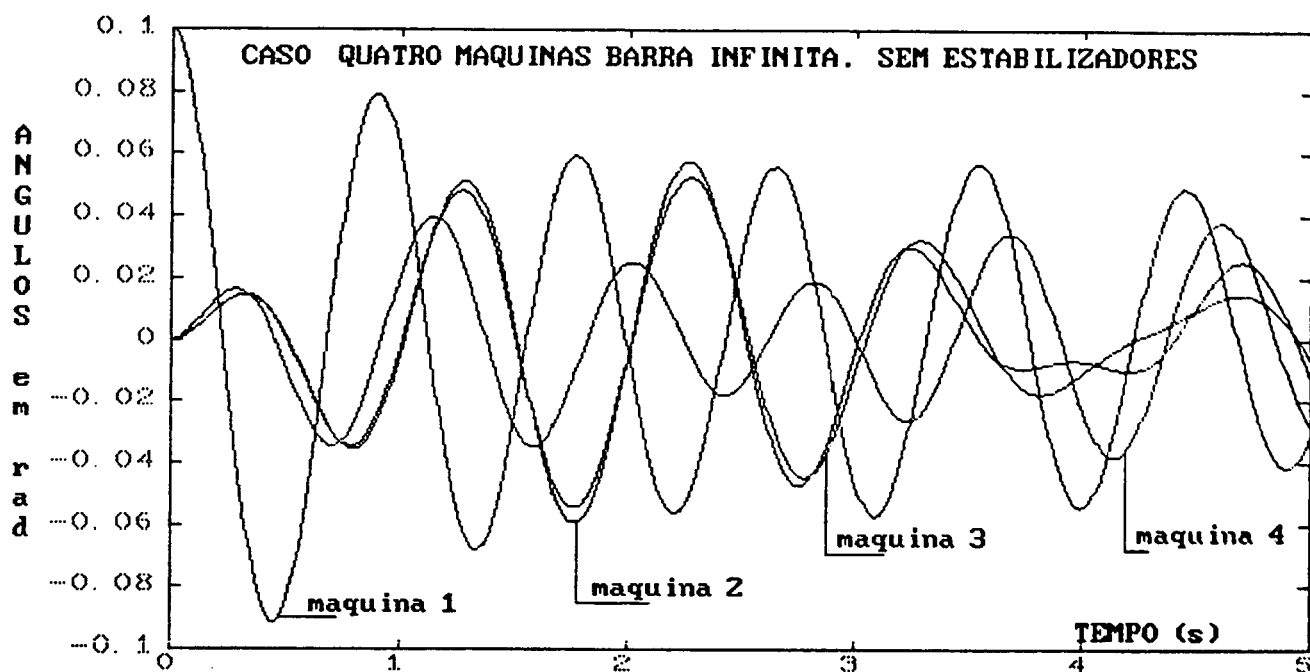


FIGURA 5.11 Caso Quatro Máqs. B.Infinita
 Simulação Linear. Malha Aberta
 Perturbação 0.1 rad na Máquina 1

A simulação linear com uma estratégia de controle ótimo centralizado e para uma perturbação de 0.1 rad na máquina 1 entrega os resultados apresentados na Figura 5.12. Os autovalores correspondentes a esta situação são mostrados na Tabela 5.7.

TABELA 5.7 Caso Quatro Máquinas B. Infinita
Autovalores Controle Ótimo sem Restrições

	ζ_{em}
-18.9311	
-17.8789	
-16.3818	
-15.2300	
-0.8130 $\pm j$ 7.7514	0.1043
-0.7985 $\pm j$ 7.3672	0.1078
-0.8275 $\pm j$ 7.0610	0.1164
-0.9334 $\pm j$ 5.5780	0.1650
-1.2922	
-2.3437	
-4.4551	
-3.0057	

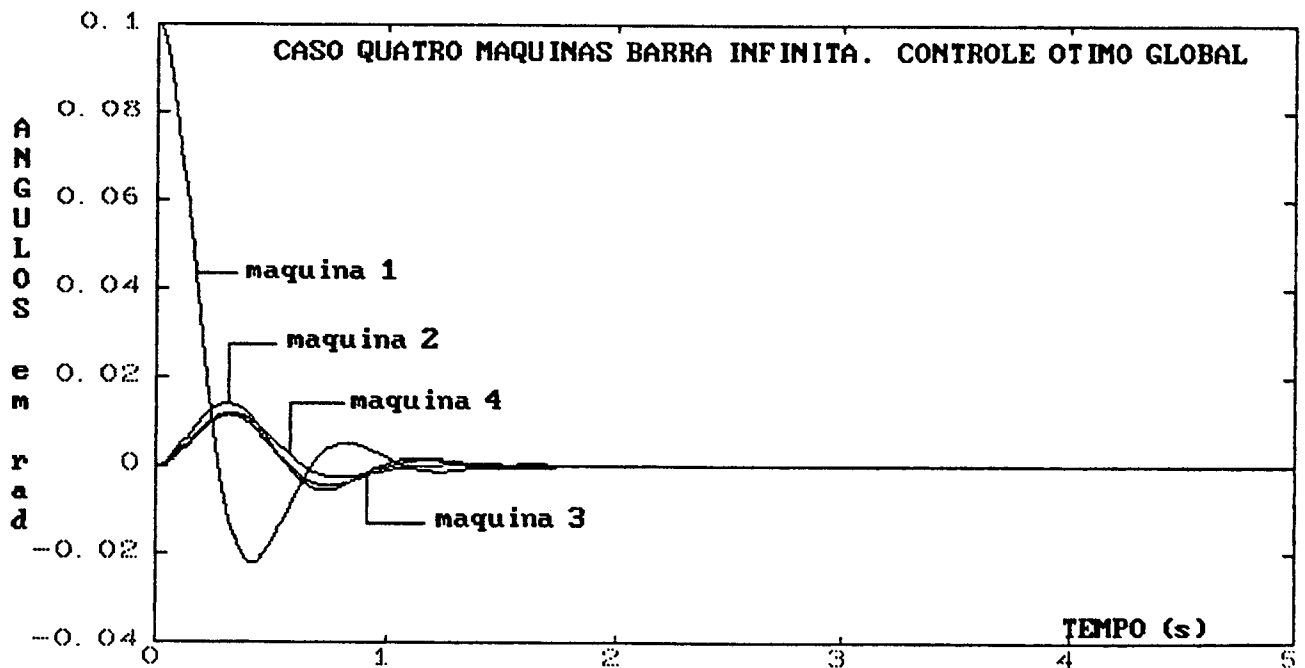


FIGURA 5.12 Caso Quatro Máqs. B. Infinita.
Controle ótimo sem Restrições.
Perturbação de 0.1 rad na Máquina 1

Os parâmetros dos estabilizadores derivados da velocidade segundo o método proposto neste trabalho são mostrados na Tabela 5.8.

TABELA 5.8 Caso Quatro Máquinas B. Infinita
Estabilizadores derivados da Velocidade
Parâmetros Sintetizados

MAQUINAS	K	T ₁	T ₂	T ₃	T ₄
1	1.463	0.01	-0.18	0.05	0.05
2	3.733	0.01	-0.10	0.05	0.05
3	1.435	0.01	-0.20	0.05	0.05
4	0.468	0.01	-0.53	0.05	0.05

Para os estabilizadores assim sintetizados, as características de fase em frequência são apresentadas nas Figuras (5.13), (5.14), (5.15) e (5.16).

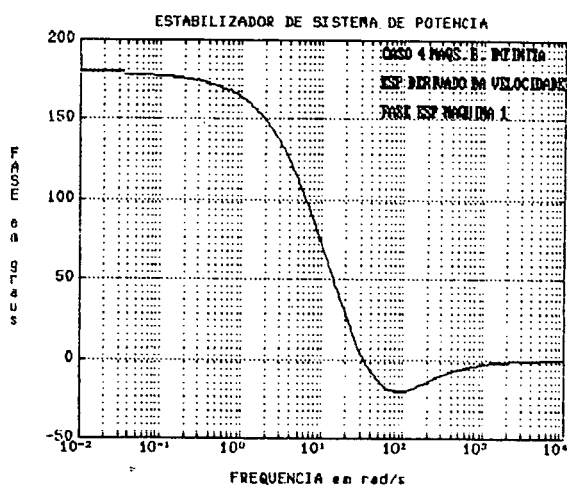


FIGURA 5.13 Caso 4 Máq's B. Inf.
ESP Derivado da Veloc.
Fase ESP máquina 1

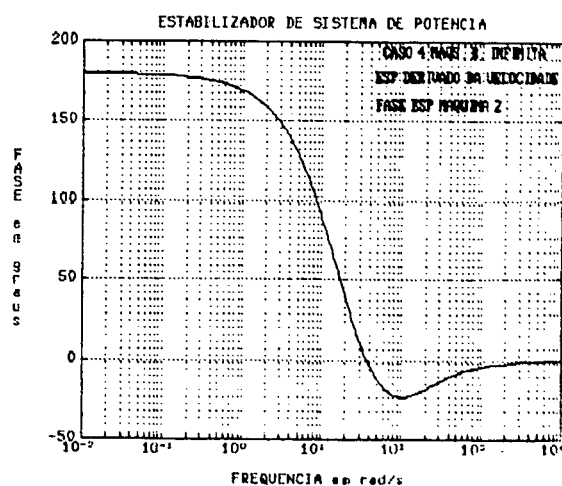


FIGURA 5.14 Caso 4 Máq's B. Inf.
ESP Derivado da Veloc.
Fase ESP máquina 2

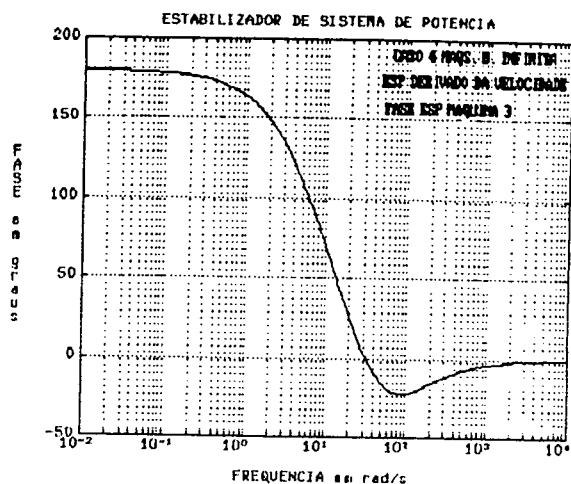


FIGURA 5.15 Caso 4 Máq's B. Inf.
ESP Derivado da Veloc.
Fase ESP Máq. 3

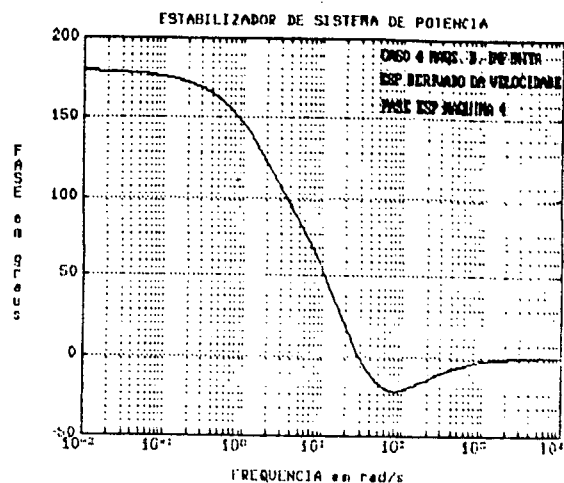


FIGURA 5.16 Caso 4 Máq's B. Inf.
ESP Derivado da Veloc.
Fase ESP Máq. 4

A simulação linear para uma perturbação de 0.1 rad no ângulo de torque da máquina 1, com as máquinas com estabilizadores derivados da velocidade e com os valores dos seus parâmetros segundo a Tabela 5.8 é apresentada na Figura 5.17, e os seus correspondentes autovalores na Tabela 5.9.

TABELA 5.9 Caso Quatro Máquinas B. Infinita
Autovalores em Malha Fechada
ESP derivado da Velocidade
Controle Descentralizado das Saídas

	ζ_{em}
-24.8710 ± j 6.8564	0.9640
-24.2517 ± j 6.5756	0.9652
-23.4148 ± j 5.7285	0.9714
-21.9827 ± j 4.2515	0.9818
-11.0634	
-1.0752 ± j 7.7838	0.1368
-1.2279 ± j 7.5158	0.1612
-1.7508 ± j 7.6092	0.2242
-5.5802 ± j 6.0241	0.6796
-0.7914 ± j 4.3901	0.1774
-1.9733	
-5.2881 ± j 0.5053	0.9955
-4.1398 ± j 0.2781	0.9978

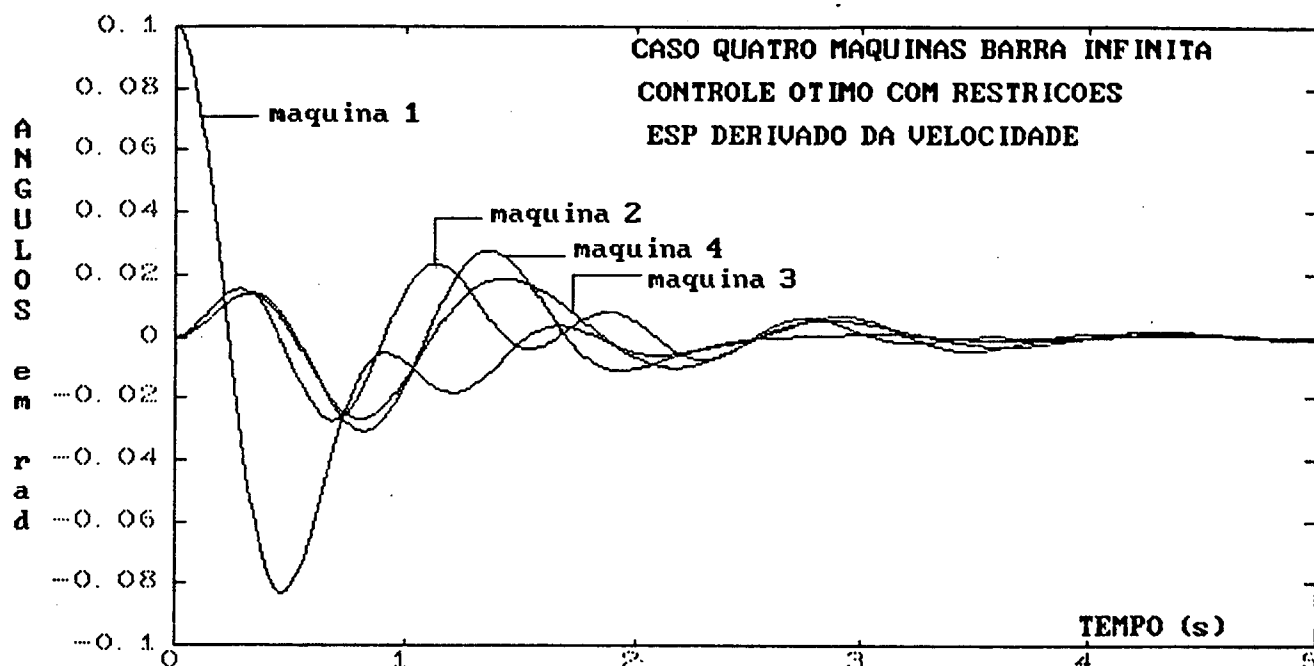


FIGURA 5.17 Caso Quatro Máqs. B. Infinita
ESP derivados da Velocidade
Simulação Linear
Perturbação de 0.1 rad na Máq. 1

Pode ser observado que a frequência natural não amortecida, comparada com a obtida pelo controle ótimo sem restrições é menor, com valores em torno aos 0.77 Hz para as máquinas 3 e 4, e 0.6 Hz para as máquinas 1 e 2. No entanto o amortecimento equivalente mínimo obtido segundo a Tabela 5.9, é de 13.7 % um valor considerado aceitável.

A simulação não-linear para uma falta tipo curto-circuito trifásico na linha 15, perto da barra 13 e com retirada da linha em falta é mostrada na Figura 5.18. Na mesma Figura 5.18 tanto as máquinas 1 e 4 mostram-se menos amortecidas do que as máquinas 2 e 3.

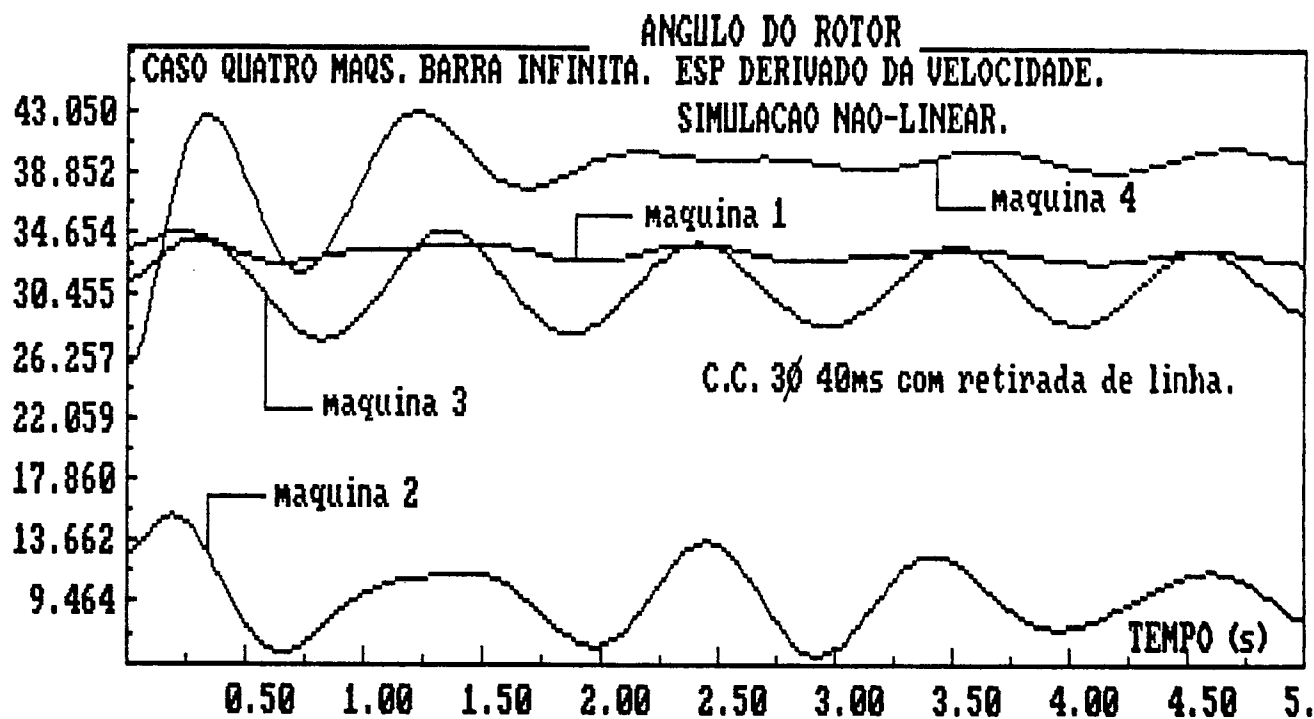


FIGURA 5.18 Caso Quatro Máquinas B. Infinita
 Simulação Não-Linear.
 Perturbação C.C. 30 linha 15
 Estabilizadores Derivados da Velocidade

Para uma perturbação de 0.1 rad no ângulo de torque da máquina 1, a simulação não-linear apresenta os resultados mostrados na Figura 5.19. Pode ser observado que as oscilações menos amortecidas correspondem as mesmas máquinas e as frequências de oscilação são comparáveis as apresentadas na Figura 5.17.

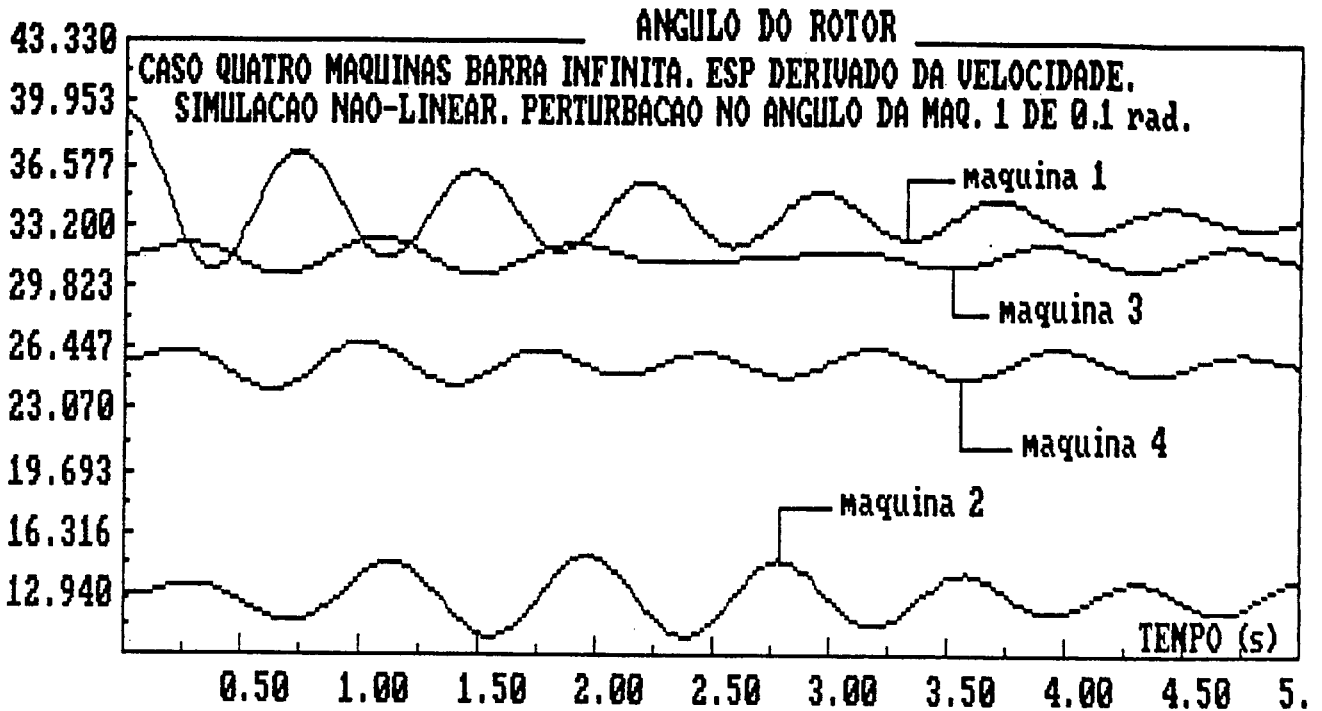


FIGURA 5.19 Caso Quatro Máquinas B. Infinita
Simulação Não-Linear
Perturbação de 0.1 rad.
Estabilizadores Derivados da Velocidade

Para os estabilizadores derivados da potência elétrica, o método proposto fornece os valores mostrados na Tabela 5.10. Os autovalores correspondentes são mostrados na Tabela 5.11.

TABELA 5.10 Caso Quatro Máqs. B. Infinita
ESP Derivado da Potência Elétrica
Parâmetros dos Estabilizadores

MAQUINA	K	T ₁	T ₃	T ₂	T ₄
1	1.980	0.090	0.443	0.28	0.28
2	2.007	0.094	0.416	0.28	0.28
3	2.070	0.076	0.502	0.28	0.28
4	2.060	0.065	0.588	0.28	0.28

TABELA 5.11 Caso Quatro Máqs. B. Infinita
 Autovalores em Malha Fechada
 Controle Descentralizado da Saída
 ESP derivados da Pot. Elétrica

	ζ_{em}
-18.5211	
-17.6041	
-16.2412	
-15.1202	
-0.8336 ±j 8.0042	0.1036
-0.9360 ±j 7.5902	0.1224
-1.0745 ±j 7.2737	0.1461
-1.3006 ±j 4.9313	0.2550
-3.4448 ±j 4.1291	0.6406
-3.3618 ±j 2.2255	0.8338
-2.9547 ±j 1.8828	0.8433
-3.7125 ±j 1.0828	0.9600
-1.0431	
-1.7899	
-2.5851	
-2.2141	

Da Tabela 5.11 pode ser observado que o menor amortecimento obtido é de 10.4 % .Para os parâmetros apresentados na Tabela 5.10 as características de fase em frequência são mostradas nas Figuras 5.20, 5.21, 5.22 e 5.23. Observa-se que as fases correspondem com aquelas comumente obtidas utilizando do método clássico, com os atrasos de fase em torno dos 23°.

A simulação linear para uma perturbação de 0.1 rad no ângulo de torque da máquina 1 é mostrada na Figura 5.24.

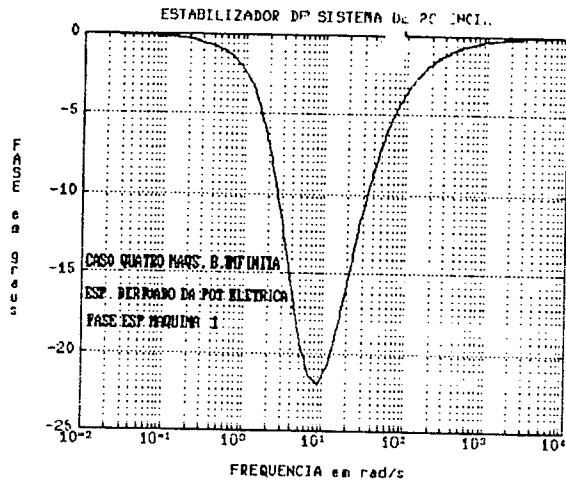


FIGURA 5.20 Caso 4 Máq's B.Inf.
ESP derivado da P.El.
Fase ESP máquina 1

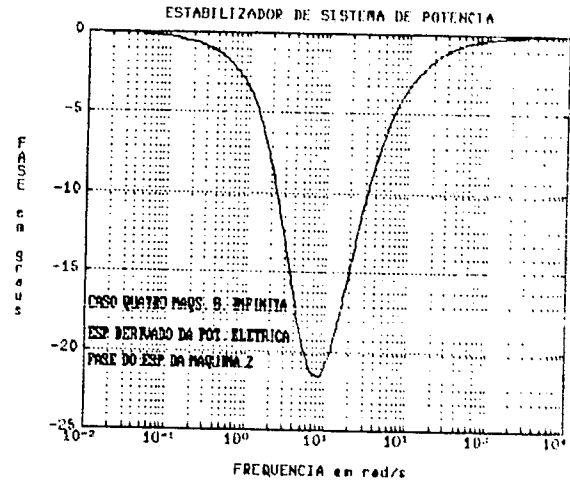


FIGURA 5.21 Caso 4 Máq's B.Inf.
ESP derivado da P.El.
Fase ESP máquina 2

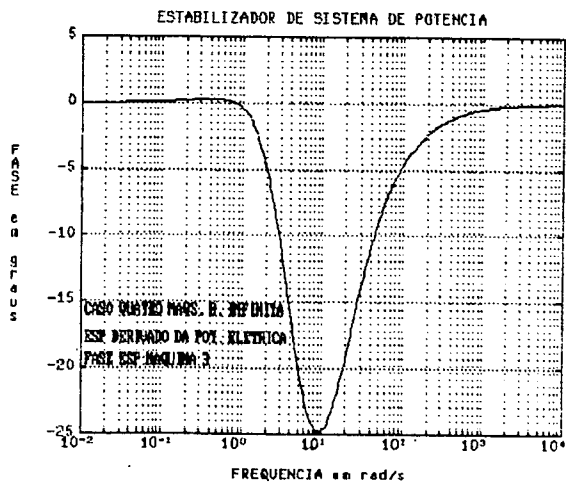


FIGURA 5.22 Caso 4 Máq's B.Inf.
ESP Derivado da P.El.
Fase ESP Máq. 3

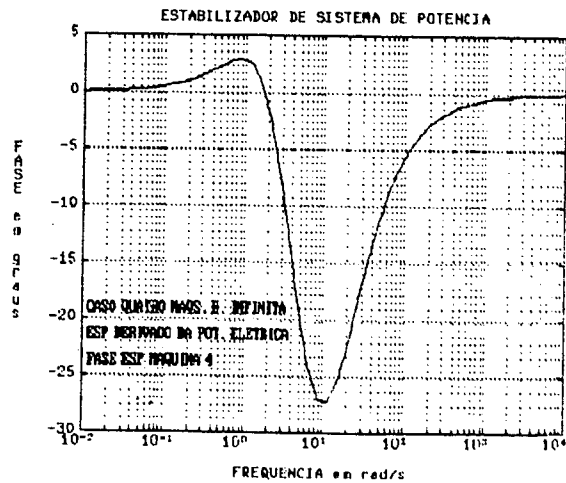


FIGURA 5.23 Caso 4 Máq's B.Inf.
ESP derivado da P.El.
Fase ESP Máq. 4

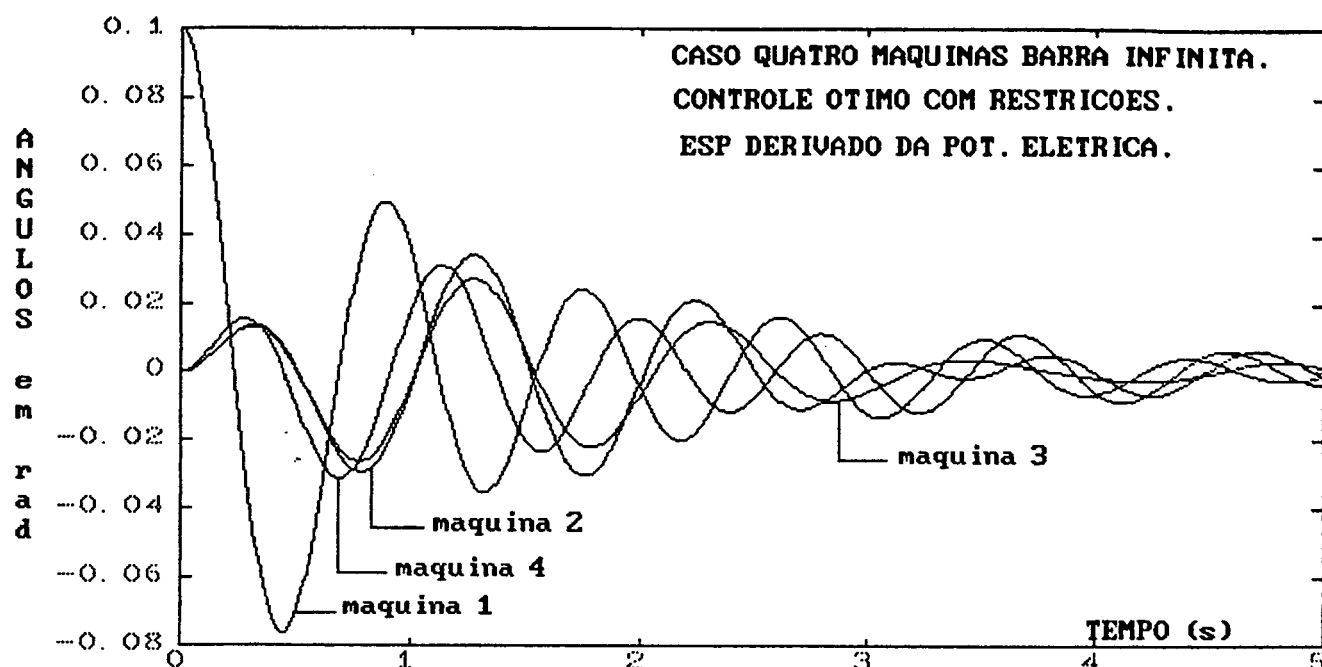


FIGURA 5.24 Caso Quatro Máquinas B. Infinita
Simulação Linear
ESP derivado da Pot. Elétrica
Perturbação de 0.1 rad.

Pode ser observado na Figura 5.24 que a frequência natural amortecida das máquinas é aproximadamente de 1.25 Hz, significando portanto um aumento do coeficiente de sincronização, se comparado ao resultado obtido com o estabilizador derivado da velocidade. Entretanto o amortecimento neste caso é menor. Deve ser observado também que as máquinas 2, 3 e 4 formam um conjunto coerente em contra-fase com a máquina 1, embora apresentando a mesma frequência de oscilação amortecida.

Os resultados obtidos da simulação não-linear para uma falta tipo curto-circuito trifásico sem perda da linha, são mostrados na Figura 5.25. Pode ser observado que as respostas obtidas apresentam um baixo amortecimento com uma frequência natural amortecida menor que 0.25 Hz.

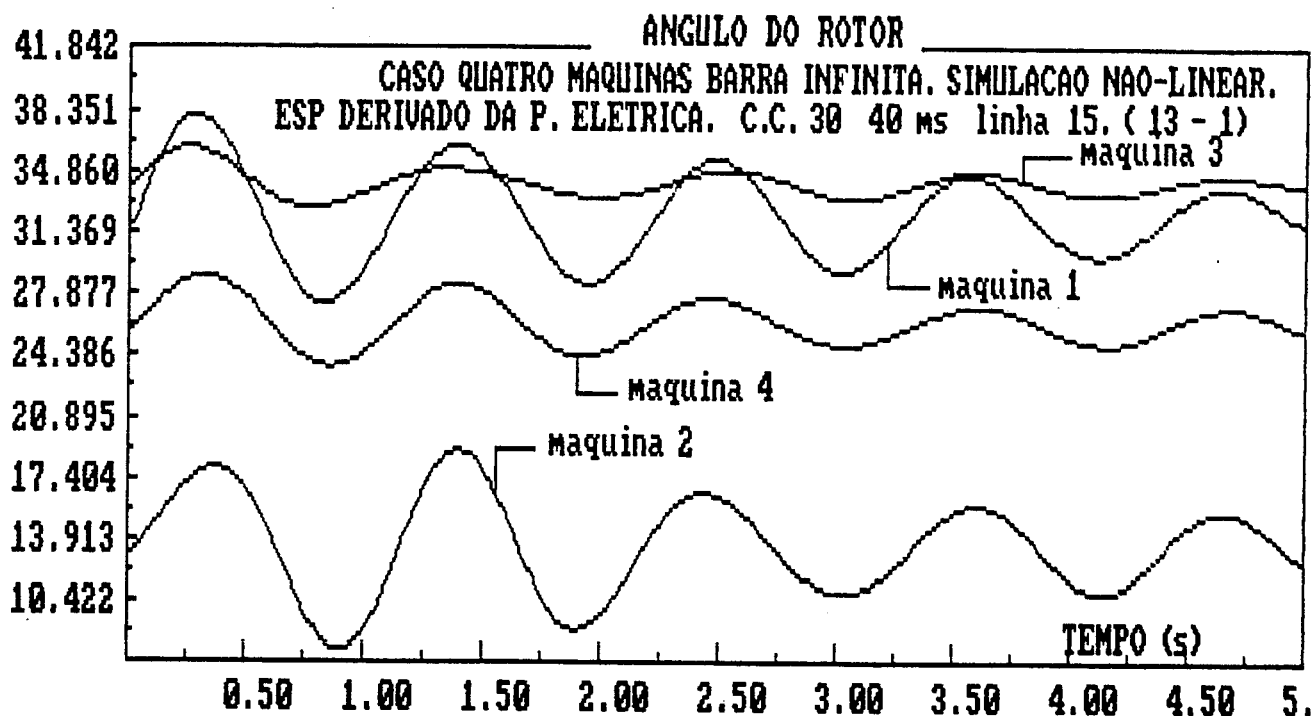


FIGURA 5.25 Caso Quatro Máqs. B. Infinita
 Simulação Não-Linear
 Falta C.C. 3 Ø linha 15.
 ESP derivados da Pot. Elétrica

Na Figura 5.26 apresentam-se os resultados obtidos da simulação não-linear para uma perturbação de 0.1 rad no ângulo de torque da máquina 1. Pode ser observado que o resultado obtido apresenta um comportamento comparável com a simulação linear para a mesma perturbação.

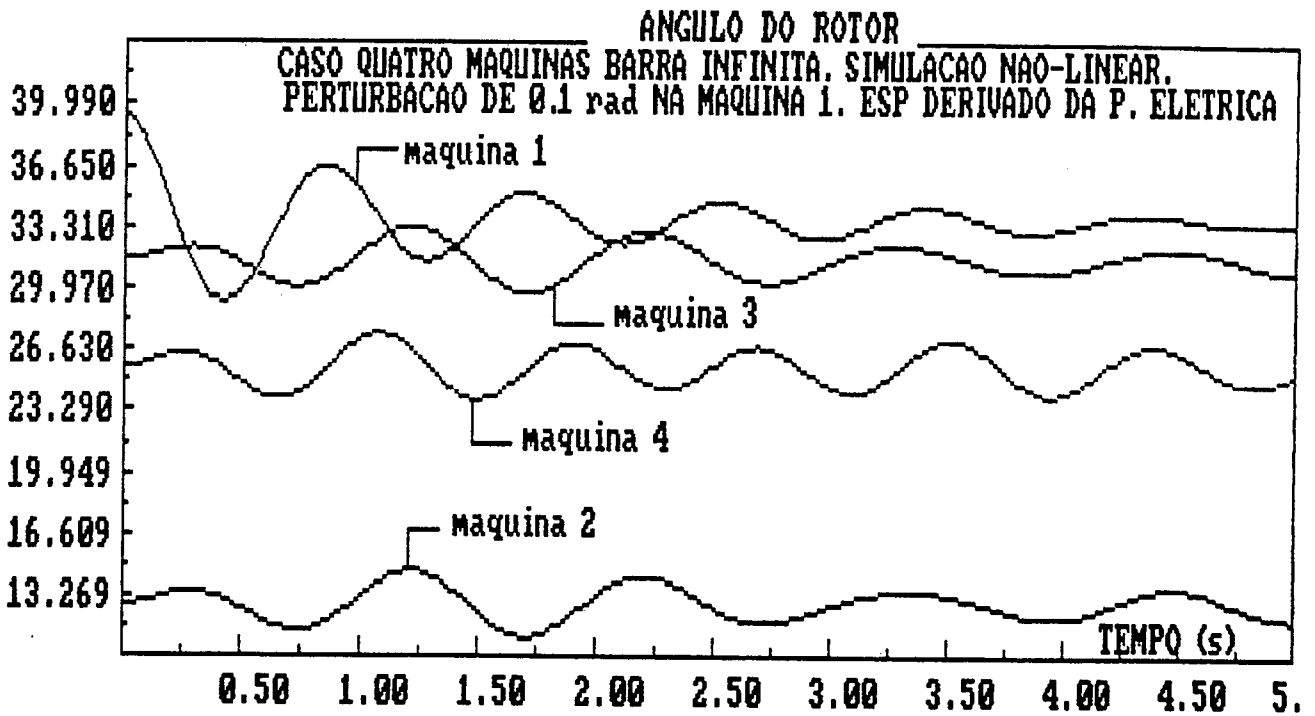


FIGURA 5.26 Caso Quatro Máquinas B.Infinita
Simulação Não-Linear
ESP Derivado da Pot. Elétrica
Perturbação 0.1 rad. Máquina 1

5.3.1 Discussão dos Resultados do Caso Quatro Máquinas Barra Infinita

Nesta seção foram apresentados os resultados obtidos da aplicação de uma estratégia de controle ótimo com restrições de descentralização da saída sobre um sistema-teste de quatro máquinas- barra

infinita. Foram sintetizados estabilizadores derivados tanto da velocidade como da potência elétrica da máquina.

Os resultados obtidos das simulações lineares comparadas com os resultados obtidos das simulações não-lineares, apresentam para o mesmo tipo de perturbação, tanto uma frequência natural amortecida como um fator de amortecimento comparáveis. Para os estabilizadores derivados da potência elétrica, as características de fase em frequência dos compensadores sintetizados são plenamente comparáveis com os obtidos utilizando da metodologia do projeto clássico.

Em geral, os estabilizadores sintetizados apresentam uma característica correta de avanço de fase para a velocidade e de atraso de fase para a potência elétrica. A simulação não-linear para uma perturbação tipo curto-circuito e com estabilizadores derivados da potência elétrica, mostra um comportamento estável embora apresenta um amortecimento baixo com uma frequência de oscilação em torno aos 0.2 Hz.

Nas simulações não-lineares do sistema e para perturbações de 0.1 rad no ângulo de torque da máquina 1, pode ser observado que o comportamento do sistema com estabilizadores derivados da potência elétrica é algo superior a aquele com estabilizadores derivados da velocidade.

5.4 Sistema-Teste de Nove Máquinas-Barra Infinita. (Epri 1978)

Este sistema-teste cujos dados são apresentados no Apêndice IV, apresenta em malha aberta os autovalores mostrados na Tabela 5.12. Observa-se que o sistema é instável, com quatro modos eletromecânicos

instáveis e cinco modos eletromecânicos muito pouco amortecidos. As Figuras 5.23, 5.24 e 5.25 mostram o comportamento do sistema a uma perturbação de 0.1 rad no ângulo de torque da máquina 1.

TABELA 5.12 Caso Nove Máquinas-Barra Infinita.
Autovalores Malha Aberta.

	ζ_{em}
-45.9233	
-48.5389	
-49.8042	
-47.0936	
-49.7764	
-19.7153	
-16.2285	
-16.3890	
-16.4122	
-5.5352	
-0.2648 ±j 8.5088	0.0311
-0.3218 ±j 8.5260	0.0377
-0.2959 ±j 8.3740	0.0353
0.0115 ±j 7.0447	-0.0016
-0.2206 ±j 7.1357	0.0309
-0.1120 ±j 6.7028	0.0167
0.1117 ±j 6.0472	-0.0185
0.0458 ±j 6.2640	-0.0073
0.0375 ±j 3.3261	-0.0113
-3.4288	
-2.3389	
-0.6119	
-0.3181	
-0.4341	
-0.4676	
-0.3969	
-0.4752	

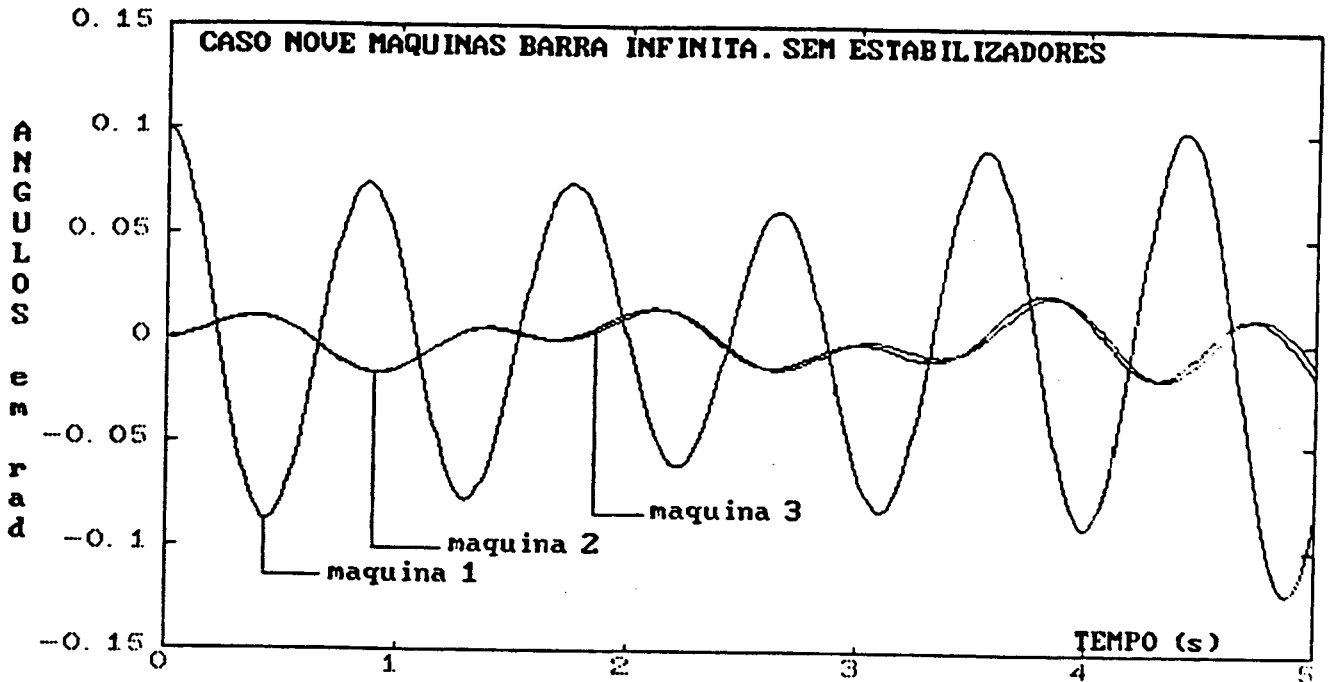


FIGURA 5.27 Caso Nove Máquinas B. Infinita
Simulação Linear. Maq's 1,2 e 3
Sistema em Malha Aberta

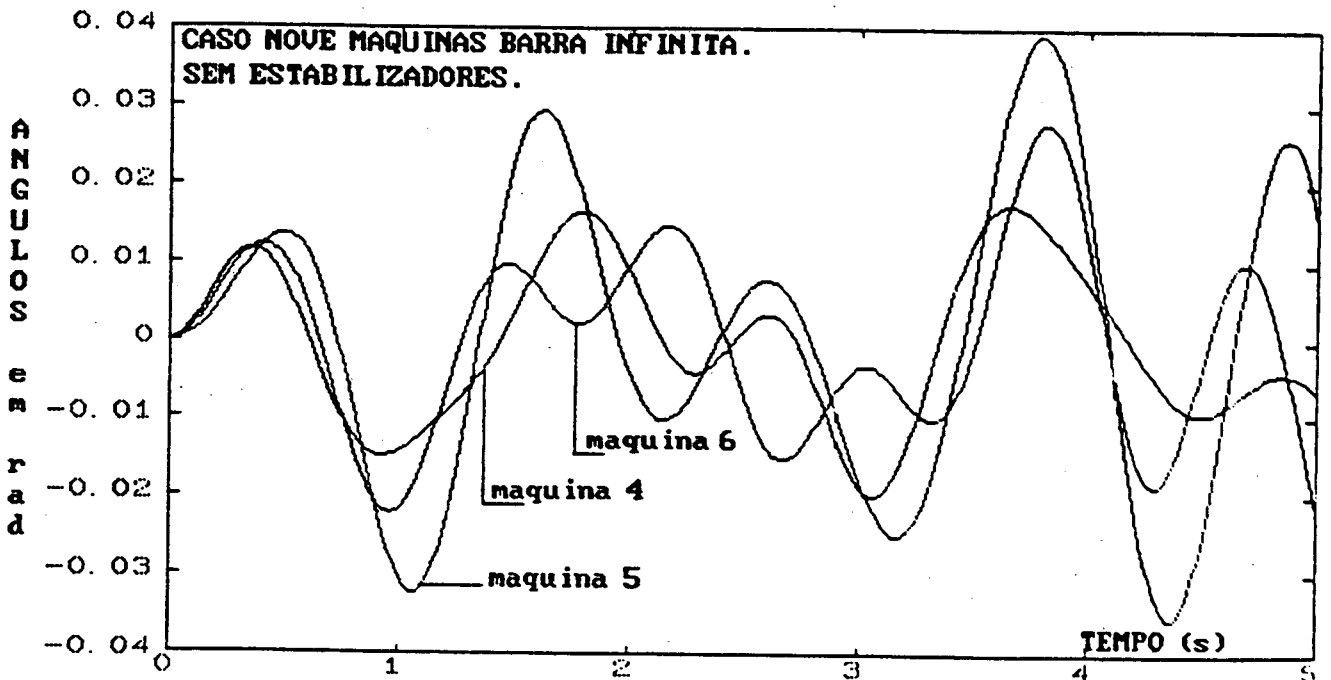


FIGURA 5.28 Caso Nove Máquinas B. Infinita
Simulação Linear. Maq's 4,5 e 6
Sistema em Malha Aberta

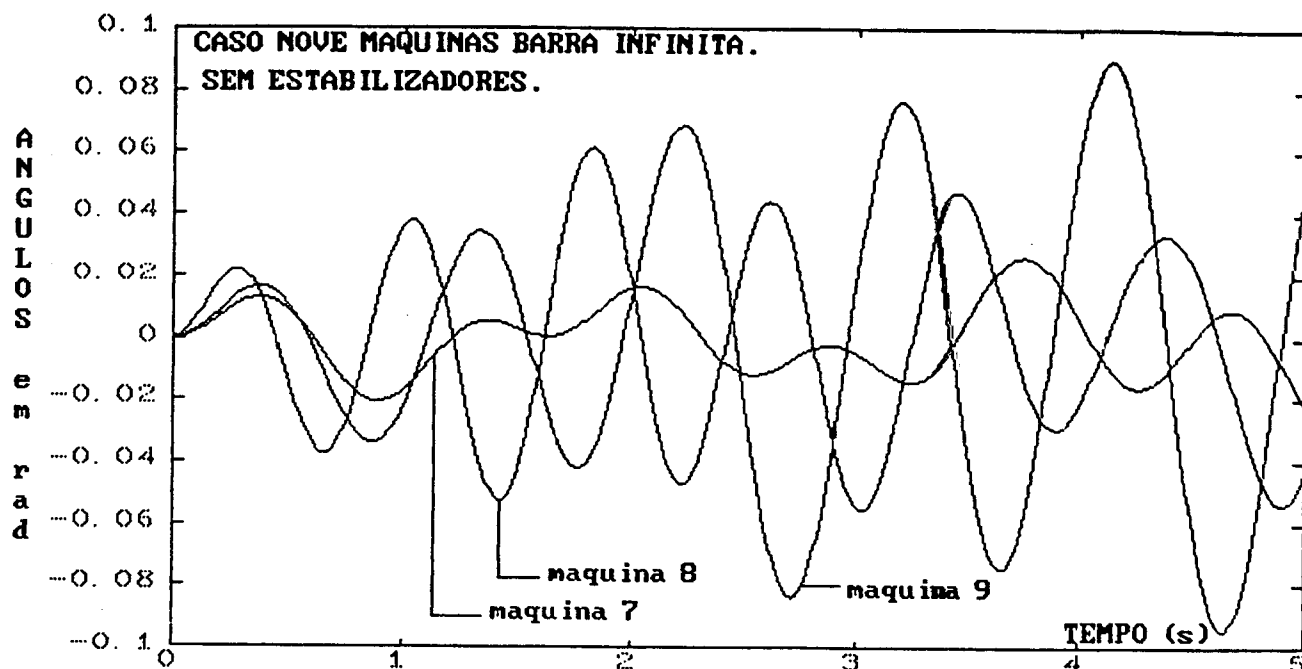


FIGURA 5.29 Caso Nove Máquinas B. Infinita
Simulação Linear. Máq's 7,8,e 9
Sistema em Malha Aberta

Na Tabela 5.13 são apresentados os autovalores do sistema-teste para uma estratégia de controle ótimo sem restrições. Com esta estratégia o amortecimento mínimo obtido foi de 10.1 % com uma frequência natural amortecida em torno a 1.25 Hz para todas as máquinas.

Nas Figuras 5.30, 5.31 e 5.32 são apresentados os resultados da simulação linear para uma perturbação de 0.1 rad no ângulo de torque da máquina 1.

TABELA 5.13 Caso Nove Máquinas-Barra Infinita.
Autovalores Controle Ótimo sem Restrições.

	ζ_{em}
-53.8805 ±j 40.000	0.8029
-49.5466 ±j 33.4577	0.8287
-41.8110 ±j 18.8599	0.9116
-49.1943	
-49.3136	
-17.8042	
-16.1611	
-13.1458 ±j 4.9935	0.9348
-2.9968 ±j 9.1935	0.3099
-2.8260 ±j 9.0144	0.2991
-1.7723 ±j 7.5137	0.2296
-3.1556 ±j 8.6564	0.3425
-2.3745 ±j 7.6415	0.2967
-3.2519 ±j 7.8048	0.3846
-3.0210 ±j 7.0992	0.3916
-3.3783 ±j 6.4764	0.4625
-4.6353 ±j 5.6683	0.6330
-12.4102 ±j 2.9240	0.9733
-4.0463	
-9.4836	
-9.2440	
-8.4053	

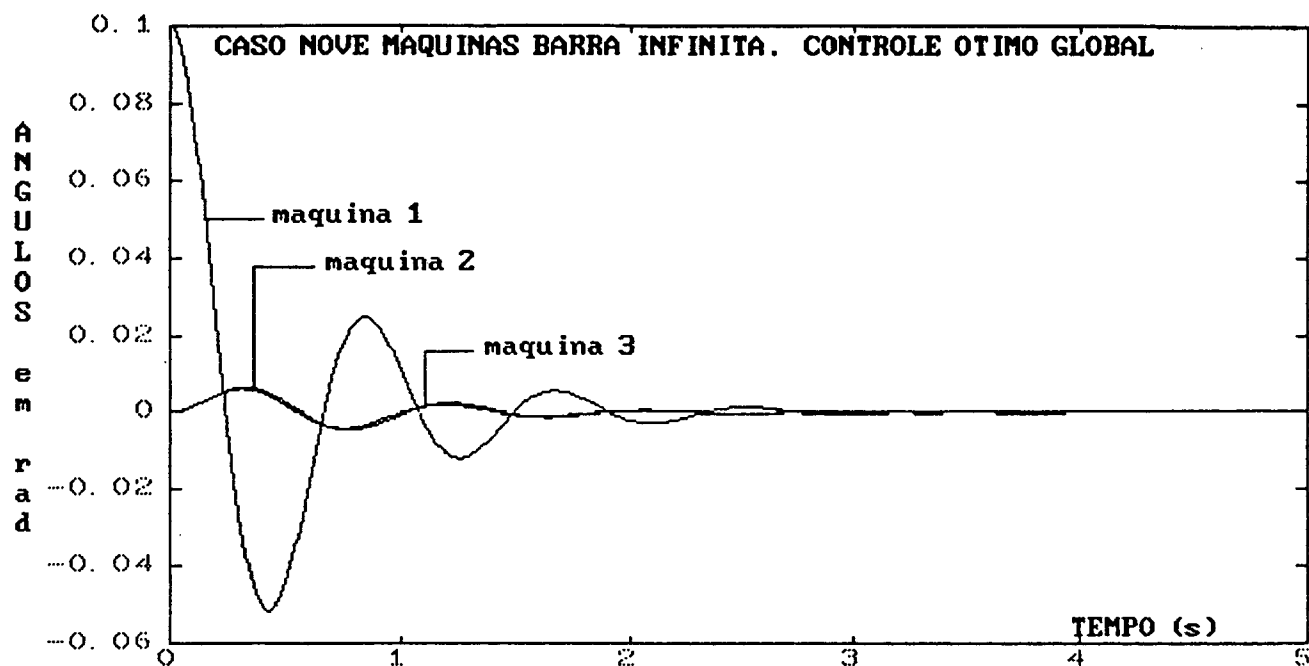


FIGURA 5.30 Caso Nove Máquinas-B. Infinita
Simulação Linear. Maq's 1,2 e 3
Controle Ótimo sem Restrições.

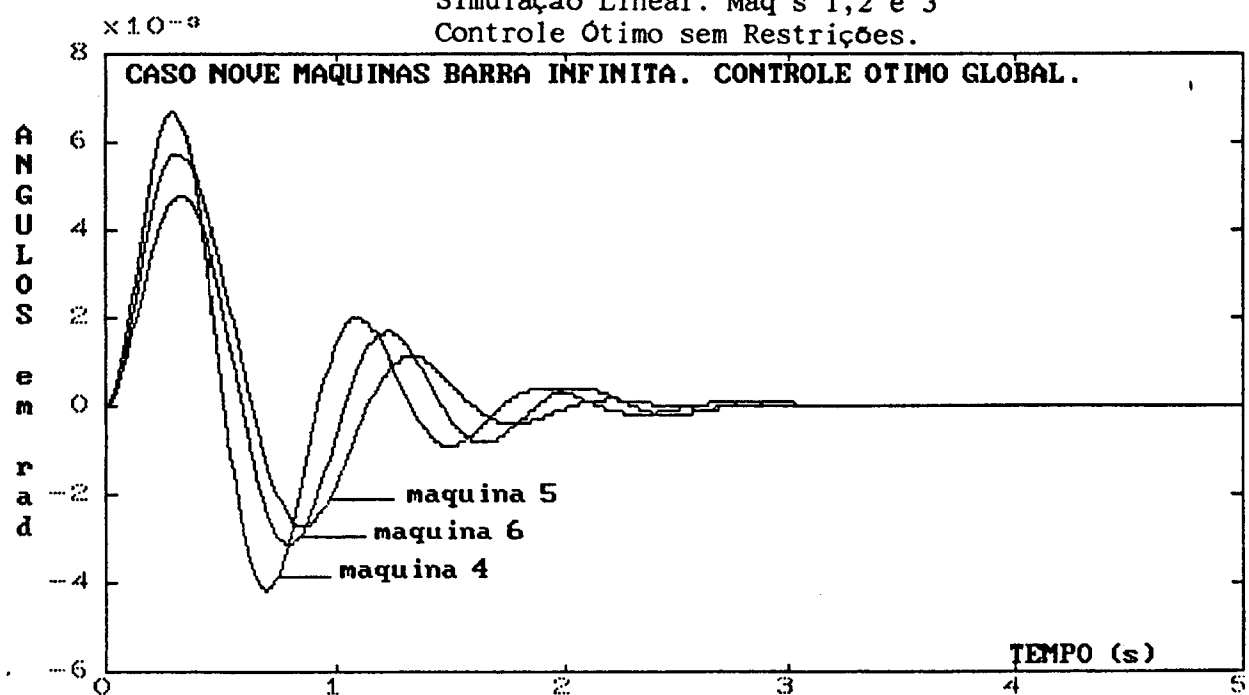


FIGURA 5.31 Caso Nove Máquinas-B. Infinita
Simulação Linear. Maq's 4,5 e 6
Controle Ótimo sem Restrições.

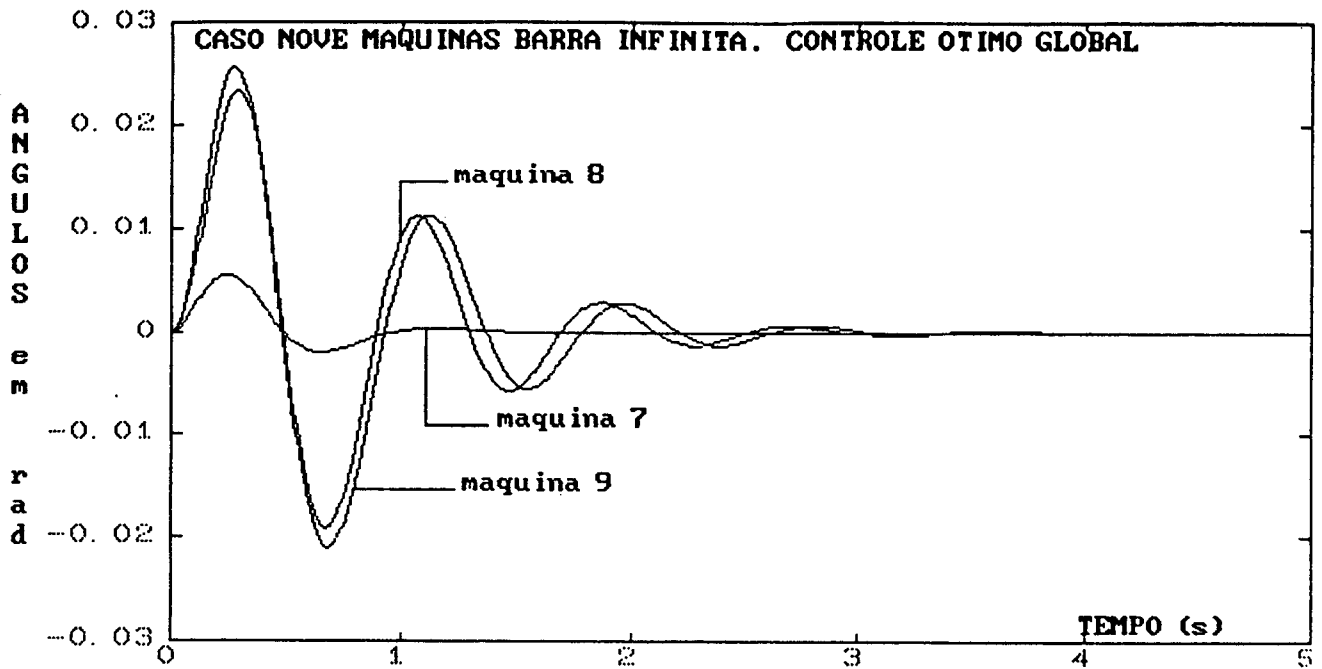


FIGURA 5.32 Caso Nove Máquinas B. Infinita
Simulação Linear. Maq's 7,8 e 9
Controle Ótimo sem Restrições

Para os estabilizadores derivados da potência elétrica os parâmetros sintetizados são apresentados na Tabela 5.14, e os autovalores correspondentes na Tabela 5.15. As Figuras 5.33, 5.34, 5.35, 5.36, 5.37, 5.38, 5.39, 5.40 e 5.41 apresentam as respostas em fase dos estabilizadores sintetizados. As Figuras 5.42, 5.43 e 5.44 apresentam os resultados da simulação linear com os estabilizadores assim sintetizados.

A Figura 5.45 apresenta o resultado da simulação não-linear para uma falta tipo curto circuito trifásico com retirada da linha em falta.

TABELA 5 14 Caso Nove Máquinas B. Infinita
ESP Derivado da Potência Elétrica
Parâmetros dos Estabilizadores

MAQUINA	K	T ₁	T ₃	T ₂	T ₄
1	1.043	0.097	0.773	0.28	0.28
2	1.350	0.111	0.525	0.28	0.28
3	1.370	0.110	0.525	0.28	0.28
4	1.480	0.130	0.422	0.28	0.28
5	1.190	0.101	0.652	0.28	0.28
6	1.700	0.104	0.452	0.28	0.28
7	1.220	0.106	0.604	0.28	0.28
8	1.570	0.109	0.460	0.28	0.28
9	1.200	0.113	0.583	0.28	0.28

TABELA 5.15 Caso Nove Máq's - B. Infinita.
 Autovalores em Malha Fechada
 Controle Descentralizado da Saída
 ESP derivado da Pot. Elétrica

	ζ_{em}
-26.6090 ±j 36.2417	0.5918
-46.2041	
-47.0887	
-26.3039 ±j 26.2491	0.7078
-26.9392 ±j 19.3618	0.8120
-17.3308	
-16.0930	
-14.3277	
-13.5788	
-2.4125 ±j 10.0709	0.2330
-2.5696 ±j 9.3278	0.2656
-2.2563 ±j 8.7921	0.2486
-0.5623 ±j 7.2559	0.0770
-2.2166 ±j 7.9987	0.2671
-2.5320 ±j 7.1537	0.3337
-1.2608 ±j 4.5865	0.2651
-1.1073 ±j 4.0719	0.2624
-1.6626 ±j 3.4645	0.4327
-3.4089 ±j 0.9388	0.9641
-2.9392 ±j 0.9609	0.9505
-2.9548 ±j 1.0344	0.9438
-2.6710 ±j 1.3012	0.8990
-2.7357 ±j 1.0780	0.9304
-2.2242 ±j 1.2916	0.8648
-0.6666 ±j 1.3533	0.4419
-1.2163 ±j 1.4187	0.6509
-1.1580 ±j 1.1805	0.7003
-0.3838 ±j 0.1292	0.9477
-0.6646	
-0.4064	
-0.4695	
-0.4475	

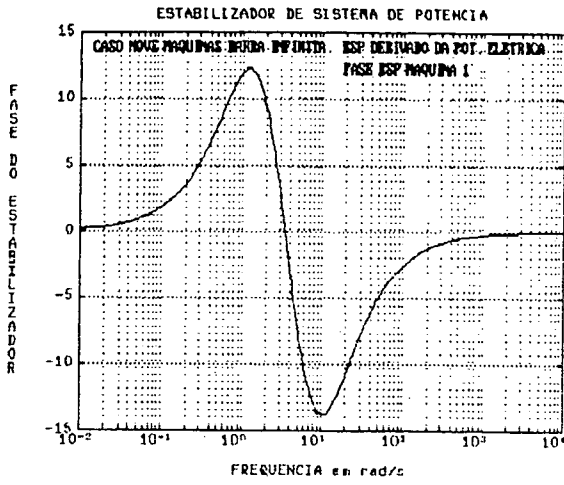


FIGURA 5.33 Caso 9 Máq's B.Inf.
ESP derivado da P.El.
Fase ESP máquina 1

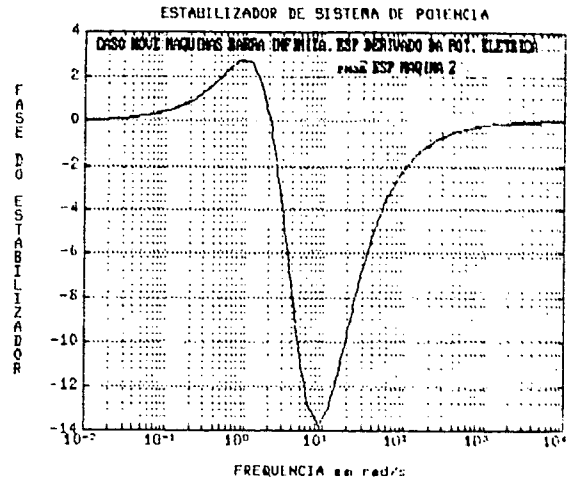


FIGURA 5.34 Caso 9 Máq's B.Inf.
ESP derivado da P.El.
Fase ESP máquina 2

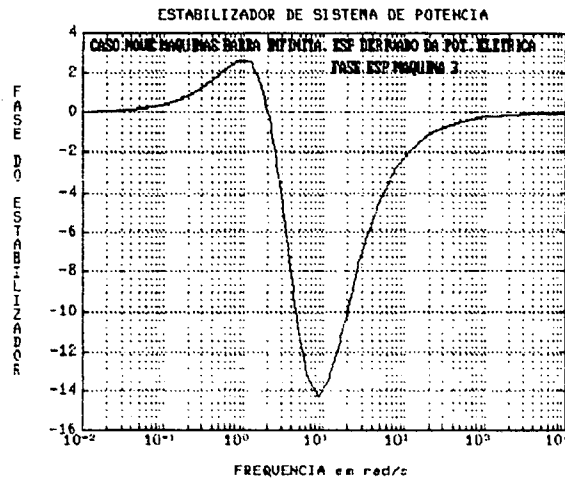


FIGURA 5.35 Caso 9 Máq's B.Inf.
ESP Derivado da P.El.
Fase ESP Máq. 3

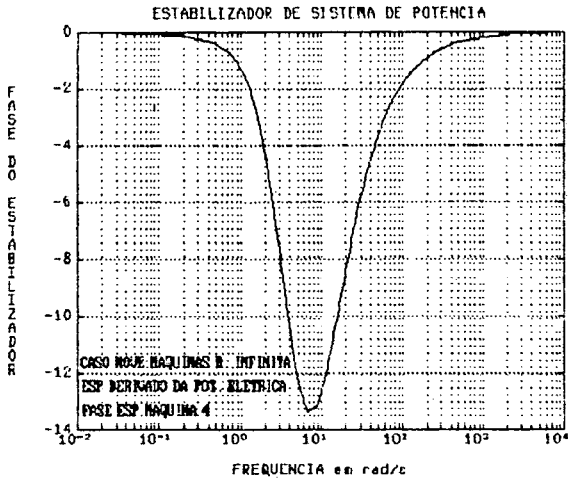


FIGURA 5.36 Caso 9 Máq's B.Inf.
ESP derivado da P.El.
Fase ESP máquina 4

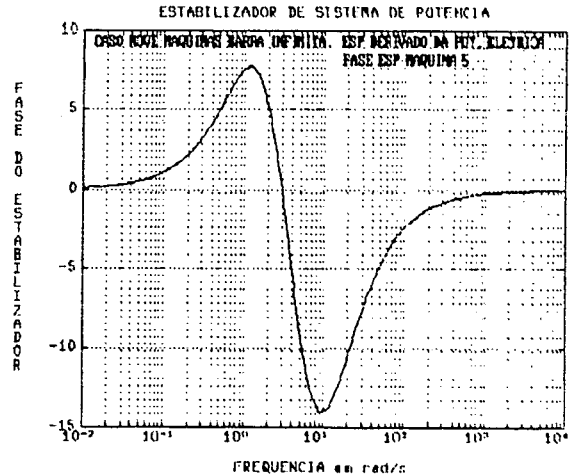


FIGURA 5.37 Caso 9 Máq's B.Inf.
ESP derivado da P.El.
Fase ESP máquina 5

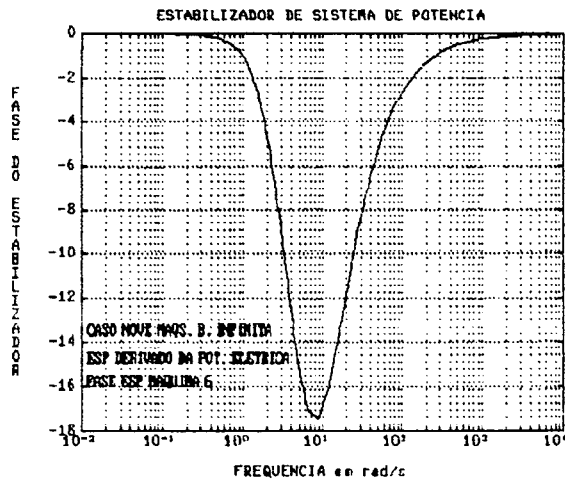


FIGURA 5.38 Caso 9 Máq's B.Inf.
ESP Derivado da P.El.
Fase ESP Máq. 6

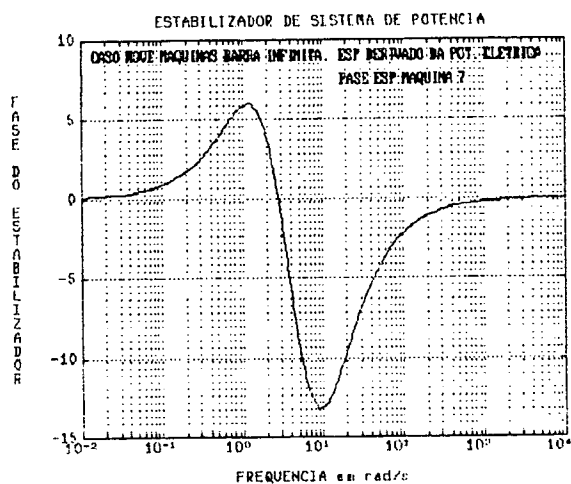


FIGURA 5.39 Caso 9 Máq's B.Inf.
ESP derivado da P.El.
Fase ESP máquina 7

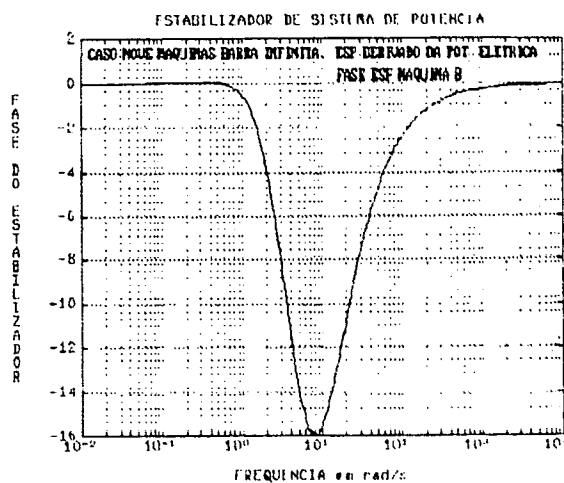


FIGURA 5.40 Caso 9 Máq's B.Inf.
ESP derivado da P.El.
Fase ESP máquina 8

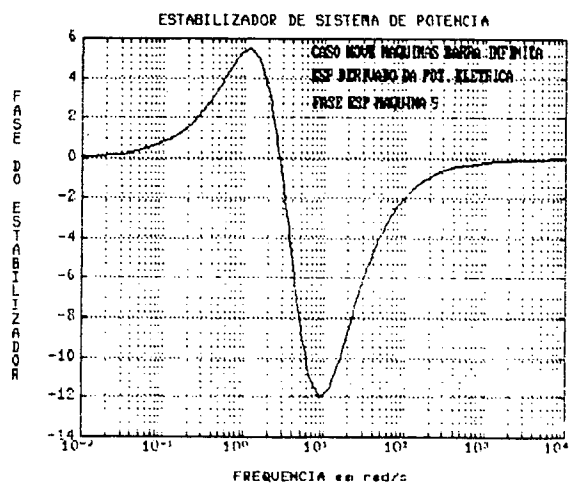


FIGURA 5.41 Caso 9 Máq's B.Inf.
ESP Derivado da P.El.
Fase ESP Máq. 9

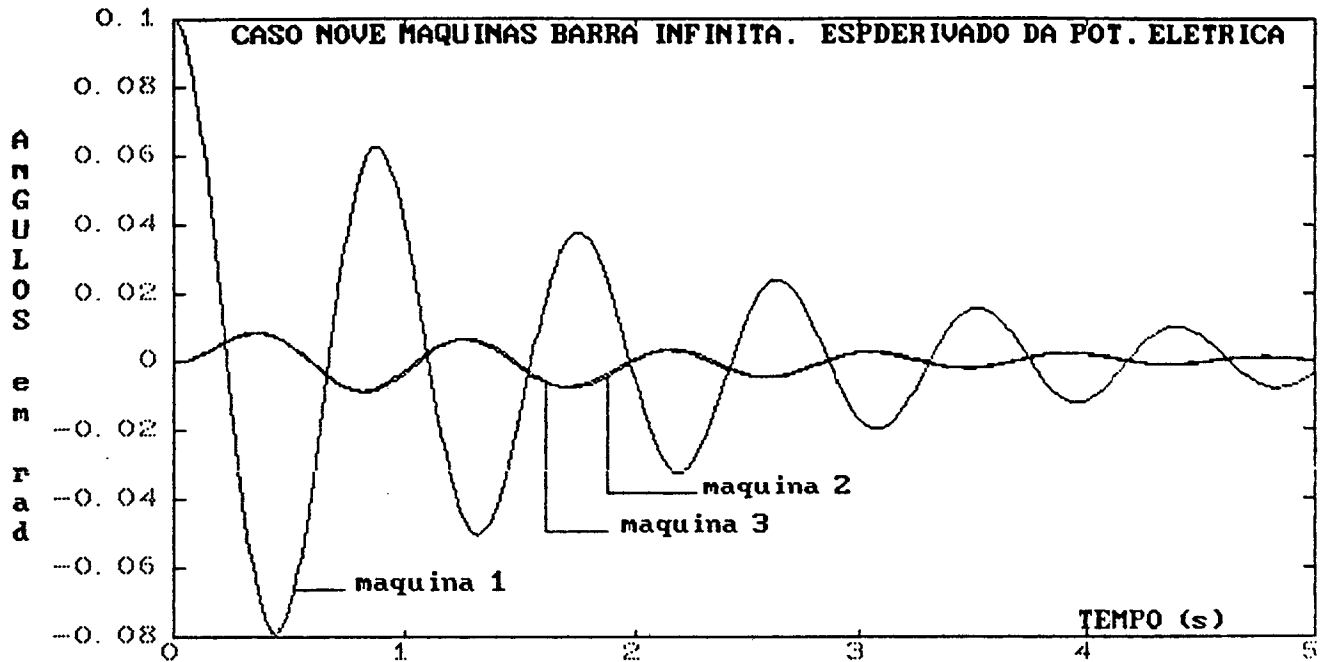


FIGURA 5.42 Caso Nove Máquinas B. Infinita
Simulação Linear - Maqs. 1,2,3
ESP derivado da Pot.Elétrica
Perturbação de 0.1 rad.

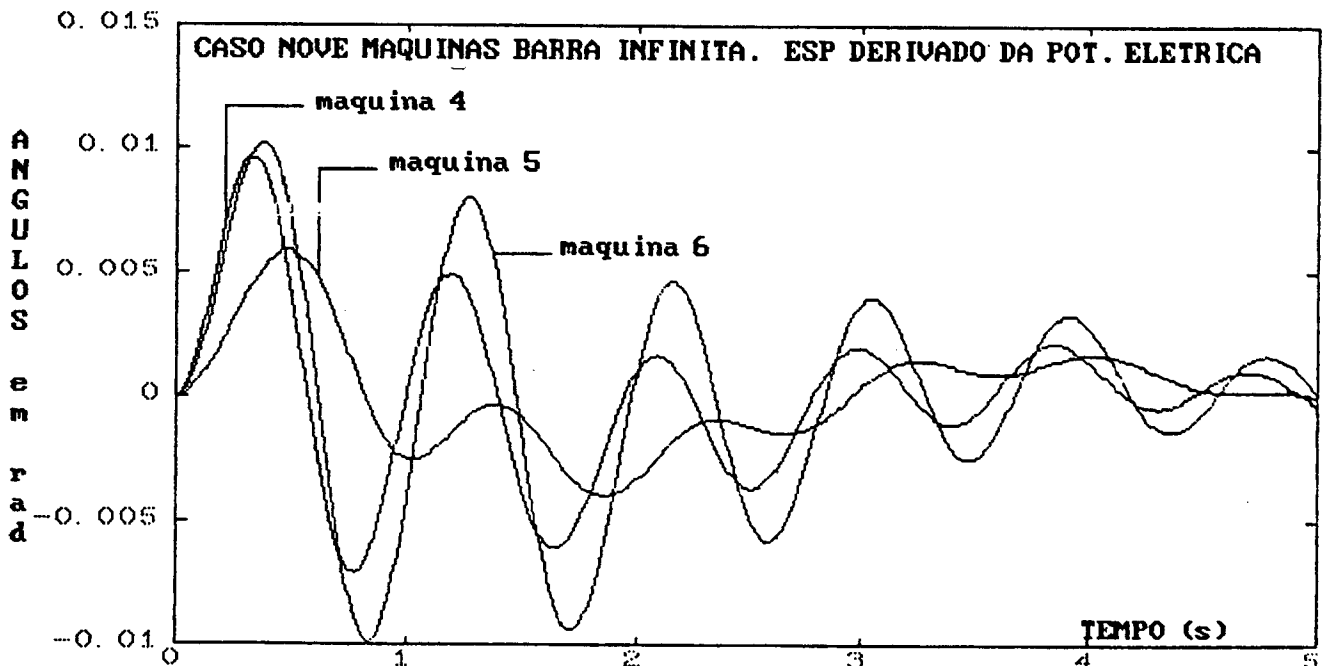


FIGURA 5.43 Caso Nove Máquinas B. Infinita
Simulação Linear - Maqs. 4,5,6
ESP derivado da Pot.Elétrica
Perturbação de 0.1 rad.

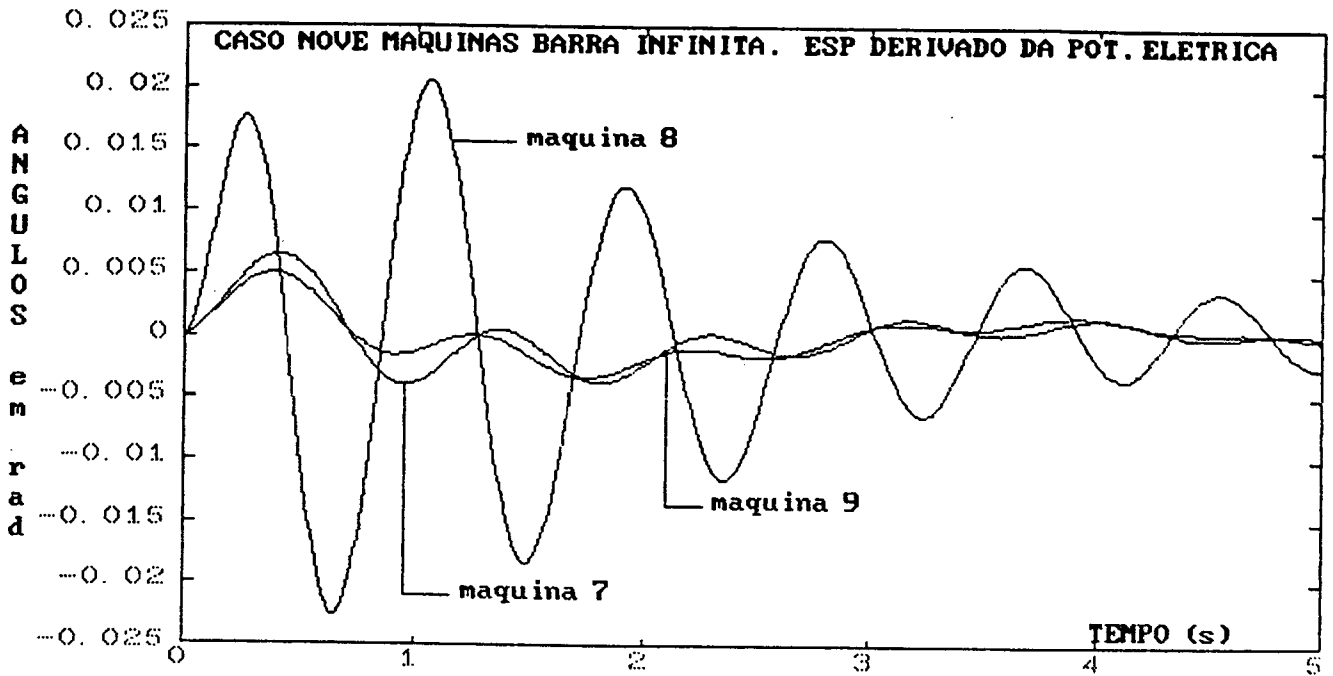


FIGURA 5.44 Caso Nove Máquinas B. Infinita
 Simulação Linear - Maqs. 7,8,9
 ESP derivado da Pot. Elétrica
 Perturbação de 0.1 rad.

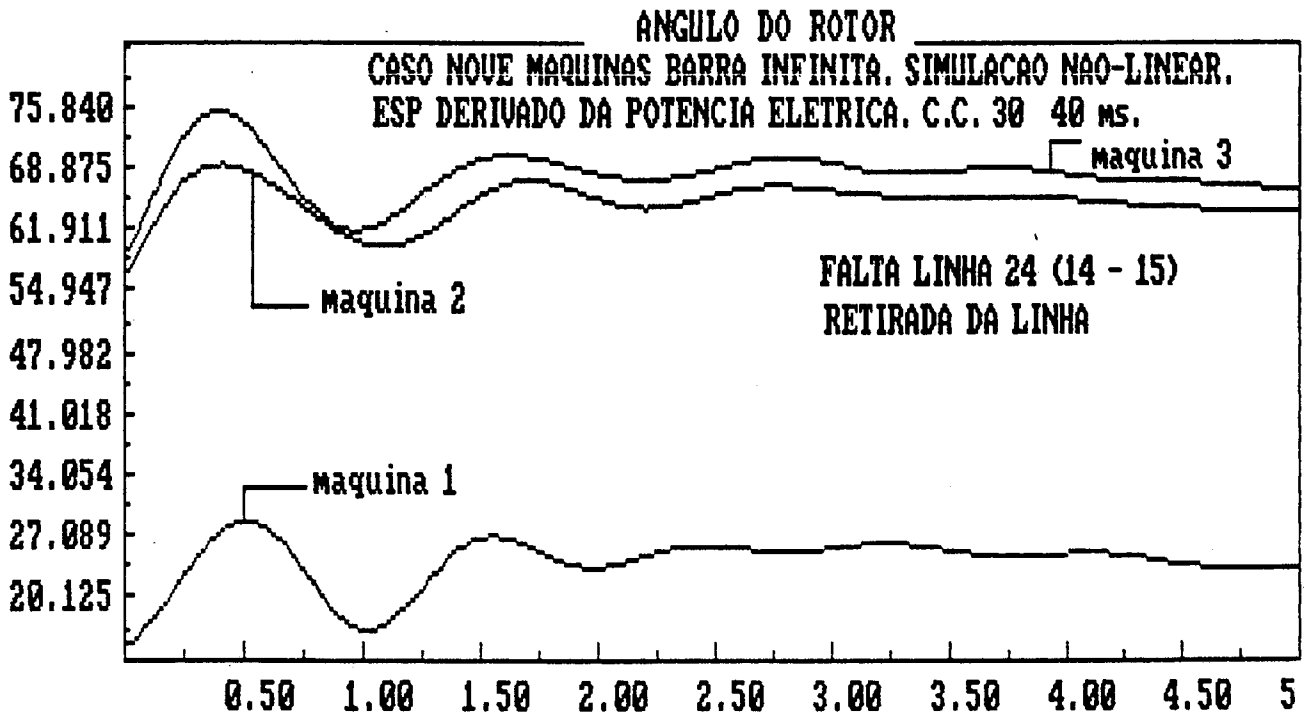


FIGURA 5.45 Caso Nove Máquinas B. Infinita
 Simulação Não-Linear. Maqs. 1,2,3
 Falta C.C. 30 Linha 24
 ESP derivado da Pot. Elétrica

comportamento não-linear do sistema em malha fechada, com os estabilizadores sintetizados segundo a proposta do presente trabalho. Da comparação entre as simulações lineares e não-lineares pode ser observada uma coerência aceitável tanto em amortecimento quanto na frequência de oscilação amortecida.

5.4.1 Discussão dos Resultados do Caso Nove Máquinas Barra Infinita

O sistema-teste de nove máquinas tem por objetivo aplicar a metodologia de sínteses em sistema de médio porte e de referência comum na literatura. Pode ser observado que os estabilizadores derivados da potência elétrica sintetizados segundo o método proposto apresentam um atraso de fase na frequência de interesse com valores em torno de 15° , valor que é considerado aceitável.

Da comparação com o comportamento do sistema com controle ótimo sem restrições, o sistema em malha fechada com estratégia de controle descentralizado das saídas apresenta um bom desempenho. Além de estabilizar o sistema originalmente instável, os estabilizadores sintetizados apresentam características em termos de constantes de tempo plenamente compatíveis com os dispositivos de uso corrente nas empresas do setor elétrico.

5.5 Comentários e Conclusões

No presente capítulo foram apresentados os resultados obtidos da aplicação sobre sistemas-teste da estratégia de controle com restrições estruturais do tipo realimentação das saídas e descentralização.

O sistema-teste Máquina-Barra Infinita permitiu não apenas verificar a abrangência do método como também demonstrar a utilização da restrição de realimentação da saída na síntese de compensadores dinâmicos. Os sistemas-teste de Quatro-Máquinas Barra Infinita e Nove Máquinas-Barra Infinita foram escolhidos por serem o primeiro representativo do Sistema Sul do Brasil, e o segundo de uso frequente na literatura.

Dos resultados obtidos pode ser afirmado que a estratégia de controle com restrições de descentralização apresenta-se como uma poderosa ferramenta em sistemas como os discutidos, onde a realimentação, ainda que parcial, das variáveis de outros subsistemas é pouco recomendável ou até mesmo impraticável.

Através dos resultados apresentados é possível concluir que a metodologia utilizada para a síntese dos estabilizadores é correta e apropriada às características do problema tratado. No caso do sistema-teste de uma máquina-barra infinita a restrição de realimentação da saída prova-se adequada aos fins de síntese dos parâmetros do estabilizador. Para os casos multi-máquinas apresentados, a restrição de descentralização da saída fornece resultados considerados plenamente satisfatórios no que diz respeito à síntese dos parâmetros dos estabilizadores.

CAPÍTULO VI

COMENTÁRIOS, CONCLUSÕES, SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS

Neste trabalho é apresentado um método para o projeto coordenado de estabilizadores em sistemas elétricos de potência multimáquinas.

O método é baseado na técnica de Controle Ótimo sujeito a determinadas restrições que implicam em uma dada estrutura para a matriz de ganhos de realimentação. A imposição de tais restrições é uma consequência do problema a ser resolvido onde as variáveis medidas são locais, isto é, obtidas no subsistema sobre o qual a ação de controle é realizada.

No caso do sistema de potência multimáquinas, a adoção de estratégias de controle baseadas em tal técnica é particularmente apropriada, tendo em vista as características do sistema, isto é, grande número de geradores síncronos espalhados geograficamente com distâncias entre usinas considerável. Assim, uma estratégia de controle ótimo global, conhecida como Regulador Linear Quadrático, mostra-se inviável na prática pela característica de sua solução, que implica na transmissão de dados de todos os subsistemas, para a geração de uma ação de controle local, embora as qualidades que tal solução apresenta sejam reconhecidas como desejáveis.

As soluções assim obtidas apresentam ainda a característica de serem estáticas, isto é, tanto o controle ótimo centralizado como o

descentralizado geram uma solução que consiste na determinação de uma dada matriz de ganhos de realimentação.

Embora teoricamente o acima colocado não implique em soluções práticas difíceis de implementar, é altamente desejável a obtenção de uma solução compatível com a prática atual das empresas do setor elétrico.

Portanto, o problema resolvido na presente Tese utiliza a técnica de controle ótimo descentralizado aplicando-a sobre um sistema aumentado, formado pelo gerador síncrono e pelo compensador dinâmico na sua forma canônica observável, para que a matriz de ganhos de realimentação assim obtida forneça os valores dos parâmetros de interesse. Em particular, é comum na prática se conhecer os valores das constantes de tempo dos polos do compensador dinâmico, fato que é utilizado para determinar a sua matriz de estados e que, por sua vez, fixa a sua ordem.

No problema do controle ótimo sujeito a restrições, é minimizado um dado índice de desempenho do tipo quadrático, utilizando a solução da Equação de Riccati Generalizada para o sistema aumentado. Tal índice de desempenho pondera tanto os desvios das variáveis de estado do sistema como os esforços de controle necessários para impor ao sistema em malha fechada um dado comportamento face às perturbações.

A determinação das matrizes de ponderação é um problema importante, e sua escolha determina o mínimo relativo do dado índice de desempenho. Infelizmente não são conhecidas formas sistemáticas que permitam a determinação destas matrizes. Nesta Tese, a determinação das matrizes de

ponderação foi realizada a partir de considerações heurísticas baseadas tanto na natureza particular do problema como nas soluções que a prática mostra serem as mais eficazes.

A aplicação da técnica proposta no projeto de estabilizadores foi realizada utilizando-se sistemas-teste de uma, quatro e nove máquinas. O sistema-teste de uma máquina-barras infinita foi incluído não somente porque permite testar a abrangência do método, como também porque ilustra a aplicação da restrição de realimentação da saída ao problema de controle ótimo como estratégia na síntese de estabilizadores.

Dos resultados obtidos para sintetizar os estabilizadores nos sistemas-teste, podem ser sugeridas algumas questões com respeito à continuação da pesquisa:

1.- Em geral, o projeto de estabilizadores pressupõe determinar quais máquinas são as mais efetivas no amortecimento dos modos eletromecânicos utilizando-se no procedimento técnicas como fatores de participação ou índices de controlabilidade. É portanto desejável incorporar à técnica de projeto apresentada os mecanismos que permitam definir esta alternativa no conjunto de restrições.

2.- É igualmente importante testar a robustez das soluções obtidas mediante o método proposto, tanto quanto a variações do ponto de operação quanto a possíveis saídas de operação de algum dos estabilizadores do sistema. No que diz respeito ao primeiro aspecto, sugere-se a aplicação de técnicas de controle adaptativo descentralizado ao problema de projeto de sinais estabilizadores em sistemas multimáquinas.

3.- Os estabilizadores sintetizados apresentaram, em alguns casos, parâmetros que supõem realizações não-mínimas, o que pode trazer dificuldades de implementação prática. Sugere-se assim, pesquisar a maneira de evitar tais situações, como por exemplo utilizando uma técnica de posicionamento de polos para definir as matrizes de ponderação iniciais do problema linear quadrático.

4.- O modelo linearizado multimáquinas utilizado deve ser ampliado de modo a permitir, por exemplo, a inclusão de elos de corrente contínua e controladores estáticos de reativo como partes do sistema.

5.- O estabelecimento do modelo é ponto de partida para a utilização de qualquer técnica de projeto adequada à solução de um determinado problema. Este trabalho utiliza do modelo de Heffron e Phillips Generalizado. Outros pesquisadores utilizam a formulação do Jacobiano do sistema, o que permite a aplicação de técnicas de esparsidade para a solução de sistemas de grande número de máquinas. Em consequência, uma proposição de projeto de estabilizadores, utilizando o Jacobiano do sistema e de técnicas de esparsidade, sob a ótica do controle ótimo com restrições é uma sugestão válida de pesquisa futura já que apresenta dois fatores importantes: i) o estabelecimento de um modelo segundo os padrões atualmente utilizados nos pacotes computacionais comercializados, e ii) utilização de uma técnica de projeto coordenado do tipo ótimo com restrições na estrutura tipo descentralização da saída, colocando assim o problema no seu âmbito teórico apropriado.

6.- Igualmente importante é a situação que diz respeito aos efeitos da variação da frequência compensada sobre o coeficiente de

torque de sincronização da máquina. Devem portanto ser pesquisadas formas de incorporar tal situação na definição do conjunto de restrições.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ABDALLA, O.H.; HASSAN, S.A.; TWEIG, N.T. "Coordinated Stabilization of a Multimachine Power System"
IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-103, N^o3, March 1984, pp 483-494
- ABE, S.; DOI, A. "A New Power System Stabilizer Synthesis in Multimachine Power Systems"
IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-102, N^o2, December 1983, pp 3910 - 3915
- ANDERSON, B.; CLEMENS, D. "Algebraic Characterization of Fixed Modes in Decentralised Control"
Automatica, Vol-17, N^o5, 1981, pp 703-712
- ANDERSON, J. "The Control of a Synchronous Machine Using Optimal Control Theory"
Proceedings of IEEE, Vol 59, N^o1, January 1971, pp 25-34
- ANDERSON, P.M.; FOUAD, A.A., "Power System Control and Stability"
 The Iowa State University Press, 1st Ed., 1977
- ANDERSON, B.; MOORE, J. "Linear Optimal Control"
 Prentice Hall, 1st Ed., 1982
- AOKI, M. "On Feedback Stabilizability of Decentralized Dynamic Systems"
Automatica, Vol-8, 1972, pp 163-173

ARAUJO,C.S; CASTRO,J.C. "Application of Power System Stabilizers in a Plant With Identical units"

IEE Proceedings, Part C, Vol 138, N°1, January 1991, pp 11-18

ARCIDIACONO,V;FERRARI,E;MARCONATO,R;SACCOMANNO,F. "Analysis of Factors Affecting the Damping of Low Frequency Oscillations in Multimachine Systems"

CIGRE, Intl. Conf. on Large High Voltage Electric Systems ,32-19 , 1976

ARCIDIACONO,V;FERRARI,E;MARCONATO,R;DOS GHALI,J;GRANDEZ,D. "Evaluation and Improvement of Electromechanical Oscillation Damping by Means of Eigenvalue - Eigenvector Analysis. Practical Results in the Central Peru Power System"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-99, N°2 , March/April 1980 pp 769-778

ARNAUTOVIC,D;MEDANIC,J. "Desig of Decentralized Multivariable Excitation Controllers in Multimachine Power Systems by Projective Controls"

IEEE Trans. on EC, Vol EC-2, N°4, December 1987, pp 598-604

ARNAUTOVIC,D;MEDANIC,J. "The Sequential Design of Different Multivariable Excitation Controllers in Multimachine Power Systems"

Electric Power System Research, Vol-18, 1990, pp 37-46

ARNAUTOVIC,D;SKATARIC,D. "Suboptimal Design Of Hydroturbine Governors"

IEEE Trans. on EC, Vol 6, N°3, September 1991, pp 438-444

AUCKLAND, D.W.; OMOIGUI, M.O.; SHUTTLEWORTH, R. "Improvement of Power System Stability by Crosscoupling Generator Control Systems"

IEE Proceedings, Pt C, Vol-136, N°5, September 1989, pp 289-294

BANERJEE, S.; CHATTERJEE, J.K.; TRIPATHY, S.C. "Application of Magnetic Energy Storage Unit as Load-Frequency Stabilizer"

IEEE Trans. on EC, Vol-5, N°1, March 1990, pp 46-51

BAYNE, J.P.; KUNDUR, P.; WATSON, W. "Static Exciter Control to Improve Transient Stability"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-94, N°4, July/August 1975 pp 1141-1146.

BOLLINGER, K.; LAHA, A.; HAMILTON, R.; HARRAS, T. "Power Stabilizer Design Using Root Locus Methods"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-94, N°5, Sept./Oct. 1975, pp 1484-1488

BOLLINGER, K.; GU, W.; NORUM, E. "Accelerating Power Versus Electrical Power as Input Signals to Power System Stabilizers"

Power Winter Meeting, paper 151-1, E.C. 1991.

BRASCH, F.Jr; PEARSON, J. "Pole Placement Using Dynamic Compensators"

IEEE Trans. on AC, Vol AC-15, N°1, February 1970.

BROGAN, W., "Modern Control Theory"

Prentice Hall, 2nd Ed., 1982

BYRNES, C.; STEVENS, P. "Pole Placement by Static and Dynamic Output Feedback"

Proc. 21st Conf. on Decision and Control, Vol 1, 1982, pp 130-133

CASTRO, J.C. "Implementação Sequencial de Estabilizadores em Sistemas Interligados com Seleção de Sinais de Realimentação"

7° Congresso Brasileiro de Automática, 1988 pp 143-146

CASTRO, J.C.; CATAO, M.O.; DORAISWAMI, R. "Identification of the Generating Unit to be Equipped with Stabilizers in a Multimachine Power System"

IFAC, Brazil, 1985, pp 535-539

CANALES, R. "A Lower Bound on the Performance of Optimal Regulators"

IEEE Trans. on AC, Vol AC-15, N°4, August 1970, pp 409-414

CHAN, W-Ch; HSU, Y-Y. "An Optimal Variable Structure Stabilizer for Power System Stabilization"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-102, N°6, June 1983, pp 1738-1746

CHEN, C.T. "Linear System Theory and Design"

Holt, Rinehardt and Winston, 2nd Ed., 1984

CHEN, Ch; HSU, Y-Y; "An Efficient Algorithm for the Design of Decentralized Output Feedback Power System Stabilizer"

IEEE Trans. on Power Systems, Vol-3, N°3, August 1988

CHENG, C-H; HSU, Y-Y. "Application of a Power System Stabilizer and a Static VAR Controller to a Multimachine Power System"

IEE Proceedings, Vol 137, Pt C, N°1, January 1990, pp 8-12

CHOW, J.H.; SANCHEZ-GASCA, J.J. "Pole-Placement Design of Power System Stabilizers"

IEEE Trans. on Power Systems, Vol-4, N°1, February 1989, pp 271-277

CORFMAT, J.P.; MORSE, E.S. "Decentralized Control of linear Multivariable Systems"

Automatica, Vol 12, 1976, pp 479-495

CRUSCA, F.; ALDEN, M. "Multivariable Frequency Domain Techniques for the Systematic Design of Stabilizers for Large Scale Power Systems"

IEEE Trans. on Power Systems, Vol 6, N°3, August 1991, pp 1133-1139

CURY, J.E.R. "Contribution à la Théorie de la Commande de Systèmes Décentralisés: Le Problème du Rejet de Perturbation"

Tese de Doutor de Estado, Université Paul Sabatier de Toulouse, Julho de 1983.

DABKE, K.P.; "Suboptimal Linear Regulators with Incomplete State Feedback"

IEEE Trans. on AC, February 1970, pp 120-121

DAVISON, E. "The Decentralized Stabilization and Control of a Class of Unknown Non-Linear Time-Varying Systems" (Brief Paper)

Automatica, Vol 10, 1974, pp 309-316

DAVISON, E. "The Robust Decentralized Control of a General Servomechanism Problem"

IEEE Trans. on AC, Vol AC-21, N°1, February 1976, pp 14-24

DAVISON,E;RAU,N.S;PALMAY,F.V. "The Optimal Decentralized Control of a Power System Consisting of a Number of Interconnected Synchronous Machines"
Int. J. Control, Vol-18, N°6, 1973, pp 1313-1328

DAVISON,E;TRIPATHI,N.K. "The Optimal decentralized Control of a Large Power System: Load and Frequency Control"
IEEE Trans. on AC, Vol Ac-23, N°2 ,April 1978, pp 312-324

DANDENO,P.L. "General Overview of Steady State (Small Signal) Stability in Bulk Electricity Systems. A North American Perspective".
Electrical Power and Energy Systems, Vol 4, N°4, October 1982 pp 253-264

DELACOUR,J.D;DARWISH,M;FANTIN,J. "Control Strategies for Large Scale Power Systems"
Int. J. Control, Vol 27, N°5, 1978, pp 753-767

DEMELLO,F.P. "The Effects of Control"
Tutorial Course "Modern Concepts of Power System Dynamics"
70 M62-pwr, 1970, pp 25-40

DEMELLO,F.P.;CONCORDIA,Ch. "Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control"
IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-88, N°4, April 1969, pp 316-329

DEMELLO,F.P;HANNETT,L.N;UNDRILL,J.M. "Practical Approaches to Supplementary Stabilizing from Accelerating Power"
IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-97, N°5,Sept./Oct. 1978 pp 1515-1522

DEMELLO, F.P.; NOLAN, P.J.; LASKOWSKI, T.F.; UNDRILL, J.M. "Coordinated Application of Stabilizers in Multimachine Power Systems"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-99, N 3, May/June 1980, pp 892-901

DOI, A.; ABE, S. "Coordinated Synthesis of Power System Stabilizers in Multimachine Power Systems"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-103, N°6, June 1984, pp 1473-1479

DORAISWAMI, R. "A Reduced Order Stabilizer Design Ensuring Closed Loop Stability"

Proc. of the IEEE, Vol 70, N°1, January 1982, pp 92-93

DORAISWAMI, R.; SHARAF, A.M.; CASTRO, J.C. "A Novel Excitation Control Design for Multimachine Power Systems"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-103, N°5, May 1984, pp 1052-1058

ELECTRIC POWER RESEARCH INSTITUTE (EPRI), "Frequency Domain Analysis of Low Frequency Oscillations in Large Electric Power Systems", Interim Report EPRI EL-726, April de 1978.

EL-GAMMAL; KIMURA, M. "A Decentralized Modal Control for Stabilizing Large Scale Power Networks"

CIGRE, paper 310-02, Symposium 39-83, 1976

ELGERD, O.; FOSHA, Ch. "Optimum Megawatt-Frequency Control of Multiarea Electric Energy Systems"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-89, N°4, April 1970, pp 556-563

ELANGO VAN, S; KUPPURAJULU, A. "Suboptimal Control of Power Systems Using Simplified Models"

IEEE Summer Meeting, paper 71 TP 541-PWR, July 1971.

EPITROPAKIS, E; ARCIDIACONO, V; FERRARI, E; MARCONATO, R; SACCOMANNO, F; BRKIC, T.

"Results of Some Recent Measurements of Low-Frequency Oscillations in a European Power System with Longitudinal Structure"

CIGRE, Intl. Conf. on Large High Voltage Electric Systems, paper 32-19A, 1976, pp 1-11

ERINMEZ, I. A; HUMPHREYS, P; GEEVES, S. S. "Development of Analytical Techniques for System Damping Evaluation"

IEE Proceedings, Vol 135, Pt C, N°3, 1988, pp 238-243

FARMER, R. G; AGRAWAL, B. L. "State of the Art Technique for Power System Stabilizer Tuning"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-102, N°3, March 1983, pp 699-707

FELIACHI, A. "On Linear Output Feedback Control"

IEEE Trans. on CAS, Vol CAS-33, N°4, April 1986, pp 450-452

FELIACHI, A. "Optimal Decentralized Load Frequency Control"

IEEE Trans. on Power Systems, Vol PWRS-2, N°2, May 1987 pp 379-386

FELIACHI, A. "Optimal Siting of Power System Stabilisers"

IEE Proceedings, Vol 137, Pt. C, N°2, March 1990, pp 101-106

FENG,G."Simplified Design Approach for Decentralised Controllers of Large Scale Systems"

IEE Proceedings, Vol-136, Pt. D, N°4, July 1989,pp 171-175

FERGUSON,J;REKASIUS,V.Z. "Optimal Linear Control Systems with Incomplete State Measurements"

IEEE Trans. on AC, Vol AC-14, N°2, April 1969, pp 135-140

FESSAS,P.S."Decentralised Control of Linear Dynamical Systems via Polynomial Matrix Methods: I Two Interconnected Scalar Systems"

Int. J. Control, Vol-30, N°2, 1979, pp 259-276

FLEMING,R.J;MOHAN,M.A;PARVATISAM,K. "Selection of Parameters of Stabilizers in Multimachine Power Systems"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-100, N°5, May 1981, pp 2329-2333

FLEMING,R.J;GUPTA ,M.M;SUN,J. "Improved Power System Stabilizers"

IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol 5, N°1 March 1990 pp 23-27

FLEMING,R.J;SUN,J. "An Optimal Multivariable Stabilizer for a Multimachine Plant"

IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol 5, N°1, March 1990, pp 15-22

FLEMING,R.J;VOURNAS,K;KALAMADI,G;LAL,J. "The Control of Generator Interactions in a Plant Using a Multivariable Stabilizer"

IFAC, Proc. Symp. on Large Scale Power Systems, Vol 3,1979, pp 1-8

FOSHA,Ch; ELGERD,O. "A Megawatt-Frequency Control Problem : A New Approach via Optimal Control Theory"

IEEE Trans. on PAS, April 1970, pp 563-577.

GEROMEL,J.C. "Condições Ótimas de Estabilidade para Sistemas Dinâmicos de Grande Porte. Aplicação a Síntese de Controladores Descentralizados"

III Escola de Matemática Aplicada. Conferências. Vol II Fevereiro 1982, pp 382-405

GEROMEL,J.C. "Decentralized Stabilisation and Stability Domain Estimation of Continuous and Discrete Non-Linear Systems"

Int. J. Control, Vol 40, N°5, 1984, pp 1023-1033

GEROMEL, J.C. "Methods and Techniques for Decentralized Control Systems: Analysis and Design".

Ed. CLUP, (Milano, Italia), 1ª Ed.,1987

GEROMEL,J.C;BERNOUSSOU,J. "Optimal Decentralized Control of Dynamic Systems"

Automatica, Vol 18, N°5, 1982, pp 545-557

GEROMEL,J.C; BERNUSSOU,J. "An Algorithm for Optimal Decentralised Regulation of Linear Quadratic Interconnected Systems"

Automatica, Vol 15, 1979, pp 489-491

GEROME L,J.C;CRUZ,J.J. "On the Robustness of Optimal Regulators for Non-Linear Discrete Time Systems"

IEEE Trans. on AC, Vol A{C-32, N°8, August 1987, pp 703-710

GEROMEL, J.C.; PERES, P.L.D. "A New Stability Property of the Riccati Equation"
Proceedings 21st IEEE Conf. on Decision and Control, Vol 2, 1982, pp
254-255

GEROMEL, J.C.; PERES, P.L.D. "Decentralised Load-Frequency Control"
IEE Proceedings, Vol 132, Pt. D, N°5, September 1985, pp 225-230

GEROMEL, J.C.; SANTO, A.O.E. "On the Robustness of Linear Continuous-Time
Dynamic Systems"
IEEE Trans. on AC, Vol AC-31, N°12, December 1986, pp 1136-1138

GEROMEL, J.C.; YAMAKAMI, A. "On the Robustness of Non-Linear Regulators and
its Application to Non-Linear Systems Stabilization"
IEEE Trans. on AC, Vol AC-30, N°12, December 1985, pp 1251-1254

GEROMEL, J.C.; YAMAKAMI, A. "Stabilization of Continuous and Discrete Linear
Systems Subjected to Control Structure Constrains"
Int. J. Control, Vol 63, N°3, 1982, pp 429-444

GEROMEL, J.C.; YAMAKAMI, A.; ARMENTANO, V.A. "Structural Constrained Controller
for Discrete-Time Linear Systems"
Journal of Optimisation Theory and Applications, Vol-61, N°1, April 1989,
pp 73-94

GIBBARD, M.J. "Coordination of Multimachine Stabiliser Gain Settings for a
Specified Level of System Damping Performance"
IEE Proceedings, Vol 129, Pt.C, N°2, March 1982, pp 45-48

- GIBSON,C.M."Programme of System Proving Tests and Operational Experience"
IEE Proceedings, Vol 135,Pt. C, N°3, 1988, pp 255-260
- GONZAGA,L. ARAUJO,P.B. "Ajuste do Sinal Adicional de Geradores Elétricos"
7° Congresso Brasileiro de Automática, 1988, pp 912-917
- GOOI,H.B;HILL,E.F;MOBARAK,M.A;THORNE,D.H;LEE,T. H " Coordinated
 Multimachine Stabiliser Settings Without Eigenvalue Drift"
IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-100, N°8, August 1981,pp 3879-3887
- GUANGQUAN,L;LEE,K.F. "Decentralised Control of Large Scale Systems with
 Dynamic Interconnected Subsystems"
Int. J. Control, Vol 37, N°4, 1983, pp 775-786
- GRUND,C.;LARSEN,E.;MURDOCH,A.;PASERBA,J. "Mitigation of Inter-Area
 Oscillations by Control"
IEEE Winter Meeting, Symp. on Interarea Oscillations. 1991
- HAMDAN,A.M.A. "Coupling Measures Between Modes and State Variables in
 Power System Dynamics"
Int. J Control, Vol-43, N°3, 1986, pp 1029-1041
- HAMDAN,A.M.A:ELABDALLA,A.M. "Stability Assessment of Multimachine Power
 Systems Using Multivariable Frequency Response Methods"
Electric Power System Research, Vol 12, 1987, pp 209-218
- HAMDAN,A.M.A:HUGHES,F.M."Analysis and Design of Power System Stabilizers"
Int. J. Control, Vol 26, N°5, 1977, pp 769-782

- HAMADAN, H.M.A; HAMDAN, A.M.A; KAHHALEH, B. "Damping of Power System Oscillations by Excitation Control Using a Current Feedback Signal"
IEE Proceedings, Vol 136, Pt C, N°3, May 1989, pp 137-144
- HASSAN, M.A.M; MALIK, O.P; HOPE, G.S. "A Fuzzy Logic Based Stabiliser for a Synchronous Machine"
IEEE Trans. on EC, Vol 6, N°3, September 1991, pp 407-413
- HAYER, J.F. "BPA Experience in the Measurement of Power System Dynamics"
IEEE/PES, Winter Meeting. Symp. on Interarea Oscillations, 1991
- HAYER, J.F. "Application of Prony Analysis to the Determination of Modal Content and Equivalent Models for Measured Power System Response"
IEEE Power Winter Meeting paper WM215-4 PWRS, 1991.
- HAYER, J.F. "Robust Damping Controls for Large Power Systems"
IEEE Control System Magazine, January 1989, pp 12-18
- HEILEMANN, F; WELFONDER, E. "Investigation of Slow Frequency and Power Oscillations Appearing in Large Extended Power Systems"
CIGRE-IFAC, S 39-83, paper 207-04, 1983
- HERNANDEZ, R; MENDOZA, J.A; CARDOZO, C; DELIMA, A. "Dynamic Stability and Power System Stabilizers. Analysis and Tests on the Venezuelan System"
IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-96, N°3, May/June 1977, pp 855-862

HIRANO,S;MICHIGAMI,T;KURITA,A;KLAPPER,B.B;MILLER,N.W;SANCHEZ-GASCA,J.J;YOUNKINS,T.D; "Functional Design for a System-Wide Multivariable Damping Controller"

IEEE Trans. on PS, Vol 5, N°4, November 1990, pp 1127-1135

HIYAMA,T. "Application of Rule-Based Stabilising Controller to Electrical Power System"

IEE Proceedings, Vol 136, Pt. C, N°3, May 1989, pp 175-181

HOPKINS,W.E;MEDANIC,J;PERKINS,W.R; "Output Feedback Pole Placement in the Design of Suboptimal Linear Quadratic Regulators"

Int. J. Control, Vol 34, N°3, 1981 pp 593-612

HOUPIIS,C.H;CONSTANTINIDES,C.T; "Functional Relationship Between the Conventional Steady-State Error Characteristics and the Weighing Matrices in the Quadratic Performance Index"

Int. J. Control, Vol 15, N°6, 1972 pp 1147-1156

HOUPIIS,C.H;CONSTANTINIDES,C.T. "Correlation Between Conventional Control Figures of Merit and the Q matrix of the Quadratic Cost Function: Third Order Plant"

Int. J. Control, Vol 16, N°4, 1972 pp 695-704

HSU,Y-Y;CHAN,W.Ch. "Application of Sliding Modes to Digital Power system Stabiliser Design"

Electric Machines and Power Systems, Vol 11, 1986 pp 171-184

HSU,Y-Y;CHEN, Ch."Identification of Optimum Location for Stabilizer Application Using Participation Factors"

IEEE Proceedings, Vol 134, Pt C, N°3, May 1987, pp 238-244

HUANG,T.L;CHEN,S.C;HWANG,T.Y;YANG,W.T."Power System Output Feedback Stabiliser Design via Optimal Subeigenstructure Assignment"

Trans. on PS, Vol 6, N°3, August 1991, pp 1035-1041

HUANG,P.H;HSU,Y.Y;"Eigenstructure Assignement in a Longitudinal Power System via Excitation Control"

IEEE Power Winter Meeting SM-693-3 PWRS, 1989

HUANG,T.L;HWANG,T.Y;YANG,W.T."Two-Level Optimal Output Feedback Stabilizer Design"

IEEE Power Winter Meeting WM-209-7 PWRS, 1989

IEEE Tutorial Course. "Power System Stabilisation via Excitation Control"

EHO- 175-0 PWR, 1981

IKEDA,M;SILJAK,D.D;"Optimality and Robustness of Linear Quadratic Control of Non-Linear Systems"

Automatica, Vol 26, N°3, 1990, pp 499-511

IKEDA,M;SILJAK,D.D;YASUDA,K."Optimality of Decentralized Control for Large Scale Systems"(Brief Paper)

Automatica, Vol 19, N°3, 1983, pp 309-316

IONESCU,D;LIN,J-Y."Optimal Robust Stabilization Compensator Design: A Deterministic Approach"

Int. J. control, Vol 51, N°3, 1990, pp 585-599

JAMSHIDI,M;D'ANS,G.C;KOKOTOVIC,P. "Application of a Prameter Imbedded Riccati Equation"

IEEE Trans. on AC, December 1970, pp 682-683

ISHIGURO,F;TANAKA,S;SHIMOMURA,M;MAEDA,T;MATSUSHITA,K;SUGIMOTO,H.

"Coordinated Stabilizing Control of Exciter, Turbine and Braking Resistor"

IEEE Trans. on PS, Vol PWRS-1, N°3, August 1986, pp 74-80

KEEL,L.H;BATTACHARYYA,S.P. "State Space Design of Low Order Stabilizers"

IEEE Trans. on AC, Vol 35, N°2, February 1990 pp 182-186

KERANEN,T;KELO,T. "On the Effect of Power System Stabilizers on Inter-Area Oscillations"

CIGRE-IFAC , S39-83, paper 311-01, 1983

KIMURA,H. "Pole Assignment by Gain Output Feedback"

IEEE Trans on AC, Vol AC-20,1975, pp 509-516

KIRK,D.;"Optimal Control Theory: An Introduction"

Prentice Hall, 1° Ed., N.J., 1970.

KLEIN,M;ROGERS,G.J;KUNDUR,P. "A Fundamental Study of Inter-Area Oscillations in Power Systems"

Trans. on PS, Vol 6, N°3, August 1991, pp 914-921

KLOPFENSTEIN,A. "Experience with System Stabilizing Excitation Controls on the Generation of the Southern California Edison Company"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-90, N°2, March/April 1971,pp 698-706

KOESLER,R,J. "Techniques for Tuning Excitation System Parameters"

IEEE Trans. on EC, Vol 3, N°4, December 1988, pp 785-791

KOSUT,R; "Suboptimal Control of Linear Time Invariant Systems Subject to Control Structure Constraints"

IEEE Trans. on AC, October 1970, pp 557-563

KOUSSIOURIS,T.G;"Controllability Indices of a System, Minimal Indices of its Transfer Function Matrix and their Relations"

Int. J. Control, Vol 34, N°3, 1981, pp 613-622

KULIKOWSKI,R; "Optimization of Large Scale Systems"

Automatica, Vol 16, 1970, pp 315-331

KUNDUR,P;KLEIN,M;ROGERS,G,J;ZYWNO,M.S."Application of Power System Stabilizers for Enhancement of Overall System Stability"

IEEE Trans. on PS, Vol 4, N°2, May 1989, pp 614-626

KUNDUR,P;LEE,D.C;ZEIN EL-DIN,H.M; "Power System Stabilizers for Thermal Units: Analytical Techniques and On-site Validation"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-100,N°1, January 1981, pp 81-95

LARSEN,E.V;SWANN,D.A."Applying Power System Stabilizers:

PART I: General Concepts

PART II: Performance Objectives and Tuning Concepts

PART III: Practical Considerations

Electrical Power Inputs. Design and Field Experience.

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-100, N°6, June 1981.

LEE,D.C;BEAULIEU,R.E;SERVICE,J.R.R."A Power System Stabilizer Using Speed

Electrical Power Inputs. Design and Field Experience.

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-100, N°9, September 1981,pp 4151-4157

LEE,J.S.;WANG,P.K.C."Feedback Control of Linear Decentralized Control Systems: An Algebraic Approach"

Int, J.Control, Vol 52, N°6, 1990, pp 1371-1390

LEFEBVRE,S."Tuning of Stabilizers in Multimachine Power Systems"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-102,N°2,February 1983,pp 290-299

LEVINE,W.S;ATHANS,M."On the Determination of the Optimal Constant Output Feedback Gain for Linear Multivariable Systems"

IEEE Trans on AC, Vol AC-13, N°1, February 1970, pp 44-48

LEWIS,F. "Optimal Control"

John Wiley, 1st Ed., 1986

LIM,C.M;ELANGOVA,S."Design of Stabilizers in Multimachine Power Systems"

IEEE Proceedings, Vol 132, Pt C, N°3,May 1985, pp 146-153

LIM,C.M;ELANGOVAN,S."Digital Stabilizer Design for Optimal Performance of Power Systems"

Electric Power Systems Research, Vol 15, 1988, pp 25-30

LIM,C.M;ELANGOVAN,S."A Unique Method for Coordination of Excitation and Governor Controls for Stability Enhancement of a Poer System"

IEEE Trans. on CAS, Vol CAS-33,N°3, March 1986, pp 350-352

LIM,C.M;HIYAMA,T;"Self-Tuning Control Scheme for Stability Enhancement of Multimachine Power Systems"

IEE Proceedings, Vol 137, Pt C, N°4, July 1990, pp 269-275

LU,J;CHIANG,H.D;THORP,J.S."Identifivcation of Optimum Sites for Power System Stabilizer Application"

IEEE Trans. on PS, Vol 5, N°4, November 1990, 1302-1308

MACLAREN,R.F.B."Testing of Power System Stabilizers"

IEE Proceedings, Vol 135, Pt. C, N°3, 1988, pp 251-254

MAGDALENA,R.S. "Sinais Estabilizadores em reguladores de Tensão de Geradores Síncronos"

M.Sc. Dissertação, COPPE, 1980.

MAHMOUD,M.S.'Dynamic Feedback Methodology for Interconnected Control Systems"

Int. J.Control, Vol 29, N°5, 1979, pp 881-898

MAHMOUD, M.S. "Dynamic Decentralised Stabilisation for a Class of Multi-Stage Processes"

Automatica, Vol 25, N°3, 1989, pp 421-425

MAGDY, M.A; COOWAR, F. "Frequency Domain Analysis of Power System Forced Oscillations"

IEE Proceedings, Vol 137, Pt. C, N°4, July 1990, pp 261-268

MARTINS, N; LIMA, L.; "Técnicas de Decomposição para Cálculo Eficiente de Problemas de Estabilidade a Pequenas Perturbações de Sistemas de Grande Porte"

7° Congresso Brasileiro de Automática, 1988, pp 789-790

MARTINS, N; LIMA, L. "Eigenvalue and Frequency Domain Analysis of Small Signal Electromechanical Stability Problems"

IEEE Symp. on Appl. of Eigenanalysis and Freq. Domain Methods for System Dynamic Performance, 90TH-0292-3-PWR, 1990, pp 17-33

MARTINS, N; MIKAMI, L; BAITELLI, J; BAZILIO, J. "Definição e Localização de Sinais Estabilizadores em Sistemas Elétricos Multimáquinas: Metodologia Utilizada pelo Programa AUTOVAL."

IX SNPTEE, 1987

MIKAMI, L. "Ajuste de Sinais Adicionais Estabilizadores em Sistemas Multimáquinas"

Dissertação M.E.E., E.F.E Itajubá, 1986.

- MOBARAK,M;THORNE,D;HILL,E."Contrst of Power System Stabilizer Performance on Hydro and Thermal Units"
IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-99, N°4, July/August 1980, pp 1522-1533
- MUSAAZI,M.K;JOHNSON,R.B.I,CORY,B.J."Multimachine System Transient Stability Improvement Using Transient Power System Stabilizer (TPSS)."
IEEE Trans. on EC, Vol EC-1, N°4, December 1986, pp 34-38
- MOTA,W. "Optimal Control Techniques in the Design of Power System Stabilizers"
Ph.D. Thesis, University of Waterloo, 1981.
- MOUSSA,H;YU,Y.N."Optimal Power System Stabilization Through Excitation and/or Governor Control"
IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-91, May/June 1972, pp 1166-1174
- MOUSSA,H;YU,Y-N."Dynamic Interaction Of Multimachine Power Systems and Excitation Control"
IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-93, N°4, July/August 1974, pp 1150-1158
- MYLES,A."Application of Power System Stabilizers on The Anglo-Scottish Interconnection: British System Operation Experience"
IEE Proceedings, Vol 135, Pt C, N°3, May 1988, pp 233-237
- NETO,A.T;GEROMEL,J.C."Estabilidade de Sistemas de Grande Porte Através de um Controle Descentralizado"
7° Congresso Brasileiro de Automática, 1988, pp 136-142

OSTOJIC,D;KOVACEVIC,B."On the Eigenvalue Control of Electromechanical Oscillations by Adaptive Power System Stabilizer"

IEEE Trans. on PS, Vol. 5, N°4, November 1990, pp 1118-1126.

OZGÜNER,U. (Guest Editor), "Special Issue on Large Scale and Decentralised Systems".

IEEE Trans. on AC., Vol 35, N°6, June 1990, pp 642-664.

OLIVEIRA,S.E.M. "Effect of Excitation Systems and of Power System Stabilizers on Synchronous Generator Damping and Synchronous Torques".

IEE Proceedings, Vol 136, Pt C, N°5, September 1989, pp 264-270.

OSTOJIC,D.R. "Identification of Optimum Site for Power System Stabiliser Application"

IEE Proceedings, Vol 135, Pt C, N°5, September 1988, pp 416-419.

OSTOJIC,D.R. "Stabilisation of Multimodal Electromechanical Oscillations by Coordinated Application of Power System Stabilisers".

IEEE Power Winter Meeting, WM-206-3 PWRS, 1991.

PADIYAR,K;PRABHU,S;GOMATHI,K. "Design of Power System Stabilizer via Modal Control Theory"

IFAC Symposium on Compl. Appl. in Large Scale Power Syst.,Vol 3,1979

PARASKEVOPOULOS,P.N. "Modal Control by Output Feedback"

Int. Journal of Control, Vol 24, N°2, 1976, pp 209-216

PARSA,M; TOYODA,J. "Implementation of a Hybrid Power System Stabilizer"

IEEE Trans. on PS, Vol 4, N°4, October 1989, pp 1463-1469.

PARSA,M; TOYODA,J. "Slow-Coherency Based Composite Mode Oscillatory
Stabilisation by Means of a Hybrid PSS"

IEEE Trans. on PS, Vol 4, N°4, October 1989, pp 1499-1506.

PATEL,R;MUNRO,N. "Multivariable System Theory and Design"

Pergamon Press, Intl. Series, 1st Ed., Vol 4, 1982.

PEARSON,J.B. "Compensator Design for Dynamic Optimization"

Int. J. Control, Vol 9, N°4, 1969, pp 473-482

PEARSON,J.B.; DING,Ch. "Compensator Design for Multivariable Linear Systems"

IEEE Trans. on AC, Vol AC-14, N°2, April 1969, pp 130-133.

PENEDER,F; BERTSCHI,R. "Dispositifs de Stabilisation du Glissement Fonction
de Transfert et Résultat Obtenu"

Rev. Brown Boveri, Vol 11, 1978, pp 724-730.

PERES,P.L.; YAMAKAMI,A.; GEROMEL,J.C. "Decentralised Control of Large Scale
Systems with Multiple Time Scales"

IFAC, 1987, pp 70-73

QIANG,L.;YUAN-ZHANG,S.;ZHUNG-HONG,W.;JUN-YING,H. "Stabilisation of Large
Electric Powers System by Means os Decentralised Optimal Control"

CIGRE-IFAC, S39-83, Paper 311-02, 1983.

QUINTANA,V.; ZHODY,M.; ANDERSON,J. "On the Design of Output Excitation
Controllers of Synchronous Machines"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-95, N°3, May/June 1976, pp 954-961

RACZKOWSKI,C. "Complex Root Compensator: A New Concept for Dynamic Stability
Improvement".

IEEE PES Winter Meeting, 1974, pp 1842-1848

RAMSAY,B.; LESANY,H. "Coordinated Stabilisation of Power Systems Using
Eigensensitivity Analysis".

Electric Power System Research, Vol 18, 1990, pp 141-148.

RUDNICK,H; HUGHES,F.M.; BRAMELLER,A. "Steady State Instability: Simplified
Studies in Multimachine Power Systems"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-102, N°12, December 1983, pp 3859-3867

SACCOMANO,F. "Sensitivity Analysis of The Characteristics Roots of a Linear
Time Invariant Dynamic System. Application to the Synthesis of Damping
Actions in Electrical Power Systems".

6th Triennial IFAC W. Congress,31-5, 1975.

SAEKS,R. "On the Decentralised Control of Interconnected Dynamical Systems"

IEEE Trans. on AC, Vol AC-24, N°2, April 1979, pp 269-271

SAFONOV,M.; ATHANS,M. "Gain and Phase Margin for Multiloop LQG Regulators"

IEEE Trans. on AC.,Vol AC-22, N°2, 1975, pp 173-179.

SANDEL,N; ATHANS,M."Survey of Decentralised Control Methods for Large Scale Systems"

IEEE Trans on AC,Vol N°AC-23, N°2, April 1978, pp 108-128.

SERAJI,H. "Pole Assignment using Dynamic Compensatoes with Prespecified Poles"

Int. Journal on Control, vol 22,N°2, 1975, pp271-279.

SHALTOU,A.A.;ABU, EL-FEILAT,E.A."Damping and Synchronizing Torque Computation in Multimachine Power Systems".

IEEE Power Winter Meeting, WM-218-8 PWRs, 1991

SILVA,M^o.G.;SILVEIRA,A.M^o.;CASTRO,J.C."Uma Técnica Modal para Determinação dos Parâmetros de um Estabilizador de Sistema de Potencia"

7°Congresso Brasileiro de Automática, 1988, pp 844-849

SILJAK,D.D.;Vukcevic,M.B. "Decentralisation, Stabilisation and Estimation of Large Scale Systems'.

IEEE Trans. on A.C, June 1976, pp 363-366 (Short Paper).

SOARES,.M. REICHERT,F.; MACHADO,C.A. "Comparação entre Diferentes Sinais Adicionais Estabilizadores para Hidrogeradores: Testes de Campo e Simulações"

1°Congresso Latinoamericano de Automática/5°Congresso Brasileiro,1984, pp 1010-1016.

SOLIMAN,H.; DARWISH,M.; FANTIN,J. "Stabilisation of a Large Scale Power System via a Multilevel Technique"

Int. J. Syst. Sc., Vol 9, N°10, 1978,pp 1091-1111

STEWART,G.W. "On the Perturbation of Pseudo-Inverses, Projections and Linear Least Squares Problems"

SIAM Review, Vol 19, October 1977, pp 634-662

TAROKH,M."Approach to Pole Assignment by Centralised and Decentralised Output Feedback"

IEE Proceedings, Vol 136, Pt. D, N°2, March 1989, pp 89-97

TEIVE,R.C.G. "Ajuste Coordenado dos Sinais Estabilizadores em Sistemas de Potência Multimáquinas"

Dissertação de M.Sc., UFSC, 1991.

TOIVONEN.H.T.;MÄKILÄ,P.M. "A Descent Anderson-Moore Algorithm for Optimal Decentralised Control"

IEE Proceedings, Vol 136, Pt. D, N°2, March 1989, pp 89-97.

TRANTOR,K.M "Instalation of Power System Stabilizers and the Evaluation of Settings"

IEE Proceedings, Vol 135, Pt. C, N°3, 1988, pp 244-250.

VAN NESS,J.E.; BRASCH,F.M.; LANDGREN,G.L; NAUMANN,S.T. "Analytical Investigation of Dynamic Instability Ocorring at Powerton Station"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-99, N°4, July/August 1980, pp 1386-1395

VEAL,C.M.J. "The Damping of Power System Oscillations by Generator Control"

Ph.D. Thesis, University of London, Imperial College, 1989.

VENKATESWARLU,K; MAHALANABIS,A.K. "Design of Decentralised Load Frequency Regulators".

IEE Proceedings, Vol 124, N°9, September 1977, pp 817-820

VISWANADHAM,N; TAYLOR,J. "Sequential Design os Decentralised Controls Systems"

Int. J. Control, Vol 47, N°1, 1988, pp 257-279

VITTAL,V.;BHATIA,N.;FOUAD,A.A. "Analysis of the Inter-Area Mode Phenomenon in Power Systems Following Large Disturbances"

IEEE Power Winter Meeting, WM 228-7, 1991

VOURNAS,C.D. "Second Order Hydraulic Turbine Models for Multimachine Stability Studies"

IEEE Trans. on EC., Vol 5, N°2, June 1990, pp 239-244

VOURNAS,C.D.; FLEMING,R.J. "Generalisation of the Hefron Phillips Model of Synchronous Generator"

IEEE Power Meeting, 1978

VOURNAS,C.D.; PAPADIAS,B.C. "A Linear Multimachine Model of a Power System that Maintains Conceptual Clarity"

IATED, EES SYMP. Proceedings, 1983, pp 195-198

WALKER, P.A.;SERAG,A.;ABDALLA,O.H. "Integrated Excitation and Turbine Control in a Multimachine Power System"

IEE Proceedings, Vol 136, Pt.C, N°6, November 1989, pp 331-340

WILLEMS,J. "Time-Varying Feedback for the Stabilisation of the Fixed Modes in Decentralised Control Systems"

Automatica, Vol 25, N°1, 1989, pp 127-131

WINKELMAN,J.R.;CHOW,J.H;BOWLER,B.;AVRAMOVIC,B;KOKOTOVIC,P.V. "An Analysis of Interarea Dynamics of Multimachine Systems"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-100, N°2, February 1981, pp 745-762.

XU,W.; LU,Q. "A New Stabilizer Design Technique for Multimachine Power Systems"

Electric Power System Research, Vol 15, N°2, October 1988, pp 89-97

YANG,T.C; MUNRO,N; BRAMELLER,A. "Application of Optimal Regulator Design Method through the Inverse Problem Approach to the Power System Stabilizer Design"

Electric Power System Research, Vol 13, N°1, February 1991, pp 57-62

YANG,T.C.; MUNRO,N; BRAMELLER,A. "A New Decentralised Stabilisation Method with Application to Power System Stabilizer Design for Multimachine Systems"

Electric Power System Research, Vol 9, N°4, October 1987, pp 206-216

YANG,T.C; MUNRO,N; BRAMELLER,A. "Improved Condition for the Optimality of Decentralised Control for Large Scale Systems"

IEE Proceedings, Vol 136, Pt. D, N°1, January 1989, pp 44-61

YOUNG,K.D. "On Near Optimal Decentralised Control"

Automatica, Vol 21, N°5, 1985, pp 607-610

YU,Y.N. "Electric Power System Dynamics"

Academic Press, 1st Ed.,1983.

YU,Y-N; MOUSSA,H. "Optimal Stabilisation of a Multimachine System"

IEEE Trans. on PAS., Vol PAS-91, May/June 1972, pp 1174-1182

YU,Y-N; QIANG,L; LEE,G.K.F. "Decentralised Stabilisers for Electric Power Systems"

12th IMACS, World Congress, Vol 1, 1988, pp 270-273

YU,Y-N; SIGGERS,C. "Stabilisation and Optimal Control Signals for a Power System"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-90, July/August 1971, pp 1469-1480

YU,Y-N; VONGSURIYAQ,K; WEDMAN,L. "Application of an Optimal Control Theory to a Power System"

IEEE Trans. on PAS, Vol PAS-89, N°1, January 1970, pp 52-62.

ZENI,N; SIMÕES COSTA,A.J.A. "Power System Stabilisers for Hydroelectric Plants: Modeling Considerations and Aspects Related to Signal Derivation and Synthesis"

1st Symp. of Specialists in Electric Operational Planning, pp SP-14, 1987

APENDICE I

MODELO MULTIMÁQUINAS DE HEFFRON E PHILLIPS GENERALIZADO

1.1 Introdução.

Apresenta-se a seguir os detalhes do processo de linearização e substituição de equações que permitem a obtenção do modelo de Heffron e Phillips Generalizado.

1.2 Modelo de Sistema de Potência Multimáquinas

Supondo um sistema multimáquinas com n geradores, tem-se para a i -ésima máquina o seguinte diagrama fasorial:

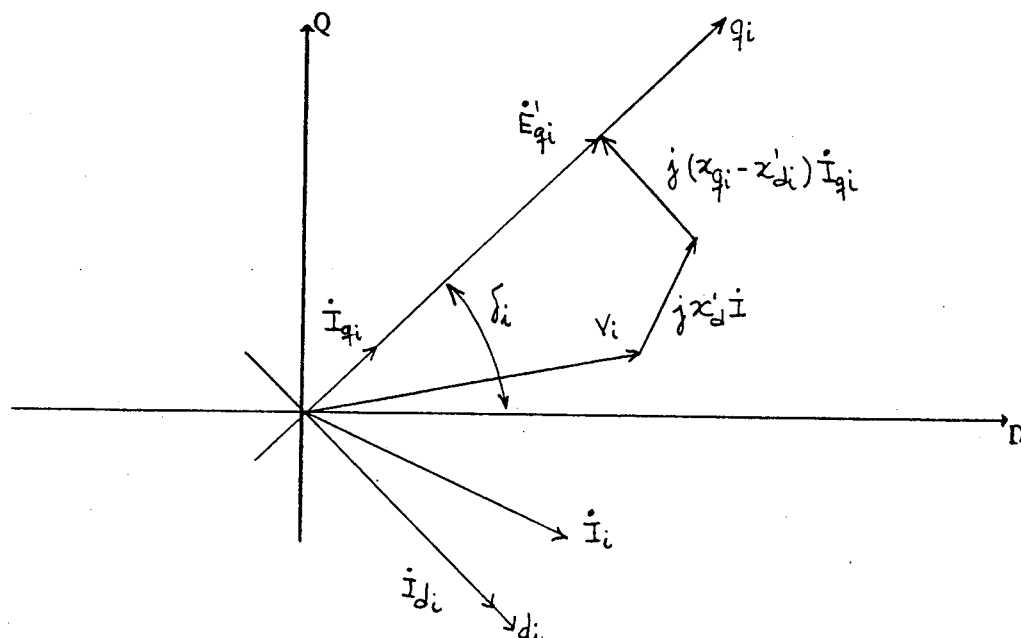


FIGURA 1.2 Diagrama fasorial de i -ésima máquina no sistema multimáquinas.

Para a rede, a matriz admitância de barras é definida como

$$\dot{Y}_N = \begin{bmatrix} \dot{Y}_{N11} & \dots & \dot{Y}_{N1n} \\ \vdots & & \vdots \\ \dot{Y}_{Nn1} & \dots & \dot{Y}_{Nnn} \end{bmatrix}, \quad (1.1)$$

onde

$$\dot{Y}_{Nik} = y_{Nik} e^{j\beta_{Nik}}$$

Do diagrama fasorial pode ser obtida a equação para a tensão terminal da máquina como:

$$\dot{V}_{ti} = E'_{qi} e^{j\delta_i} - j x'_{di} \dot{I}_i - (x_{qi} - x'_{di}) \dot{I}_{qi} \quad (1.2)$$

com $\dot{I}_{qi} = j I_{qi} e^{j(\delta_i - 90^\circ)}$.

Assim, para um sistema multimáquinas de n máquinas, a Eq.(1.2) pode ser escrita como:

$$[\dot{V}_t] = [e^{j\delta_i}][E'_q] - j[x'_d][\dot{I}] + [x_q - x'_d][e^{j(\delta_i - 90^\circ)}][I_q] \quad (1.3)$$

onde

$[e^{j\delta_i}]$, $[x'_d]$, $[x_q - x'_d]$ e $[e^{j(\delta_i - 90^\circ)}]$ são matrizes diagonais, e $[\dot{V}_t]$, $[E'_q]$, $[\dot{I}]$ e $[I_q]$ são vetores coluna.

como

$$[\dot{I}] = [\dot{Y}_N] [\dot{V}_t] \quad (1.4)$$

então, substituindo a Eq.(1.3) na Eq.(1.4) obtém-se:

$$[\dot{I}] = [\dot{Y}_N] \{ [e^{j\delta_i}][E'_q] - j[x'_d][\dot{I}] + [x_q - x'_d][e^{j(\delta_i - 90^\circ)}][I_q] \}. \quad (1.5)$$

Multiplicando a Eq.(1.5) pela inversa da matriz de admitancia de barras, e agrupando os termos relacionados a $[\dot{I}]$, obtém-se:

$$[\dot{I}] = [\dot{Y}][e^{j\delta}][E'_q] + [x_q - x'_d][e^{j(\delta-90^\circ)}][I_q] \quad (1.6)$$

onde

$$[\dot{Y}] = [[\dot{Y}_N]^{-1} + j [x'_d]]^{-1} = \begin{bmatrix} \dot{Y}_{11} & \dots & \dot{Y}_{1n} \\ \vdots & & \vdots \\ \dot{Y}_{n1} & \dots & \dot{Y}_{nn} \end{bmatrix}$$

e

$$\dot{Y}_{ik} = y_{ik} e^{j\beta_{ik}} \quad \forall i,k. \quad \text{com } j = \sqrt{-1}$$

Da Eq.(1.6) pode ser escrito para a i -ésima máquina que:

$$\dot{I}_i = \sum_{k=1}^n \dot{Y}_{ik} \{ e^{j\delta_k} E'_{qk} + (x_{qk} - x_{dk}) e^{j(\delta_k - 90^\circ)} I_{qk} \} \quad \forall i,k. \quad (1.7)$$

A Eq.(1.7) permite o cálculo de \dot{I}_i tendo como referência a rede, ou as coordenadas (D,Q). A expressão para \dot{I}_i referida as coordenadas da máquina, ou coordenadas (d,q) vem de :

$$\bar{\dot{I}}_i = \dot{I}_i e^{j(90^\circ - \delta_i)} \quad (1.8)$$

Assim, a Eq.(1.7) referida às coordenadas (d,q) é dada por:

$$\bar{\dot{I}}_i = \sum_{k=1}^n y_{ik} \left\{ e^{j(90^\circ + \beta_{ik} - \delta_{ik})} E'_{qk} + (x_{qk} - x'_{dk}) e^{j(\beta_{ik} - \delta_{ik})} \dot{I}_{qk} \right\} \quad (1.9)$$

Para as partes reais e imaginarias da Eq.(1.9) tem-se que:

$$I_{di} = \mathcal{X}_e(\bar{i}_i) = \sum_{k=1}^n y_{ik} \left\{ \cos(90^\circ + \beta_{ik} - \delta_{ik}) E'_{qk} + (x_{qk} - x'_{dk}) I_{qk} \cos(\beta_{ik} - \delta_{ik}) \right\} \quad (1.10)$$

$$I_{qi} = \mathcal{Y}_m(\bar{i}_i) = \sum_{k=1}^n y_{ik} \left\{ \sin(90^\circ + \beta_{ik} - \delta_{ik}) E'_{qk} + (x_{qk} - x'_{dk}) I_{qk} \sin(\beta_{ik} - \delta_{ik}) \right\} \quad (1.11)$$

Definindo:

$$S_{ik} = \sin(\beta_{ik} - \delta_{ik})$$

$$C_{ik} = \cos(\beta_{ik} - \delta_{ik}),$$

obtém-se para as Eqs.(1.10) e (1.11) as seguintes expressões

$$I_{di} = \sum_{k=1}^n y_{ik} (-S_{ik} E'_{qk} + (x_{qk} - x'_{dk}) I_{qk} C_{ik}) \quad (1.12)$$

$$I_{qi} = \sum_{k=1}^n y_{ik} (C_{ik} E'_{qk} + (x_{qk} - x'_{dk}) I_{qk} S_{ik}). \quad (1.13)$$

Linearizando as Eqs.(1.12) e (1.13) para um dado ponto de operação (I_{dio}, I_{qio}) , obtém-se, para pequenas variações, as relações:

$$\Delta I_{di} = \sum_{k=1}^n y_{ik} \left\{ -S_{iko} \Delta E'_{qk} + E'_{qko} C_{iko} \Delta \delta_{ik} + (x_{qk} - x'_{dk}) (I_{qko} S_{iko} \Delta \delta_{ik} + C_{ik} \Delta I_{qk}) \right\} \quad (1.14)$$

$$\Delta I_{qi} = \sum_{k=1}^n y_{ik} \left\{ C_{iko} \Delta E'_{qk} + E'_{qko} S_{iko} \Delta \delta_{ik} + (x_{qk} - x'_{dk}) (-I_{qko} C_{ik} \Delta \delta_{ik} + S_{qk} \Delta I_{qk}) \right\} \quad (1.15)$$

As Eqs.(1.14) e (1.15) podem ser re-escritas como:

$$\begin{aligned} \Delta I_{dik} = & \sum_{k=1}^n y_{ik} \left\{ E'_{qko} C_{iko} + (x_{qk} - x'_{dk}) S_{iko} I_{qko} \right\} \Delta \delta_{ik} + \\ & + \sum_{k=1}^n y_{ik} \left\{ -S_{iko} \right\} \Delta E'_{qk} + \sum_{k=1}^n y_{ik} (x_{qk} - x'_{dk}) C_{iko} \Delta I_{qk} \end{aligned} \quad (1.16)$$

$$\begin{aligned} \Delta I_{qk} = & \sum_{k=1}^n y_{ik} \left\{ E'_{qko} S_{iko} - (x_{qk} - x'_{dk}) C_{iko} I_{qko} \right\} \Delta \delta_{ik} + \\ & + \sum_{k=1}^n y_{ik} C_{iko} \Delta E'_{qk} + \sum_{k=1}^n y_{ik} (x_{qk} - x'_{dk}) S_{iko} \Delta I_{qk}. \end{aligned} \quad (1.17)$$

Se, na Eq.(1.15), a somatoria correspondente à variável ΔI_{qk} é particionada para $k=i$ e para $k \neq i$, obtém-se:

$$\begin{aligned} \Delta I_{qk} = & \sum_{k=1}^n y_{ik} \left\{ E'_{qko} S_{iko} - (x_{qk} - x'_{dk}) C_{iko} I_{qko} \right\} \Delta \delta_{ik} + \\ & + \sum_{k=1}^n y_{ik} C_{iko} \Delta E'_{qk} + y_{ii} (x_{qi} - x'_{di}) S_{iio} \Delta I_{qi} + \\ & + \sum_{k=1}^n y_{ik} (x_{qk} - x'_{dk}) S_{iko} \Delta I_{qk}. \end{aligned} \quad (1.18)$$

Definindo os seguintes termos:

$$P_{dik} = -y_{ik} \left\{ E'_{qko} C_{iko} + (x_{qk} - x'_{dk}) S_{iko} I_{qko} \right\} \quad \forall k \neq i \quad (1.19)$$

$$P_{qik} = -y_{ik} \left\{ E'_{qko} S_{iko} - (x_{qk} - x'_{dk}) C_{iko} I_{qko} \right\} \quad \forall k \neq i \quad (1.20)$$

$$P_{dii} = - \sum_{k \neq i}^n P_{dik} \quad (1.21)$$

$$P_{qii} = - \sum_{k=1}^n P_{qik} \quad (1.22)$$

$$Q_{dik} = - y_{ik} S_{iko} \quad \forall i, k \quad (1.23)$$

$$Q_{qik} = y_{ik} C_{iko} \quad \forall i, k \quad (1.24)$$

$$L_{qii} = 1 - y_{ii} (x_{qi} - x'_{di}) S_{iio} \quad (1.25)$$

$$L_{qik} = y_{ik} (x_{qk} - x'_{dk}) S_{iko} \quad \forall k \neq i \quad (1.26)$$

$$M_{dik} = y_{ik} (x_{qk} - x'_{dk}) C_{iko} \quad \forall k, i \quad (1.27)$$

é então possível re-escrever as Eqs.(1.16) e (1.17) na forma matricial como:

$$[\Delta I_d] = [P_d][\Delta \delta] + [Q_d][\Delta E'_q] + [M_d][\Delta I_q] \quad (1.28)$$

$$[\Delta I_q] = [L_q]^{-1} [P_q][\Delta \delta] + [L_q]^{-1} [Q_q][\Delta E'_q] \quad (1.29)$$

Definindo ainda:

$$[F_q] = [L_q]^{-1} [P_q] \quad (1.30)$$

$$[F_d] = [P_d] + [M_d][F_q] \quad (1.31)$$

$$[Y_d] = [Q_d] + [M_d][Y_q] \quad (1.32)$$

$$[Y_q] = [L_q]^{-1} [Q_q] \quad (1.33)$$

a Eq.(1.28) e a Eq.(1.29) podem ser escritas finalmente como:

$$[\Delta I_d] = [F_d][\Delta \delta] + [Y_d][\Delta E'_q] \quad (1.34)$$

$$[\Delta I_q] = [F_q][\Delta \delta] + [Y_q][\Delta E'_q] \quad (1.35)$$

Obtidas as expressões para os incrementos da corrente tanto no eixo 'd', quanto no eixo 'q' da máquina, como função das variáveis de interesse $\Delta \delta$ e $\Delta E'_q$, é possível determinar as expressões que permitirão a obtenção do modelo de Heffron e Phillips.

TORQUE ELÉTRICO

Para o sistema multimáquinas, a potência elétrica pode ser expressa em forma matricial como:

$$[P_e] = [I_q][V_q] + [I_d][V_d] \quad . \quad (1.36)$$

No ponto de operação (I_o, V_o) , $\Delta T_e = \Delta P_e$ na condição em que a velocidade síncrona é escolhida como velocidade base, então pode ser escrito que:

$$[T_e] = [I_q][V_q] + [I_d][V_d] \quad , \quad (1.37)$$

mas como:

$$[V_d] = [x_q][I_q] \quad (1.38)$$

$$e \quad [V_q] = [E'_q] - [x'_d][I_d] \quad , \quad (1.39)$$

obtem-se, substituindo as Eqs.(1.38) e (1.39) na Eq.(1.37):

$$[T_e] = [I_q][E'_q] - [I_q][x'_d][I_d] + [I_d][x_q][I_q] \quad , \quad (1.40)$$

onde $[I_d]$, $[I_q]$, $[x_q]$, $[x'_d]$ e $[E'_q]$ são matrizes diagonais.

A Eq.(1.40) pode ser escrita como:

$$[T_e] = [I_q][E'_q] + [I_q][x_q - x'_d][I_d]. \quad (1.41)$$

Linearizando a Eq.(1.41) no ponto de operação $(I_{qo}, E'_{qo}, I_{do})$ e

utilizando as definições dadas nas Eqs.(1.30),(1.31),(1.32) e (1.33) obtém-se finalmente:

$$\begin{aligned}
 [\Delta T_e] = & \{ [I_{qo}] [x_q - x'_d] [F_d] + [E'_{qo}] [F_q] + [I_{do}] [x_q - x'_{do}] [F_q] \} [\Delta \delta] + \\
 & + \{ [I_{qo}] + [I_{qo}] [x_q - x'_d] [Y_d] + [E'_{qo}] [Y_q] + \dots \\
 & + [I_{do}] [x_q - x'_d] [Y_q] \} [\Delta E'_q] .
 \end{aligned} \tag{1.42}$$

Definindo:

$$[K1] = [I_{qo}] [x_q - x'_d] [F_d] + \{ [E'_{qo}] + [I_{do}] [x_q - x'_d] \} [F_q] \tag{1.43}$$

e

$$[K2] = [I_{qo}] [x_q - x'_d] [Y_d] + \{ [E'_{qo}] + [I_{do}] [x_q - x'_d] \} [Y_q] + [I_{qo}], \tag{1.44}$$

a Eq.(1.42) pode ser escrita como:

$$[\Delta T_e] = [K1][\Delta \delta] + [K2][\Delta E'_q] \tag{1.45}$$

TENSÃO INTERNA DA MÁQUINA:

Para o sistema multimáquinas a tensão transitória no eixo 'q', ou tensão interna, pode ser expressa como:

$$[T'_{do}] [E'_q] = [E_{fd}] - [E'_q] - [x_d - x'_d] [I_d] \tag{1.46}$$

onde $[T'_{do}]$ e $[x_d - x'_d]$ são matrizes diagonais.

Escrevendo-se a Eq.(1.46) na forma incremental com respeito ao ponto de operação $(E'_{qo}, E_{fdo}, I_{do})$, obtém-se:

$$[T'_{do}][\Delta E'_q] = [\Delta E_{fd}] - [\Delta E'_q] - [x_d - x'_d][\Delta I_d] \quad (1.47)$$

Substituindo a Eq.(1.34) na Eq.(1.47)

$$[T'_{do}][\Delta E'_q] = -\{[1] + [x_d - x'_d][Y_d]\}[\Delta E'_q] + [\Delta E_{fd}] - [x_d - x'_d][F_d][\Delta \delta] \quad (1.48)$$

onde [1] é a matriz identidade.

Definindo:

$$[K3] = \left[[1] + [x_d - x'_d][Y_d] \right]^{-1} \quad (1.49)$$

$$[K4] = [x_d - x'_d][F_d] \quad (1.50)$$

e substituindo as Eqs.(1.49) e (1.50) na Eq.(1.48) obtém-se finalmente:

$$[\Delta E'_q] + [K3][T'_{do}][\Delta E'_q] = [K3] \left\{ [\Delta E_{fd}] - [K4][\Delta \delta] \right\} \quad (1.51)$$

TENSÃO TERMINAL

Para o sistema multimáquinas, as tensões terminais das máquinas podem ser escritas em forma matricial como:

$$[V_t]^2 = [V_d]^2 + [V_q]^2 \quad (1.52)$$

Linearizando a Eq.(1.52) em torno ao ponto de operação (V_{do}, V_{qo}) , substituindo as Eqs.(1.38) e (1.39) e definindo ainda:

$$[D_t] = [V_{to}]^{-1} [V_{do}] = \text{diag} \left\{ \text{sen } \gamma_{to} \right\} \quad (1.53)$$

$$[Q_i] = [V_{i0}]^{-1} [V_{q0}] = \text{diag}\{\cos \gamma_{i0}\} \quad (1.54)$$

onde

$$\gamma_{i0} = \text{tg}^{-1} (V_{di0} / V_{qi0}),$$

pode-se então escrever:

$$\begin{aligned} [\Delta V_i] = & [D_i][x_q] \left\{ [F_q][\Delta\delta] + [Y_q][\Delta E'_q] \right\} + \\ & + [Q_i][\Delta E'_q] - [Q_i][x'_d] \left\{ [F_d][\Delta\delta] + [Y_d][\Delta E'_q] \right\}. \end{aligned} \quad (1.55)$$

Definindo:

$$[K5] = [D_i][x_q][F_q] - [Q_i][x'_d][F_d] \quad (1.56)$$

e

$$[K6] = [D_i][x_q][Y_q] - [Q_i][x'_d][Y_d] + [Q_i], \quad (1.57)$$

a Eq.(1.55) pode ser escrita como:

$$[\Delta V_i] = [K5][\Delta\delta] + [K6][\Delta E'_q] \quad (1.58)$$

REGULADOR DE TENSÃO

Supondo um regulador de tensão de primeira ordem (Yu,1983; Martins e Lima,1989), a tensão de excitação para o sistema multimáquinas pode ser obtida como solução da equação:

$$[T_A]^{-1}[\Delta E_{fd}] + \overset{\circ}{[\Delta E_{fd}]} = [T_A]^{-1}[K_A][\Delta e_t] \quad (1.59)$$

onde

$$[\Delta e_t] = \{[\Delta V_{ref}] - [K5][\Delta\delta] - [K6][\Delta E'_q]\}$$

EQUAÇÃO DE OSCILAÇÃO

Para um sistema multimáquinas, pode ser escrita uma equação de oscilação em forma matricial como:

$$[2H][\Delta\dot{\omega}] = -[D][\Delta\omega] + [\Delta T'_a] \quad (1.60)$$

onde $[\Delta T'_a] = [\Delta T'_m] - [\Delta T'_e]$. (1.61)

Além disso,

$$[\Delta\dot{\delta}] = [\omega_o][\Delta\omega] . \quad (1.62)$$

Substituindo na Eq.(1.61) a Eq.(1.45) obtém-se

$$[\Delta T'_a] = [\Delta T'_m] - [K1][\Delta\delta] - [K2][\Delta E'_q] . \quad (1.63)$$

As equações que definem o modelo linear multimáquinas são, por conveniência, sumarizadas abaixo:

$$[\Delta T'_a] = [\Delta T'_m] - [K1][\Delta\delta] - [K2][\Delta E'_q] \quad (1.64)$$

$$[2H][\Delta\dot{\omega}] = -[D][\Delta\omega] + [\Delta T'_a] \quad (1.65)$$

$$[\Delta\dot{\delta}] = [\omega_o][\Delta\omega] \quad (1.66)$$

$$[\Delta E'_q] + [K3][T'_{do}][\Delta\dot{E}'_q] = [K3] \left\{ [\Delta E_{fd}] - [K4][\Delta\delta] \right\} \quad (1.67)$$

$$[T_A]^{-1}[\Delta E_{fd}] + [\Delta\dot{E}_{fd}] = [T_A]^{-1}[K_A] \left\{ [\Delta V_{ref}] - [K5][\Delta\delta] - [K6][\Delta E'_q] \right\} \quad (1.68)$$

onde $[\dot{}] = d/dt$ e $(\dot{})$ representa um fasor.

APÉNDICE II

DETERMINAÇÃO DA MATRIZ DE PESO Q ATRAVÉS DO MODELO HEFFRON - PHILLIPS

Um método para a determinação da matriz de ponderação de estados, Q , no índice de custo quadrático, baseia-se no máximo deslocamento possível de ser obtido para os autovalores dominantes do sistema utilizando do máximo esforço de controle possível (Moussa, Yu, 1972).

Embora a determinação da matriz Q seja realizada no mesmo processo de cálculo da estratégia de controle ótimo, ela presuppõe um ordenamento dos autovalores e a determinação da matriz Hamiltoniana. No procedimento são avaliados continuamente as partes reais dos autovalores para deslocar somente os mais dominantes.

Nesta Tese o procedimento para determinar a matriz Q é diferente, já que são utilizadas considerações de tipo prático baseadas no conhecimento e os requerimentos a serem satisfeitos pelo comportamento dinâmico do sistema (Fosha, Elgerd, 1970).

Face a uma perturbação os requerimentos que o sistema deve satisfazer serão os seguintes:

- 1.- As variações na energia cinética dos rotores das máquinas serão nulas.
- 2.- As variações no torque de amortecimento serão nulos.

- 3.- As variações no torque de sincronização serão nulos.
- 4.- As variações da tensão terminal devido a variações do angulo de torque serão nulos.
- 5.- As variações da tensão terminal devidas a variações de tensão interna da máquina serão nulas.

Os requerimentos anteriores podem ser expressos matematicamente como:

A.- Requerimento 1.

Para a energia cinética pode ser escrito que

$$W_c = \frac{1}{2} J \omega^2 \quad (2.0)$$

onde:

W_c Energia Cinética

J Momento de Inercia do rotor

ω velocidade angular do rotor

Por outra parte a energia cinética a potência nominal é dada como:

$$W_c^o = P_o H \quad (2.1)$$

onde

P_o Potência Elétrica nominal da máquina em MW

H Constante de inercia da máquina em s.

Da Eq.(2.0) tem-se que para pequenos desvios

$$\Delta W_c = J \omega_o \Delta \omega \quad (2.2)$$

Da Eq.(2.0) e para o ponto de operação tem-se que

$$W_c^p = \frac{1}{2} J \omega_o^2 \quad (2.3)$$

Assim

$$J \omega_o = \frac{2 W_c^p}{\omega_o} \quad (2.4)$$

logo, substituindo a Eq(2.4) na Eq.(2.2) vem em:

$$\Delta W_c = 2 W_c^p \frac{\Delta \omega}{\omega_o} \quad (2.5)$$

e substituindo a Eq.(2.1) na Eq.(2.5) obtem-se:

$$\Delta W_c = 2 P_o H \left(\frac{\Delta \omega}{\omega_o} \right) \quad (2.6)$$

mas como

$$\Delta \omega_{pu} = \left\{ \frac{\Delta \omega}{\omega_o} \right\}$$

então

$$\Delta W_c = 2 P_o H \Delta \omega_{pu} \quad (2.7)$$

Para o caso multimáquinas, a Eq.(2.7) pode ser generalizada, lembrando que, tanto P_o como H são matrizes diagonais, logo

$$[\Delta W_c] = [2P_o H] [\Delta \omega] \quad (2.8)$$

onde o subscrito 'pu' foi obviado por conveniência de notação.

Transpondo a Eq.(2.8) tem-se que:

$$[\Delta W_c]^T = [\Delta \omega]^T [2P_o H]^T \quad (2.9)$$

logo:

$$[\Delta W_c]^T [\Delta W_c] = [\Delta \omega]^T [2P_o H]^T [2P_o H] [\Delta \omega] \quad (2.10)$$

B.- Requerimento 2.-

Do modelo de Heffron - Phillips apresentado na figura 2.3, o torque de sincronização é dado como:

$$[\Delta T_s] = [K1] [\Delta \delta] \quad (2.11)$$

assim

$$[\Delta T_s]^T [\Delta T_s] = [\Delta \delta]^T [K1]^T [K1] [\Delta \delta] \quad (2.12)$$

C.- Requerimento 3.-

Do modelo de Heffron - Phillips apresentado na Figura 2.3, o torque de amortecimento é dado como:

$$[\Delta T_d] = [K2] [\Delta E'_q] \quad (2.13)$$

portanto

$$[\Delta T_d]^T [\Delta T_d] = [\Delta E'_q]^T [K2]^T [K2] [\Delta E'_q] \quad (2.14)$$

D.- Requerimento 4.-

Do modelo de Heffron - Phillips, a tensão terminal como função do ângulo de torque da máquina é dado como:

$$[\Delta V_t] = [K5] [\Delta \delta] \quad (2.15)$$

então

$$[\Delta V_t]^T [\Delta V_t] = [\Delta \delta]^T [K5]^T [K5] [\Delta \delta] \quad (2.16)$$

E.- Requerimento 5.-

Do modelo de Heffron-Phillips a tensão terminal como função da tensão interna da máquina, é dada como:

$$[\Delta V_t] = [K6] [\Delta E'_q] \quad (2.17)$$

então

$$[\Delta V_t]^T [\Delta V_t] = [\Delta E'_q]^T [K6]^T [K6] [\Delta E'_q] \quad (2.18)$$

A satisfação simultânea de todos os requerimentos impostos sobre a resposta a perturbações implica em:

$$x^T Q x = \sum_{i=1}^5 \text{Requerimentos } i. \quad (2.19)$$

onde x representa o vetor de estados, e Q é uma matriz definida como:

$$Q = \begin{bmatrix} [2P_o H]^T [2P_o H] & 0 & 0 & 0 \\ 0 & [K1]^T [K1] + [K5]^T [K5] & 0 & 0 \\ 0 & 0 & [K2]^T [K2] + [K6]^T [K6] & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Para que a matriz Q da Eq.(1.20) seja uma matriz aceitável no problema do RLQ, ela deve ser semidefinida positiva e simétrica. Para provar sua semidefinitividade positiva, basta utilizar do seguinte Lema (C.T.Chen,1984):

Seja $M \in \mathbb{R}^{n \times n}$, uma matriz simétrica. Seja $N \in \mathbb{R}^{n \times n}$ uma matriz singular.

Se $M = N^T N$, então M é semidefinida positiva.

Aplicando o Lema anterior e definindo convenientemente:

$$N = \begin{bmatrix} [2P_0 H] & & & & & \\ & [[K1]] & & 0 & & \\ & [[K5]] & & & & \\ & & & [[K2]] & & \\ 0 & & & [[K6]] & & \\ & & & & & 0 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

se cumpre que

$$Q = N^T N \quad (2.22)$$

Visto que N é uma matriz singular, segundo o Lema acima colocado Q é uma matriz semidefinida positiva.

APÊNDICE III

ESTRUTURA DA MATRIZ DE REALIMENTAÇÃO DESCENTRALIZADA DAS SAIDAS A PARTIR DA SUA FORMA GERAL.

Rescrevendo a Eq.(3.59) por conveniência,

$$K_{DS} = \begin{bmatrix} K_1 C_1^T (C_1 C_1^T)^{-1} C_1 \\ K_2 C_2^T (C_2 C_2^T)^{-1} C_2 \\ \vdots \\ K_m C_m^T (C_m C_m^T)^{-1} C_m \end{bmatrix} \quad (3.0)$$

No caso da realimentação da saída $\Delta\omega$, e para um vetor de estados composto de quatro variáveis de estado:

$$C_i = [0 \quad \dots \quad 0 \quad 1 \quad 0 \quad \dots \quad 0] \quad (3.1)$$

\uparrow \uparrow
 $\left[\begin{array}{l} \text{i-ésima linha da matriz de saídas } C \\ \text{coluna } (4i-3) \end{array} \right.$

Claramente

$$(C_i C_i^T)^{-1} = 1$$

e

$$C_i^T (C_i C_i^T)^{-1} C_i = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \\ 0 & \dots & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & & & & \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \begin{array}{l} \text{col } (4i-3) \\ \text{linha } (4i-3) \end{array}$$

No caso de m subsistemas, e quatro variáveis de estado por

cada um, a solução do controle ótimo global é dada como:

$$K^* = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} & k_{14} & \dots & k_{1l} & k_{1(l+1)} & k_{1(l+2)} & k_{1(l+3)} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} & k_{24} & \dots & k_{2l} & k_{2(l+1)} & k_{2(l+2)} & k_{2(l+3)} \\ k_{m1} & k_{m2} & k_{m3} & k_{m4} & \dots & k_{ml} & k_{m(l+1)} & k_{m(l+2)} & k_{m(l+3)} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

então

$$K_i C_i^T (C_i C_i^T)^{-1} C_i = [0 \ 0 \ \dots \ k_{il} \ \dots \ 0 \ 0] \quad (3.3)$$

onde $l = (4i-3)$. Para $i \in \{1, 2, 3, \dots, m\}$ obtem-se a matriz

$$K_{DS} = \left[\begin{array}{cccc|cccc|c} k_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & & & & k_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & & & & \vdots & & & & \vdots \\ 0 & & & & 0 & & & k_{ml} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \right] \quad (3.4)$$

ou

$$K_{DS} = \text{bloco diag} \{ K_{DSii} \} \quad \forall i=1, \dots, m \quad (3.5)$$

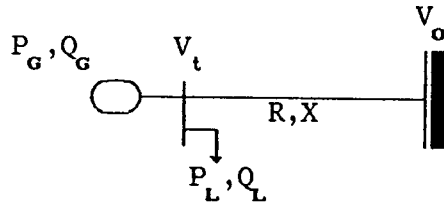
e onde $K_{DSii} = [k_{il} \ 0 \ 0 \ 0]$

A Eq.(3.5) mostra que a expressão para a Eq.(3.0) é uma relação geral que satisfaz tanto o caso de se ter um sistema composto de subsistemas cujas saídas dependem somente das variáveis de estado locais, como aquele mais geral onde a saída do subsistema depende não só das variáveis de estado locais sino que também das variáveis de estado do resto do sistema.

APÊNDICE IV

SISTEMAS-TESTES E OS SEUS DADOS

1.- Sistema Máquina- Barra Infinita (Yu,1984)



Dados da Máquina

x_d	x_q	x'_d	H	T'_{do}	K_A	T_A
0.973	0.55	0.190	4.63	7.76	50.0	0.05

Dados da Rede $R = -0.034$ $X = 0.992$

Dados da Carga Local $P_L = 0.2745$ $Q_L = 0.288$

Dados na Barra Infinita $V_o = 1.02$ $\delta_o = 0.0^\circ$

Resultado do Fluxo

$P_{go} = 0.7255$ $Q_{go} = 0.3459$

$V_{to} = 1.05$ $\vartheta_o = 42.9411^\circ$

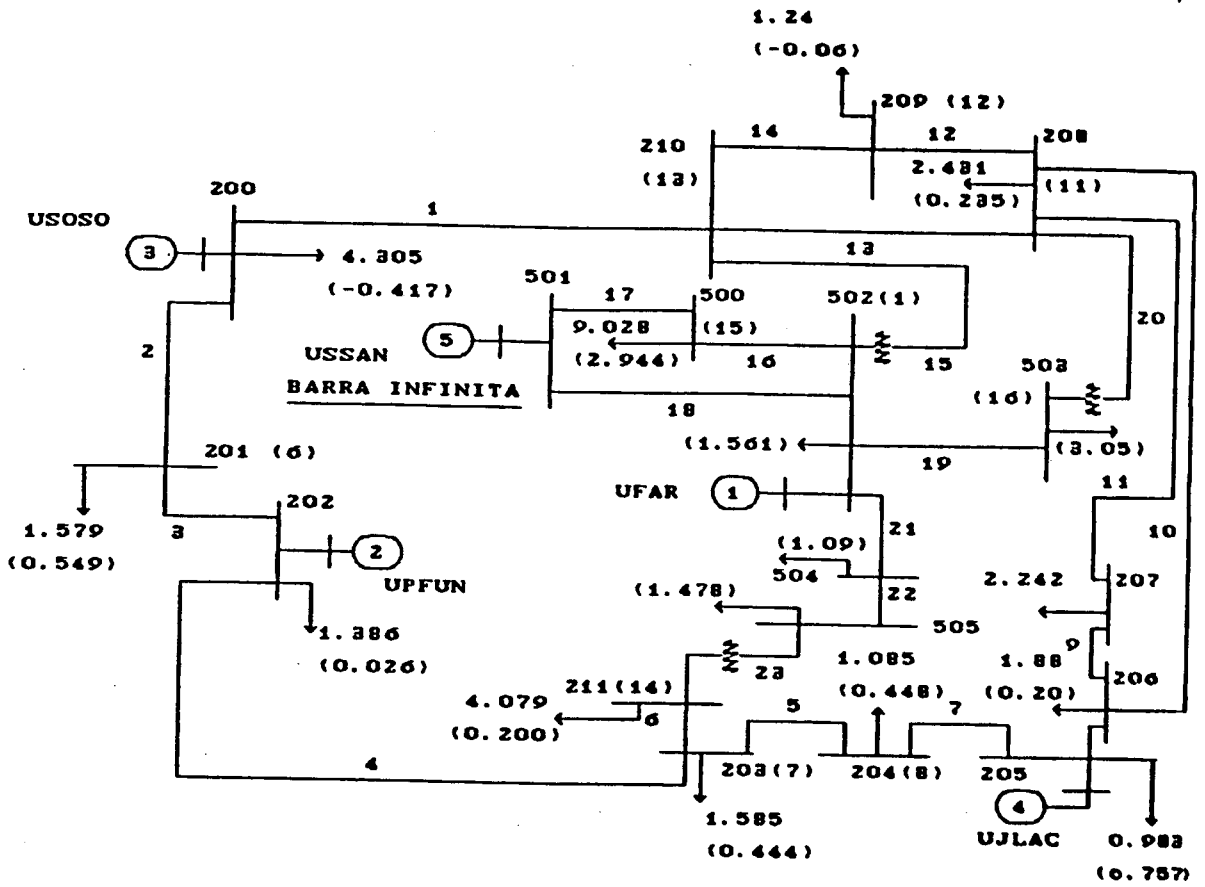
$E'_q = 1.2885$ $\delta_o = 60.0946^\circ$

Modelo de Heffron Phillips

$K1 = 0.544$ $K2 = 1.207$ $K3 = 0.658$ $K4 = 0.699$ $K5 = -0.096$ $K6 = 0.816$

Frequência do modo eletromecânico $\omega_n = 4.7081$

3.- SISTEMA DE QUATRO MÁQUINAS-BARRA INFINITA (Equivalente Sul Brasileiro)



Dados das Máquinas

DADOS DE MÁQUINAS EM BASE COMUM-----X								
MAQUINA	XD	XQ	XLD	H	D	TLDO	KE	TE
1	0.0548	0.0410	0.0180	74.4000	0.0000	7.9200	30.0000	0.0500
2	0.3385	0.2390	0.0985	11.3000	0.0000	4.9100	30.0000	0.0500
3	0.1098	0.0549	0.0304	39.4800	0.0000	8.8100	30.0000	0.0500
4	0.4947	0.4947	0.0671	14.5200	0.0000	4.5900	30.0000	0.0500
5	0.0010	0.0010	0.000099999.9999		0.0000	999.9999	0.0010	99.9999

Dados da Rede

LINHA	INICIO	TERMINO	ZSERIE		YSHUNT		TAP TRAFO
1	13	3	0.0153	0.0583	0.0000	0.5400	1.0000
2	3	6	0.0158	0.0810	0.0000	0.5568	1.0000
3	6	2	0.0086	0.0427	0.0000	0.2868	1.0000
4	2	7	0.0231	0.1189	0.0000	0.8160	1.0000
5	7	8	0.0386	0.1987	0.0000	0.3400	1.0000
6	7	14	0.0079	0.0412	0.0000	0.2750	1.0000
7	8	4	0.0048	0.0501	0.0000	0.1680	1.0000
8	4	9	0.0162	0.0825	0.0000	0.5738	1.0000
9	9	10	0.0077	0.0426	0.0000	0.2500	1.0000
10	9	11	0.0065	0.0823	0.0000	0.3704	1.0000
11	10	11	0.0081	0.0466	0.0000	0.3224	1.0000
12	11	12	0.0204	0.1046	0.0000	0.1808	1.0000
13	11	13	0.0468	0.2395	0.0000	0.4138	1.0000
14	12	13	0.0353	0.1809	0.0000	0.3125	1.0000
15	13	1	0.0000	0.0125	0.0000	0.0000	1.0000
16	1	15	0.0016	0.0201	0.0000	2.4580	1.0000
17	15	5	0.0015	0.0194	0.0000	2.3700	1.0000
18	5	1	0.0011	0.0133	0.0000	1.6300	1.0000
19	1	16	0.0011	0.0143	0.0000	6.9700	1.0000
20	16	11	0.0000	0.0062	0.0000	0.0000	1.0000
21	1	17	0.0016	0.0205	0.0000	2.5000	1.0000
22	17	18	0.0025	0.0309	0.0000	3.7770	1.0000
23	18	14	0.0000	0.0062	0.0000	0.0000	1.0000

Dados da Barra Infinita

$$V_{t_0} = 1.00$$

$$\delta_0 = 0.0^\circ$$

Dados das Cargas

No diagrama Unifilar do Sistema.

Resultado do Fluxo

BARRA	NOME	MODULO	ARG(GRA)	X-POT.LIQ. ATIVA	BARRA-X REATIVA
1	UFARE	0.95000	-2.81245	10.00000	-10.04224
2	UPFUN	0.95000	-11.68236	0.41400	0.14468
3	USOSO	0.96000	3.50739	4.09500	-0.58372
4	UJLAC	0.95000	-17.13023	1.41700	0.00959
5	USSAN	1.00000	0.00000	9.79591	3.69103
6	B-201	0.93008	-9.21982	-1.57900	-0.54900
7	B-203	0.92975	-20.77591	-1.58500	-0.44400
8	B-204	0.93028	-20.62306	-1.08500	-0.44800
9	B-206	0.94127	-18.74315	-1.88000	-0.20000
10	B-207	0.93484	-18.32962	-2.24200	0.00000
11	B-208	0.94260	-10.93612	-2.43100	-0.23500
12	B-209	0.94239	-13.43197	-1.24000	0.06000
13	B-210	0.95311	-2.69983	0.00000	0.00000
14	B-211	0.93283	-19.59747	-4.07900	-0.20000
15	B-500	0.95582	-6.79812	-9.02800	-2.94400
16	B-503	0.94081	-8.47173	0.00000	-3.05000
17	B-504	0.95913	-8.81516	0.00000	-1.09000
18	B-505	0.93379	-17.75802	0.00000	-1.47800

Modelo de Heffron e Phillips

MATRIZ (OU ELEMENTO) K1 DO SISTEMA --

19.047	-0.329	-1.507	-0.433
-0.362	3.336	-1.311	-0.152
-1.294	-0.961	7.967	-0.141
-0.731	-0.246	-0.447	4.291

MATRIZ (OU ELEMENTO) K2 DO SISTEMA --

26.481	0.180	-0.649	0.066
-0.164	3.699	-0.503	0.032
-0.290	0.901	13.739	0.250
-0.646	0.027	-0.155	5.762

MATRIZ (OU ELEMENTO) K3 DO SISTEMA ---

0.421	-53.441	-8.827	-22.287
-4.522	0.424	-1.780	-10.046
-3.985	-7.502	0.512	-35.327
-1.508	-8.831	-5.182	0.262

MATRIZ (OU ELEMENTO) K4 DO SISTEMA ---

0.893	-0.022	-0.054	-0.043
-0.087	0.548	-0.132	-0.073
-0.108	-0.104	0.577	-0.030
-0.350	-0.124	-0.157	1.800

MATRIZ (OU ELEMENTO) K5 DO SISTEMA ---

0.030	0.004	-0.014	0.015
0.007	0.051	-0.058	0.020
0.011	0.018	-0.031	0.009
-0.010	-0.001	-0.026	0.148

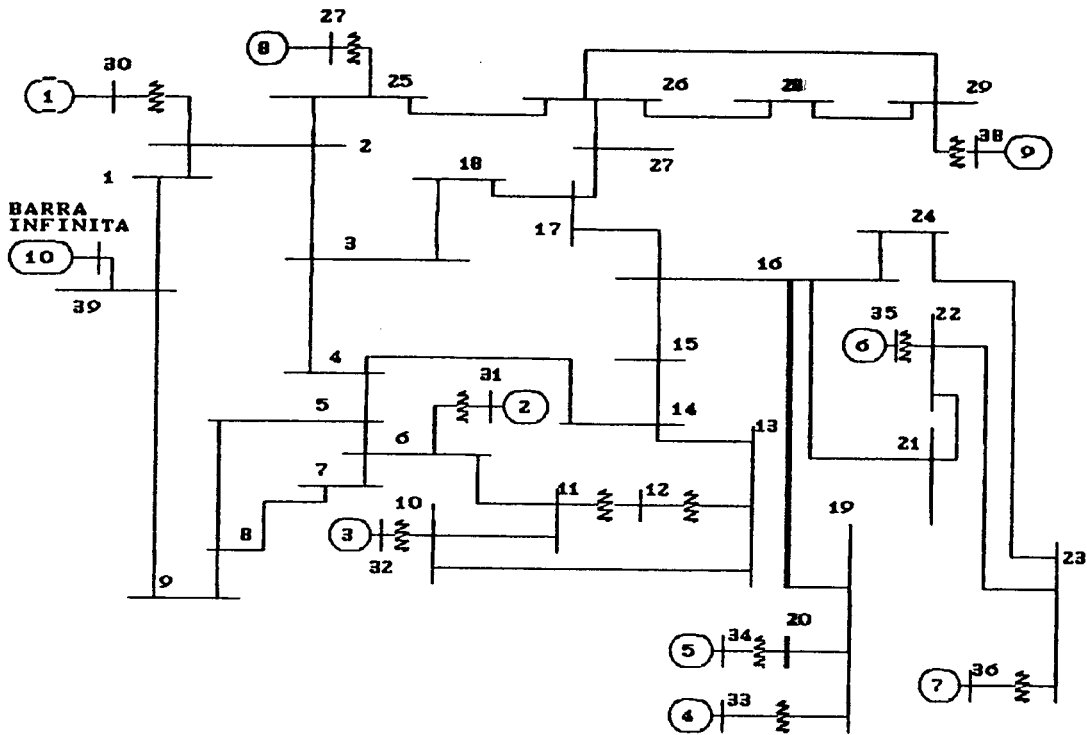
MATRIZ (OU ELEMENTO) K6 DO SISTEMA ----

0.293	0.019	0.056	0.033
0.087	0.468	0.213	0.049
0.094	0.076	0.639	0.018
0.117	0.045	0.040	0.551

Frequências dos modos eletromecânicos

MAQUINA	ω_n (rad/s)
UFARE	6.9467
UPFUN	7.4596
USOSO	6.1674
UJLAC	7.4640

4.- SISTEMA DE NOVE MÁQUINAS-BARRA INFINITA (New England, EPRI, 1978)



Dados das Máquinas

DADOS DE MÁQUINAS EM BASE COMUM-----X								
MAQUINA	XD	XQ	X1D	H	D	TLDO	KE	TE
1	0.1000	0.0690	0.0310	42.0000	4.0000	10.2000	5.0000	0.0600
2	0.2950	0.2820	1.0697	30.3000	9.7500	6.5600	6.2000	0.0500
3	0.2495	0.2370	0.0531	35.8000	10.0000	5.7000	5.0000	0.0600
4	0.2620	0.2580	0.0436	28.6000	10.0000	5.6900	5.0000	0.0600
5	0.6700	0.6200	0.1320	26.0000	3.0000	5.4000	40.0000	0.0200
6	0.2540	0.2410	0.0500	34.8000	10.0000	7.3000	5.0000	0.0200
7	0.2950	0.2920	0.0490	26.4000	8.0000	5.6600	40.0000	0.0200
8	0.2900	0.2800	0.0570	24.3000	9.0000	6.7000	5.0000	0.0200
9	0.2106	0.2050	0.0570	34.5000	14.0000	4.7900	40.0000	0.0200
10	0.0000	0.0000	0.0001	9999.9999	0.0000	7.0000	0.0010	999.9999

Dados da Rede

LINHA	INICIO	TERMINO	ZSERIE		YSHUNT	TAP TRAFD	
1	30	31	0.0035	0.0411	0.0000	0.6987	1.0000
2	30	40	0.0010	0.0250	0.0000	0.7500	1.0000
3	31	32	0.0013	0.0151	0.0000	0.2572	1.0000
4	31	25	0.0070	0.0086	0.0000	0.1460	1.0000
5	31	1	0.0000	0.0181	0.0000	0.0000	1.0250
6	32	33	0.0013	0.0213	0.0000	0.2214	1.0000
7	32	18	0.0011	0.0133	0.0000	0.2138	1.0000
8	33	34	0.0008	0.0128	0.0000	0.1342	1.0000
9	33	14	0.0008	0.0129	0.0000	0.1382	1.0000
10	34	35	0.0002	0.0026	0.0000	0.0434	1.0000
11	34	37	0.0008	0.0112	0.0000	0.1476	1.0000
12	35	36	0.0006	0.0092	0.0000	0.1130	1.0000
13	35	11	0.0007	0.0081	0.0000	0.1389	1.0000
14	35	2	0.0000	0.0250	0.0000	0.0000	1.0700
15	36	37	0.0004	0.0046	0.0000	0.0780	1.0000
16	37	38	0.0023	0.0363	0.0000	0.3804	1.0000
17	38	40	0.0010	0.0250	0.0000	1.2000	1.0000
18	39	11	0.0004	0.0043	0.0000	0.0729	1.0000
19	39	13	0.0004	0.0043	0.0000	0.0729	1.0000
20	39	3	0.0000	0.0200	0.0000	0.0000	1.0700
21	12	11	0.0016	0.0435	0.0000	0.0000	1.0060
22	12	13	0.0016	0.0435	0.0000	0.0000	1.0060
23	13	14	0.0009	0.0101	0.0000	0.1723	1.0000
24	14	15	0.0018	0.0217	0.0000	0.3660	1.0000
25	15	16	0.0009	0.0093	0.0000	0.1710	1.0000
26	16	17	0.0007	0.0088	0.0000	0.1342	1.0000
27	16	19	0.0016	0.0195	0.0000	0.3040	1.0000
28	16	21	0.0008	0.0135	0.0000	0.2548	1.0000
29	16	24	0.0003	0.0059	0.0000	0.0680	1.0000
30	17	18	0.0007	0.0081	0.0000	0.1319	1.0000
31	17	27	0.0013	0.0173	0.0000	0.3216	1.0000
32	19	4	0.0007	0.0142	0.0000	0.0000	1.0700
33	19	20	0.0007	0.0138	0.0000	0.0000	1.0600
34	20	5	0.0009	0.0180	0.0000	0.0000	1.0090
35	21	22	0.0008	0.0140	0.0000	0.2565	1.0000
36	22	23	0.0006	0.0092	0.0000	0.1846	1.0000
37	22	6	0.0000	0.0143	0.0000	0.0000	1.0250
38	23	24	0.0022	0.0350	0.0000	0.3610	1.0000
39	23	7	0.0005	0.0272	0.0000	0.0000	1.0000
40	25	26	0.0032	0.0323	0.0000	0.5130	1.0000
41	25	8	0.0006	0.0232	0.0000	0.0000	1.0250
42	26	27	0.0014	0.0147	0.0000	0.2396	1.0000
43	26	28	0.0043	0.0474	0.0000	0.7802	1.0000
44	26	29	0.0057	0.0625	0.0000	1.0290	1.0000
45	28	29	0.0014	0.0151	0.0000	0.2490	1.0000
46	29	9	0.0008	0.0156	0.0000	0.0000	1.0250
47	10	40	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	1.0000

Dados das Cargas Locais

BARRA	P (pu)	Q (pu)
31	0.092	0.046
12	0.085	0.880
15	3.200	1.530
16	3.294	0.323
18	1.580	0.300
20	6.800	1.030
21	2.740	1.150
23	2.475	0.846
24	3.086	-0.922
25	2.240	0.472
26	1.390	0.170
27	2.810	0.755
28	2.060	0.276
29	2.835	0.269
32	3.220	0.024
33	5.000	1.840
36	2.338	0.840
37	5.220	1.760
40	11.040	2.500

Dados da Barra Infinita

$$V_{to} = 1.03 \text{ p.u.} \quad \phi = -11.11^\circ$$

Resultado do Fluxo

BARRA	NOME	MODULO	ARG(GRA)	X-POT.LIQ. BARRA-X	
				ATIVA	REATIVA
1	BARR30	1.04800	-4.61818	2.50000	1.46226
2	BARR31	0.98200	-0.03982	5.62930	2.01996
3	BARR32	0.98300	1.57491	6.50010	2.05231
4	BARR33	0.99700	2.02681	6.32000	1.08571
5	BARR34	1.01200	0.58907	5.08000	1.66490
6	BARR35	1.04900	3.99468	6.50000	2.09693
7	BARR36	1.06400	6.68727	5.60000	1.01770
8	BARR37	1.02800	1.10655	5.40000	0.00391
9	BARR38	1.02700	6.38624	8.30000	0.23023
10	B39FOL	1.03000	-11.11000	10.01010	0.87110
11	BARR11	1.01258	-7.23148	0.00000	0.00000
12	BARR12	1.00005	-7.24586	-0.08500	-0.88000
13	BARR13	1.01425	-7.13011	0.00000	0.00000
14	BARR14	1.01184	-8.79530	0.00000	0.00000
15	BARR15	1.01594	-9.21032	-3.20000	-1.53000
16	BARR16	1.03226	-7.81788	-3.29400	-0.32300
17	BARR17	1.03404	-8.80801	0.00000	0.00000
18	BARR18	1.03144	-9.64198	-1.58000	-0.30000
19	BARR19	1.04985	-3.19233	0.00000	0.00000
20	BARR20	0.99074	-4.60408	-6.80000	-1.03000
21	BARR21	1.03204	-5.41408	-2.74000	-1.15000
22	BARR22	1.04986	-0.96819	0.00000	0.00000
23	BARR23	1.04514	-1.15912	-2.47500	-0.84600
24	BARR24	1.03776	-7.69771	-3.08600	0.92200
25	BARR25	1.05778	-5.67527	-2.24000	-0.47200
26	BARR26	1.05243	-6.93590	-1.39000	-0.17000
27	BARR27	1.03814	-8.94824	-2.81000	-0.75500
28	BARR28	1.05058	-3.42710	-2.06000	-0.27600
29	BARR29	1.05042	-0.67038	-2.83500	-0.26900
30	BARR30	1.04767	-9.58104	0.00000	0.00000
31	BARR31	1.04925	-7.03562	0.00000	0.00000
32	BARR32	1.03062	-9.88330	-3.22000	-0.02400
33	BARR33	1.00394	-10.68075	-5.00000	-1.84000
34	BARR34	1.00514	-9.49196	0.00000	0.00000
35	BARR35	1.00745	-8.79481	0.00000	0.00000
36	BARR36	0.99682	-10.99063	-2.33800	-0.84000
37	BARR37	0.99585	-11.49374	-5.22000	-1.76000
38	BARR38	1.02815	-11.30801	0.00000	0.00000
39	BARR39	1.01702	-6.42313	0.00000	0.00000
40	BARR40	1.03000	-11.11054	-11.04000	-2.50000

Modelo de Heffron e Phillips

MATRIZ (OU ELEMENTO) K1 DO SISTEMA -----X

11.007	-0.624	-0.770	-0.727	-0.489	-0.762	-0.681	-1.714	-1.257
-0.495	6.960	-1.360	-0.471	-0.353	-0.513	-0.460	-0.376	-0.502
-0.633	-1.383	8.204	-0.655	-0.474	-0.705	-0.631	-0.480	-0.647
-0.673	-0.576	-0.767	9.701	-2.136	-1.415	-1.264	-0.546	-0.929
-0.255	-0.255	-0.338	-1.602	4.788	-0.635	-0.571	-0.220	-0.459
-0.625	-0.541	-0.720	-1.263	-0.860	9.257	-2.574	-0.510	-0.880
-0.553	-0.481	-0.640	-1.122	-0.768	-2.574	8.509	-0.452	-0.786
-1.730	-0.445	-0.551	-0.548	-0.390	-0.586	-0.525	8.659	-1.298
-0.891	-0.369	-0.463	-0.527	-0.463	-0.610	-0.549	-0.847	5.986

MATRIZ (OU ELEMENTO) K2 DO SISTEMA -----X

4.688	-0.092	-0.171	-0.138	-0.032	-0.044	-0.172	-1.407	-0.596
0.809	7.742	-0.422	0.071	0.037	0.131	0.003	-0.072	-0.006
0.968	-0.380	9.578	0.026	0.026	0.109	-0.047	-0.112	-0.034
1.145	0.097	0.042	12.099	-0.753	-0.096	-0.329	-0.077	-0.083
0.846	0.191	0.218	-0.196	5.522	0.317	0.119	0.115	0.127
1.130	0.116	0.072	-0.194	-0.039	10.507	-1.390	-0.048	-0.052
1.027	0.112	0.077	-0.149	-0.026	-0.993	9.837	-0.033	-0.035
0.808	-0.004	-0.044	-0.009	0.010	0.061	-0.062	10.216	-0.441
1.768	0.262	0.299	0.380	0.150	0.445	0.218	0.079	10.587

MATRIZ (OU ELEMENTO) K3 DO SISTEMA -----X

0.499	-17.071	-13.425	-12.432	-34.963	-12.926	-16.772	-7.210	-11.579
-35.790	0.328	-3.017	-9.824	-29.364	-11.520	-11.873	-11.113	-14.144
-39.780	-3.559	0.318	-7.808	-23.318	-9.141	-9.449	-9.784	-12.066
21.189	-13.912	-8.520	0.269	-2.746	-3.993	-4.109	-8.945	-8.133
9.660	-24.577	-13.534	-1.186	0.249	-5.902	-5.568	-12.858	-11.699
-122.559	-13.112	-8.410	-3.576	-10.553	0.300	-1.652	-9.290	-8.445
20.297	-16.391	-9.948	-3.929	-11.775	-1.513	0.291	-10.349	-9.411
-4.329	-15.349	-10.854	-9.931	-30.481	-12.301	-11.502	0.299	-4.039
27.611	-56.589	-33.151	-19.234	-62.163	-26.628	-20.669	-7.179	0.447

MATRIZ (OU ELEMENTO) K4 DO SISTEMA -----X

0.199	-0.009	-0.012	-0.021	0.003	-0.013	-0.011	-0.013	0.023
-0.127	1.584	-0.255	-0.114	-0.058	-0.110	-0.097	-0.086	-0.084
-0.146	-0.236	1.688	-0.142	-0.072	-0.137	-0.121	-0.100	-0.101
-0.181	-0.132	-0.177	2.227	-0.391	-0.319	-0.282	-0.139	-0.182
-0.161	-0.123	-0.164	-0.814	2.492	-0.298	-0.264	-0.125	-0.178
-0.148	-0.104	-0.139	-0.264	-0.125	1.846	-0.463	-0.112	-0.137
-0.161	-0.118	-0.158	-0.294	-0.152	-0.604	2.149	-0.123	-0.164
-0.426	-0.106	-0.133	-0.148	-0.083	-0.147	-0.131	2.146	-0.276
-0.172	-0.066	-0.084	-0.111	-0.068	-0.113	-0.101	-0.171	1.184

MATRIZ (OU ELEMENTO) K5 DO SISTEMA -----X

0.003	-0.001	-0.001	0.003	-0.006	-0.001	-0.001	-0.007	-0.021
0.010	-0.052	-0.013	0.006	-0.007	0.001	0.000	0.003	-0.009
0.010	-0.014	-0.038	0.006	-0.008	-0.000	-0.001	0.003	-0.010
0.009	-0.002	-0.002	0.025	-0.047	-0.006	-0.006	0.004	-0.015
0.014	0.002	0.003	0.026	-0.097	0.003	0.002	0.008	-0.009
0.010	-0.001	-0.001	0.006	-0.018	-0.009	-0.018	0.005	-0.015
0.008	-0.002	-0.002	0.003	-0.018	-0.022	0.008	0.004	-0.015
-0.005	-0.003	-0.003	0.005	-0.008	-0.000	-0.001	0.016	-0.026
0.018	0.005	0.006	0.016	-0.003	0.010	0.008	0.021	-0.135

MATRIZ (OU ELEMENTO) K6 DO SISTEMA -----X

0.555	0.026	0.032	0.035	0.013	0.035	0.026	0.051	0.034
0.084	0.286	0.103	0.050	0.018	0.049	0.036	0.032	0.030
0.088	0.085	0.327	0.055	0.020	0.054	0.040	0.033	0.031
0.093	0.039	0.053	0.375	0.078	0.095	0.069	0.039	0.043
0.086	0.039	0.053	0.232	0.201	0.096	0.072	0.040	0.044
0.092	0.040	0.053	0.096	0.035	0.370	0.132	0.039	0.043
0.090	0.038	0.051	0.092	0.033	0.173	0.391	0.037	0.041
0.221	0.033	0.041	0.050	0.018	0.049	0.036	0.302	0.069
0.134	0.033	0.043	0.062	0.022	0.060	0.046	0.084	0.413

Frequências dos Modos Eletromecânicos

Máquina	ω (rad/s)
1	7.0286
2	6.5801
3	6.5724
4	7.9962
5	5.8918
6	7.0809
7	7.7944
8	8.1957
9	5.7189

APÊNDICE V

COMENTÁRIOS SOBRE O PROGRAMA COMPUTACIONAL DESENVOLVIDO

O programa em linguagem FORTRAN 77 desenvolvido durante o trabalho de pesquisa apresenta, desde o ponto de vista do usuário, uma característica de flexibilidade em relação as opções a ele incorporadas. Assim de posse do sistema a ser analisado, (dados de máquinas, linhas e cargas), as opções são:

1.0 .-Rodar Fluxo de Potência (Técnica NRDR) que como subproduto entrega as tensões internas (E'_{qi}), e os ângulos referidos as barras internas (δ_i).

2.0.-Calcular o Modelo de Heffron-Phillips que como subproduto entrega as frequências naturais dos laços eletromecânicos, calculadas a partir do coeficiente de sincronização e da constante de inercia de cada máquina.

3.0.-Calcular as Matrizes A,B, e C do modelo de estado e gerar a matriz Q de ponderação dos estados no índice de desempenho segundo o apresentado no Apêndice I.

4.0.-Projetar os Estabilizadores de Sistema de Potência de ordem 1,2 ou 3 entregando os valores de ganho e constantes de tempo de avanço de fase.

5.0.-Simular no tempo para uma perturbação no ângulo de torque. Utiliza-se do método de Runge-Kutta de quarta ordem de passo fixo.

Para o cálculo do ganho de realimentação no controle ótimo com e sem restrições se faz uso da subrotina RICATI que soluciona a Eq. de Riccati utilizando da função sinal de uma matriz (Barraud,1979). O algoritmo faz uso das subrotinas do IMSL com precisão dupla.

Os autovalores são calculados utilizando para tal fim de uma subrotina baseada no pacote EISPACK.

O programa apresenta a seguinte estrutura:

A.-Um programa principal onde são definidas as diversas possibilidades de calculo que o usuario deseja , destacándose entre elas:

FPOTEN (fluxo de potência)

AUTOVAL (autovalores)

DESAIDA (Descentralização das saidas)

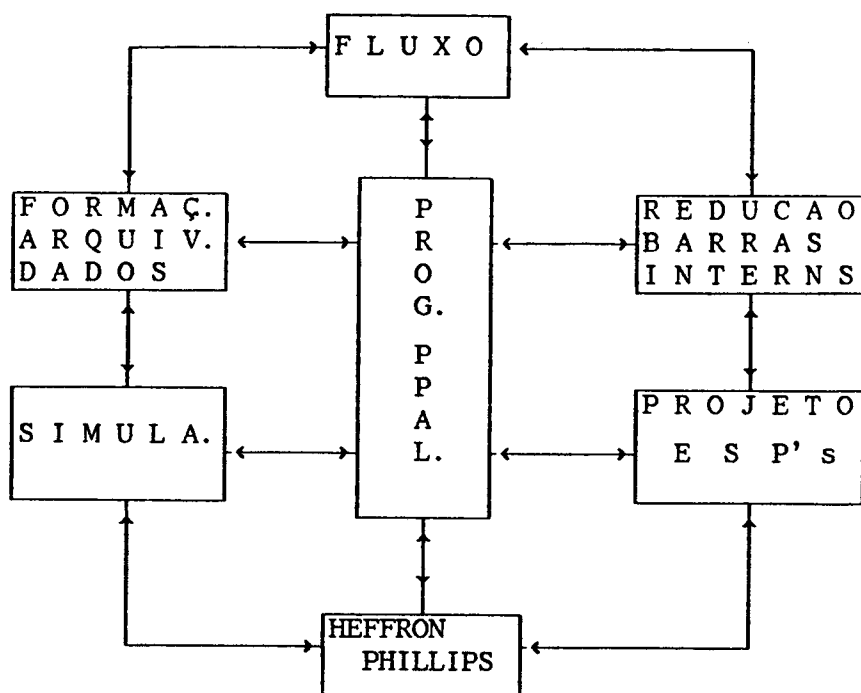
RESAIDA (Realimentação das saidas)

RKUTTA (Runge Kutta)

KHPG (Constantes do Modelo Heffron-Phillips).

B.-Um conjunto de subrotinas para desenvolvimento de tarefas específicas.

Um diagrama que entrega uma visão geral do programa se mostra a seguir.



Em particular e para o bloco relativo a projeto dos estabilizadores a estrutura do programa é como se mostra a seguir:

