

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

**MÉTODOS DE CONTROLE ADAPTATIVO AUTO-
AJUSTÁVEL APLICADOS À SÍNTESE DE
ESTABILIZADORES DE SISTEMAS DE POTÊNCIA**

**TESE SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA
CATARINA COMO PARTE DOS REQUISITOS PARA A
OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**



JOSÉ AUGUSTO LIMA BARREIROS

FLORIANÓPOLIS, 12 DE DEZEMBRO DE 1995



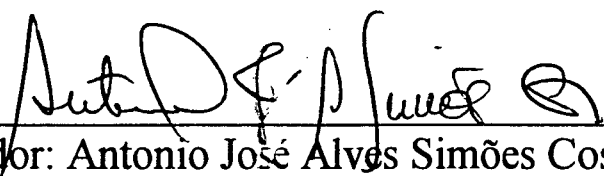
O. 298. 475-2


UFSC-BU

**MÉTODOS DE CONTROLE ADAPTATIVO AUTO-
AJUSTÁVEL APLICADOS À SÍNTESE DE
ESTABILIZADORES DE SISTEMAS DE POTÊNCIA**


JOSÉ AUGUSTO LIMA BARREIROS

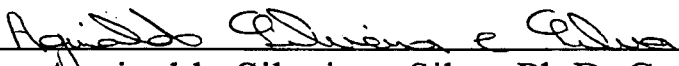
Esta Tese foi julgada adequada para a obtenção do título de **Doutor
em Engenharia Elétrica** e aprovada em sua forma final pelo
Programa de Pós-Graduação

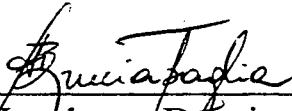

Orientador: Antonio José Alves Simões Costa, Ph.D.

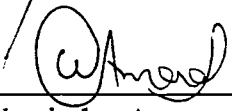

Enio Valmor Kassick, Dr. - Coordenador de Pós-Graduação

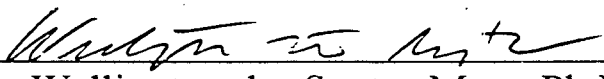
Banca Examinadora


Antonio José Simões Costa, Ph.D. - Orientador


Aguinaldo Silveira e Silva, Ph.D. Co-orientador


Augusto Humberto Bruciapaglia, Dr.


Wagner Caradori do Amaral, Dr.


Wellington dos Santos Mota, Ph.D.

Dedicatória

*A Luiz e Lourdes pela criação e
educação a mim proporcionada.*

*A Márcia, Carolina, Guto e Fábio
pela paciência e privações suportadas.*

Agradecimentos

Aos Professores Antonio José Alves Simões Costa e Aguinaldo Silveira e Silva, orientador e co-orientador, respectivamente, deste trabalho, pelas valiosas sugestões e discussões compartilhadas neste e em outros trabalhos realizados durante o período do doutorado.

Aos Professores Salgado, Hans, Jairo, Antonio Coelho e demais companheiros e colegas de pós-graduação da Universidade Federal de Santa Catarina, principalmente do Grupo de Sistemas de Potência, que me proporcionaram uma agradável convivência durante minha permanência na UFSC.

A CAPES-PICD e UFPa. pela concessão dos recursos necessários para a realização do curso.

Resumo :

Este trabalho trata da aplicação de métodos de controle adaptativo, do tipo auto-ajustável, para a síntese de Estabilizadores de Sistemas de Potência. Os métodos propostos são do tipo indireto, sendo primeiramente realizada a estimação paramétrica de um modelo estrutural representativo da planta do sistema, em sua condição real de operação. Em seguida, é realizada a implementação do controlador, usando o modelo estimado, através de métodos de controle apropriados.

Na estimação são usados algoritmos baseados no método dos mínimos quadrados recursivo, com variações adequadas para aumento da eficiência, aplicabilidade e robustez. Dois métodos de controle são investigados : um usando alocação de pólos e o outro usando otimização de um funcional. O método baseado em alocação de pólos reposiciona somente os pólos com fator de amortecimento indesejável, mantendo os demais em suas posições originais. É proposta uma técnica de reposicionamento de modo a não estender em demasia a banda passante do sistema. O segundo, de otimização de um funcional, é o método de Controle Preditivo Generalizado, muito usado em outras áreas de controle. A função de custo minimizada inclui o erro na variável controlada e o sinal de controle (e não o seu incremento, tratando-se portanto de controle posicional), durante horizontes de tempo pré-especificados.

Os estabilizadores são inicialmente implementados em um sistema de potência básico, do tipo gerador ligado à barra infinita. Os parâmetros de projeto envolvidos com cada método de controle são analisados, em funcionamento conjunto com o estimador, visto que os processos de estimação e controle devem agir em sinergia. Posteriormente, usando como base os valores típicos determinados para estes parâmetros, o esquema de implementação dos estabilizadores adaptativos é estendido para aplicação em vários geradores de sistemas de potência do tipo multimáquinas, atuando então como estabilizadores adaptativos descentralizados em sistemas multimáquinas.

Diversas rotinas computacionais para simulação digital de sistemas de potência foram desenvolvidas ou adaptadas para uso com controladores adaptativos e são usadas extensivamente na avaliação dos estabilizadores propostos. Os resultados de simulação apresentados para vários testes típicos realizados nestes sistemas evidenciam o excelente

desempenho alcançado com os estabilizadores adaptativos propostos, colocando-os como possíveis candidatos à aplicações práticas em sistemas reais.

Abstract :

This work is concerned with methods of self-tuning adaptive control to synthesize Power System Stabilizers. The proposed method are of an indirect type. First, the parameter estimation of a structural model of the system is realized. Then, using this model, the controller is implemented by two different methods of control.

An algorithm based on the recursive least-squares technique is employed for the parameter estimation, but with extensions being implemented in order to increase its efficiency and robustness. The two methods of control are concerned with pole placement and minimization of a criterion. The method based on pole placement uses a variation which replaces only the poles with damping coefficient lower than a specified desired value and retain the remaining ones in their original places. By using this approach the control effort is directed only to replace the low-damped poles and some simplification in the calculation to get the control signal is obtained. The second method, based on the minimization of a criterion, is the Generalized Predictive Control (GPC), a well-known method in other control applications, but not used yet as a Power System Stabilizer. The GPC method employed in this work uses the positional approach, where the criterion to be minimized includes the error of the controlled variable with respect to its reference and the control signal (and not its increment) during specified time horizons.

The stabilizers are first implemented in the generator of a single machine infinite bus system. The design parameters involved with each method of control are analysed and good values are selected by observing the results of several simulation tests applied to this system.

Afterwards, the stabilizers are also applied to several generators of two multimachine systems proposed as benchmark systems to assess the performance of stabilizers in a multimachine simulation environment. Good results are obtained in several tests realized with the proposed stabilizer, using both methods of control. These tests demonstrate that it can be placed as a candidate to practical implementation in real systems.

SUMÁRIO

RESUMO	iii
ABSTRACT	v
NOMENCLATURA	ix
SIGLAS	xii
Capítulo 1 INTRODUÇÃO	1
1.1 Controladores Automáticos em Sistemas de Potência	2
1.2 Controle de Excitação via Regulador Automático de Tensão	3
1.3 Estabilizadores de Sistemas de Potência	4
1.4 Evolução Tecnológica na Implementação	5
1.5 Objetivo Geral do Trabalho	5
1.6 Exemplo Preliminar	7
1.6.1 Descrição do Sistema	8
1.6.2 Projeto do ESP com Parâmetros Fixos	10
1.6.3 Projeto do ESP Adaptativo	11
1.6.4 Testes Aplicados, Comentários e Comparações de Resultados	13
Capítulo 2 CONCEITOS GERAIS SOBRE ESTABILIZADORES DE SISTEMAS DE POTÊNCIA	17
2.1 Introdução	17
2.2 Principais Aspectos no Projeto de ESP's	17
2.2.1 Considerações Gerais	17
2.2.2 Forma Geral da Função de Transferência	20
2.2.3 Procedimentos para a Implementação do ESP	21
2.3 Considerações Adicionais	22
2.4 Conclusão	23
Capítulo 3 CONCEITOS GERAIS SOBRE CONTROLE ADAPTATIVO AUTO-AJUSTÁVEL	24
3.1 Introdução	24
3.2 Considerações Básicas Sobre Controladores Adaptativos	24

3.3	Modelagem de Sistemas Discretos	26
3.4	Identificação de Sistemas	28
3.4.1	Estimação Paramétrica pelo Método dos Mínimos Quadrados	29
3.4.2	Mínimos Quadrados Recursivo	32
3.4.3	Outros Algoritmos	36
3.4.4	Robustez do Estimador via Filtragem	37
3.5	Controladores Adaptativos Auto-Ajustáveis	38
3.5.1	Controlador de Variância Mínima	39
3.5.2	Controlador de Variância Mínima Generalizada	42
3.5.3	Controle por Posicionamento de Pólos	43
3.5.4	Controle Linear Ótimo com Funcional Quadrático	46
3.5.5	Controle Preditivo Generalizado	48
3.6	Conclusão	49
Capítulo 4 CONTROLADORES ADAPTATIVOS USANDO ALOCAÇÃO DE PÓLOS		50
4.1	Introdução	50
4.2	Formulação do Problema	50
4.3	Parâmetros de Projeto	56
4.3.1	O Período de Amostragem	56
4.3.2	O Polinômio Observador	57
4.3.3	A Escolha dos Pólos em Malha Fechada	58
4.4	Alocação Parcial de Pólos	60
4.4.1	A Estratégia de Controle	60
4.4.2	O Algoritmo de Controle	62
4.5	Conclusão	63
Capítulo 5 CONTROLADORES ADAPTATIVOS USANDO CONTROLE PREDITIVO GENERALIZADO		64
5.1	Introdução	64
5.2	Modelo e Função de Custo Adotados	65
5.3	Obtenção do Controle	67
5.4	Extensão do GPC para Garantia de Estabilidade	69
5.5	O Algoritmo de Controle para o GPC Posicional	70
5.6	Considerações sobre os Parâmetros de Projeto	71
5.6.1	O Horizonte de Controle Nu e a Ponderação de Controle ρ	71
5.6.2	Os Horizontes de Predição N1 e N2	72
5.6.3	O Polinômio de Observação C	72
5.7	Conclusão e Considerações Complementares	73

Capítulo 6 ESTABILIZADORES ADAPTATIVOS DE SISTEMAS DE POTÊNCIA	75
6.1 Introdução	75
6.2 Descrição Geral do Programa de Simulação	76
6.2.1 Estrutura do Programa	76
6.2.2 Descrição das Partes Principais	77
6.3 Análise de Resultados de Testes e Escolha de Parâmetros de Projeto	82
6.3.1 Considerações Preliminares sobre o Estimador	82
6.3.2 Testes com o Estimador	84
6.3.3 Considerações e Testes com o Controlador	86
6.4 Conclusão	92
Capítulo 7 APLICAÇÕES A SISTEMAS MULTIMÁQUINAS	93
7.1 Introdução	93
7.2 Desempenho dos Estabilizadores em Sistemas Multimáquinas	94
7.2.1 Considerações Gerais	94
7.2.2 O Sistema Equivalente do Sul do Brasil	96
7.2.3 O Sistema New-England	99
7.3 Conclusões	103
Capítulo 8 CONCLUSÕES GERAIS E SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS	105
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	111
APÊNDICE A- MODELAGEM DA MÁQUINA SÍNCRONA	122
APÊNDICE B- CONCEITOS GERAIS SOBRE ANÁLISE MODA	127
APÊNDICE C- DADOS DOS SISTEMAS MULTIMÁQUINAS	132

Nomenclatura

Δ : Operador diferença

$\hat{\Theta}$: Vetor de parâmetros estimados de um modelo de um sistema

α : Fator de redução, com valor entre 0 e 1, para reposicionamento de pólos na direção da origem do plano-Z

λ : Variável usada como o fator de esquecimento na estimação de parâmetros pelo método dos mínimos quadrados (também usada como valor multiplicativo dos termos diagonais de uma matriz identidade)

λ_i : Variável usada como o i-ésimo auto-valor de um sistema em análise modal

ε : Erro de predição, ou inovação, na estimação pelo método dos mínimos quadrados

η : Resíduo, ou erro de estimação, no método de estimação dos mínimos quadrados

$\xi(n)$: Seqüência aleatória não-correlacionada, de média zero, usada para modelagem de perturbações estocásticas em um sistema

Φ : Vetor regressor na estimação pelo método dos mínimos quadrados estendido

Ψ : Função custo para o controlador de variância mínima generalizada

Λ : Matriz diagonal contendo os auto-valores de um sistema em análise modal

Γ : Matriz contendo os modos de um sistema em análise modal

ζ : Fator de amortecimento de pólos complexos

ρ : Ponderação do controle em funções de custo

k : Número de períodos de amostragem correspondendo à parte inteira do atraso no transporte em um sistema

$A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$ e $C(q^{-1})$: Polinômios no operador retro-diferença q^{-1}

n ou $t = n.T_s$: Instante de tempo discreto de ocorrência de uma amostragem

T_s : Período de amostragem

N : Número de períodos de amostragem de medições de variáveis no método de estimação dos mínimos quadrados

N_1 : Horizonte inicial de previsão em controle preditivo generalizado

N_2 : Horizonte final de previsão em controle preditivo generalizado

N_u : Horizonte de custo de controle em controle preditivo generalizado

$r(n)$, $u(n)$, $y(n)$ e $v(n)$: Variáveis representando sinais amostrados num sistema discreto (referência, controle, saída e perturbação, respectivamente)

$G(s)$, $H(s)$: Funções de transferências contínuas

$G(z)$, $H(z)$: Funções de transferências discretas

\underline{G} : Matriz cujos coeficientes são os termos da resposta ao degrau da planta em controle preditivo generalizado (também usada como matriz dos auto-vetores à direita em análise modal)

\underline{V} : Matriz dos auto-vetores à esquerda em análise modal

\underline{g} : Auto-vetor à direita em análise modal

\underline{v} : Auto-vetor à esquerda em análise modal

\underline{A} , \underline{B} e \underline{C} : Matrizes de um sistema na representação por variáveis de estado em análise modal

$\underline{\bar{B}}$: Matriz de controlabilidade de modo em análise modal

- \bar{C}** : Matriz de observabilidade de modo em análise modal
- J** : Variável usada como símbolo (com ou sem subscritos) de uma função a ser otimizada
- \wedge** : Símbolo colocado em cima de uma variável para exprimir valor estimado desta variável
- $\| \cdot \|$** : Símbolo para a norma de uma função vetorial (.)
- $E\{ \cdot \}$** : Valor esperado de uma variável estocástica
- \underline{y}** : Vetor contendo as saídas do sistema em diversos instantes de tempo consecutivos (também vetor de saídas na representação de um sistema multivariável no espaço de estado)
- \underline{x}** : Vetor regressor, contendo medidas das variáveis de entrada, saída e perturbações em instantes de tempo anteriores (também vetor de estado na representação de um sistema no espaço de estado)
- \underline{X}** : Matriz cujas linhas são os vetores regressores em diferentes instantes de tempo
- \underline{P}** : Matriz proporcional à matriz de covariância na estimação pelo método dos mínimos quadrados
- \underline{K}** : Vetor de ganho na estimação pelo método dos mínimos quadrados
- \underline{f}** : Vetor de previsão das saídas livres em controle preditivo
- $\hat{\underline{y}}$** : Vetor de previsão das saídas em controle preditivo
- \underline{u}** : Vetor de seqüências futuras de controle em controle preditivo

Siglas

AC : Corrente alternada

AUTOVAL : Programa desenvolvido no CEPEL para análise de
estabilidade dinâmica em sistemas de potência

CEPEL : Centro de Pesquisas de Energia Elétrica

DC : Nível de uma variável em regime

ESP : Estabilizador de Sistemas de Potência

FACTS : Sistemas de transmissão AC flexíveis

GPC : Controle preditivo generalizado

MAQBI : Programa desenvolvido durante o desenvolvimento desta tese
para avaliação de desempenho de um ESP

PRBS : Seqüência binária pseudo-aleatória

U-D : Método de fatoração de matrizes

Capítulo 1

INTRODUÇÃO

A grande demanda de energia elétrica exigida pelas sociedades modernas, altamente industrializadas, originou a construção de extensos sistemas para a geração e transmissão confiável desta energia. Estes sistemas de potência, como são genericamente conhecidos, são bastante interligados e seu planejamento, construção e operação são extremamente complexos. Deste modo, os engenheiros de potência têm que utilizar poderosas ferramentas de análise e síntese, que são constantemente desenvolvidas e aperfeiçoadas para lidar com os diferentes tipos de problemas pertinentes ao funcionamento de tais sistemas.

Este trabalho diz respeito ao problema da estabilidade dinâmica de sistemas de potência, cuja solução envolve o projeto de controladores baseados em um modelo linear que representa o sistema em determinada condição típica de operação. Ocorre que os sistemas de potência são fortemente não-lineares, sendo sua condição de operação bastante variável durante seu funcionamento normal, o que pode contribuir para degradar o desempenho de seus controladores. Neste trabalho são desenvolvidos estabilizadores para sistemas de potência, usando técnicas de controle adaptativo, do tipo auto-ajustável, que buscam manter o bom desempenho destes controladores, por ajuste permanente de seus parâmetros, através da identificação, a cada instante de tempo, da condição atual de operação do sistema.

Em seguida, neste capítulo introdutório, são descritas as funções básicas dos principais controladores automáticos de sistemas de potência, introduzindo-se então os dispositivos conhecidos como Estabilizadores de Sistemas de Potência (ESP's) e sua evolução tecnológica, que facilita sua implementação por técnicas de controle adaptativo, através do uso de microcomputadores. Prossegue-se então com a definição do objetivo geral

do trabalho e descrição sucinta de seus capítulos. O capítulo é concluído com um exemplo motivador que fornece uma visão a priori dos benefícios alcançados com a implementação adaptativa destes estabilizadores.

1.1 Controladores Automáticos em Sistemas de Potência

Um sistema elétrico de potência tem como função atender a demanda de energia elétrica sem interrupção e com padrões estabelecidos para a qualidade do serviço fornecido. Tal demanda de energia pode variar continuamente devido, principalmente, à variação das cargas do sistema.

As variações de demanda são, de modo geral, cíclicas em natureza, com periodicidade tanto sazonal, por decorrência da diversidade de uso de energia nas diferentes estações do ano; quanto diária, com existência de picos de demanda em determinadas horas do dia, intercalados por períodos de menor utilização de energia. Tais variações são consideradas previsíveis e levadas em conta pelo centro de operação do sistema, que estabelece o nível de geração das diversas usinas geradoras do sistema.

Entretanto, embora o centro de operação do sistema possa programar o nível de geração de modo a satisfazer a tendência geral da lenta variação de carga no sistema, a potência gerada não pode, obviamente, igualar exatamente a demanda existente a cada instante. Isto é função dos controladores automáticos e reguladores das usinas geradoras e do sistema.

Quando a carga do sistema varia, as variações resultantes nas demandas de potência real e reativa causam variações na frequência e no nível de tensão fornecidos. É função dos controladores reduzir estas variações a níveis aceitáveis, dentro de limites especificados.

Variações no nível da demanda de potência real do sistema causam variações na frequência do sistema e na velocidade de rotação dos geradores. Para propósitos de controle, visto que uma variação na velocidade de rotação denota desbalanceamento entre os torques de geração e de carga, este desvio de velocidade é medido e usado para ajustar a entrada de fluido nas turbinas até que um balanço de torque seja obtido. A frequência do sistema a cada instante é, portanto, regulada por meio das malhas individuais dos reguladores de velocidade dos geradores, sendo a potência real então controlada indiretamente como função da velocidade.

Variações na demanda de potência reativa causam variações nos níveis de corrente e, conseqüentemente, variações nas tensões de linha do sistema. Em um gerador individual, considerando tensão de excitação constante, um aumento de corrente para satisfazer um aumento na demanda de potência reativa causa uma queda de tensão na reatância síncrona do gerador e, por conseqüência, a tensão terminal também é diminuída. Esta diminuição pode ser compensada por um aumento na tensão de excitação do gerador. Este aumento é realizado através do controle de excitação, via realimentação do sinal de erro de tensão; portanto, a potência reativa no gerador é também controlada indiretamente como função de sua tensão terminal.

Embora demanda de potência reativa não implique em injeção de energia no sistema, podendo esta potência ser absorvida ou gerada através de elementos apropriados distribuídos pela própria rede de transmissão, uma das maneiras mais econômicas e flexíveis de ajuste do balanço de potência reativa (e, portanto, do controle de tensão no sistema) é através do controle de excitação dos geradores.

1.2 Controle de Excitação via Regulador Automático de Tensão

Como visto no item anterior, o objetivo principal do sistema de excitação de um gerador elétrico é manter sua tensão terminal bem próxima do nível especificado, a despeito das variações nas condições de operação do sistema de potência. Esta função é realizada através de um regulador automático de tensão.

A forma, projeto e controle de sistemas de excitação têm variado bastante com o avanço no desenvolvimento tecnológico, como indicam sucessivas publicações do IEEE ¹ [IEEE68a, IEEE68b e IEEE81]. Atualmente, os sistemas mais usados são os denominados estáticos, que usam amplificadores controlados por tiristores capazes de atuar diretamente no campo do gerador, proporcionando ganho elevado com rápida atuação na tensão de excitação.

Os reguladores automáticos de tensão com alto ganho mantêm o erro de tensão em níveis baixos e podem proporcionar também uma substancial melhora na estabilidade transitória de um sistema de potência (manutenção do sincronismo entre os geradores, logo após súbitas variações na rede de transmissão), através de sua rápida atuação para aumentar a

¹ The Institute of Electrical and Electronics Engineers

tensão de excitação, diminuindo, conseqüentemente, o desbalanceamento de potência no terminal do gerador.

Entretanto, em algumas condições de operação dos sistemas de potência, notadamente em sistemas com elevado nível de potência sendo transmitida (sistemas com nível de carga elevada) e altas reatâncias das linhas de transmissão (fraco acoplamento entre máquinas), o regulador automático de tensão com ganho elevado causa sensível diminuição no amortecimento natural do sistema [MEL69], podendo mesmo originar instabilidade dinâmica nestes sistemas (perda de sincronismo entre geradores, com surgimento de oscilações não-amortecidas, com o sistema em operação normal ou seguindo-se a ocorrência de grandes perturbações em que a estabilidade transitória foi mantida).

Há, portanto, um conflito de necessidades, com alto ganho sendo necessário para boa regulação da tensão e rápida resposta, e baixo ganho para estabilidade dinâmica. Este problema pode ser atenuado através de compensação na malha de controle de tensão, que possibilite alto ganho em estado estacionário mas reduza o ganho na faixa de frequência de oscilações mecânicas do gerador [MEL69].

Em muitas condições, mesmo com compensadores na malha de tensão, a estabilidade dinâmica do sistema pode ser de difícil manutenção e sinais de controle adicionais podem ter que ser introduzidos com o propósito específico de melhorar o amortecimento do sistema. Estes sinais de controle adicionais, junto com sua rede estabilizadora, formam os chamados Estabilizadores de Sistemas de Potência (ESP's).

1.3 Estabilizadores de Sistemas de Potência

ESP's são utilizados para melhorar o comportamento dinâmico de sistemas de potência, aumentando o amortecimento das oscilações eletromecânicas do ângulo do rotor dos geradores. Outras alternativas para melhoria da estabilidade dinâmica seriam: a diminuição do ganho do regulador automático de tensão, com conseqüente deterioração na regulação do nível de tensão e na rapidez da atuação pós-distúrbios; a diminuição do nível de potência transmitida e/ou a construção de novas linhas de energia, reforçando a rede de transmissão (pela diminuição das reatâncias das linhas). A primeira alternativa implica em queda de qualidade da energia oferecida; as outras implicam em elevados custos, que podem

ser evitados ou postergados pela simples introdução de ESP's em sistemas de excitação já existentes nos geradores síncronos.

ESP's usam a realimentação de sinais como frequência, velocidade e/ou potência terminal do gerador para, através de uma rede que proporciona uma mudança de fase adequada, introduzir um sinal adicional de tensão no sistema de excitação, que proporciona aumento no torque elétrico de amortecimento do eixo do rotor, melhorando a estabilidade dinâmica do sistema de potência [LAR81]. Este dispositivo será descrito posteriormente com mais detalhes, incluindo métodos de projeto.

1.4 Evolução Tecnológica na Implementação

No passado, os elementos de estabilização do sistema de controle de excitação eram inteiramente analógicos, com redes elétricas do tipo avanço-atraso de fase e termos de ganhos transitórios sintetizados através de amplificadores operacionais. Com o avanço da tecnologia digital, controladores de sistemas de potência estão sendo implementados com esta tecnologia [MEL82, HAM89, HIN89 e HIR93].

O emprego de controle digital, usando como componente básico o microcomputador, para realizar a simples implementação alternativa de controladores clássicos [MEL82] implica em subutilização do microcomputador. É portanto natural vislumbrar-se a aplicação de técnicas de controle mais sofisticadas, para que se obtenha o máximo proveito da flexibilidade propiciada pela implementação digital.

Deste modo, desde a última década vários trabalhos têm surgido para avaliar o desempenho de controladores digitais, do tipo adaptativo, aplicados em sistemas de potência. As referências [PIE87 e HUG90] descrevem vários desses trabalhos.

Mais recentemente, já começam a ser relatadas algumas tentativas de implementação prática de ESP's adaptativos em sistemas reais, embora ainda que em fase de testes iniciais, por curtos períodos de tempo [MAL93,NOR93].

1.5 Objetivo Geral do Trabalho

Basicamente, nos trabalhos sobre estabilizadores adaptativos auto-ajustáveis em sistemas de potência têm sido usadas as seguintes técnicas de controle :

- variância mínima e suas generalizações, como em [CHA88 e GU89], onde o controlador busca minimizar a variância do sinal de saída após o intervalo de atraso no transporte da planta, podendo também serem incluídas ponderações no sinal de controle;
- alocação de pólos, como em [CHE86, SEI90 e BAR92], onde o projeto do controlador visa posicionar os pólos de malha fechada de modo a possibilitar um desempenho adequado para o sistema, melhorando seu amortecimento dinâmico; e
- controle ótimo linear quadrático, como em [MAO90a e MAO90b], onde o controlador é projetado de modo a se minimizar uma função de custo que engloba o erro nas variáveis controladas e o sinal de controle, convenientemente ponderado, num horizonte de tempo longo. O sinal de controle é obtido através da solução de uma equação de Riccati, que deve ser resolvida entre os intervalos de amostragem do controlador. Isto pode representar uma elevada carga computacional para a obtenção do sinal de controle.

Este trabalho trata do emprego de dois métodos de controle adaptativo para a síntese de ESP's. Um é baseado em técnicas de alocação de pólos, mas com cuidados adicionais sendo introduzidos para proporcionar maior confiabilidade e robustez ao projeto. O outro método é baseado na minimização de um funcional e é conhecido como *controle preditivo generalizado* (GPC²), de uso bastante intenso na área de controle de processos industriais [CLA87,CLA88], mas ainda não explorado no projeto de ESP's. Nele o controlador é desenvolvido de modo a reter a flexibilidade de projeto, simplicidade e desempenho de métodos anteriores como o de variância mínima generalizada e alocação de pólos, mas sendo robusto quanto à escolha a priori de certos parâmetros de projeto, que podem ser bastante sensíveis nestes métodos [CLA87].

O trabalho, além deste capítulo introdutório, está dividido nos seguintes capítulos :

- no Capítulo 2 são expostos os conceitos básicos envolvidos no projeto de ESP's. Este capítulo é sucinto e segue apenas a título de revisão, visto que o assunto é bem documentado na literatura técnica pertinente;
- o Capítulo 3 trata dos conceitos gerais de estimação paramétrica e controle adaptativo auto-ajustável. Neste capítulo, logo após a apresentação de tópicos referentes à estimação paramétrica recursiva de modelos estruturais para a planta dos sistemas, são apresentadas,

² sigla devido as iniciais do nome em Inglês: Generalized Predictive Control

de modo geral, algumas técnicas mais comumente utilizadas para a síntese de controladores adaptativos auto-ajustáveis;

- os Capítulos 4 e 5 dizem respeito especificamente às técnicas de controle baseadas em alocação de pólos e controle preditivo generalizado, respectivamente. Como estas são as técnicas utilizadas neste trabalho para a síntese dos ESP's adaptativos, considerações adicionais são feitas, levando-se em conta sua aplicação nos outros capítulos;

- o Capítulo 6 trata da implementação de ESP's adaptativos com as técnicas de controle analisadas nos dois capítulos anteriores, considerando-se sua aplicação num sistema de potência básico, do tipo máquina-barra infinita. São propostos valores típicos para os principais parâmetros de projeto relacionados a cada método, baseados na análise de resultados de simulação digital para testes de perturbações comuns em sistemas de potência;

- o Capítulo 7 estende a aplicação dos estabilizadores propostos para sistemas do tipo multimáquinas. Os estabilizadores são aplicados em diversas máquinas dos sistemas (desde que estas máquinas tenham forte influência no amortecimento das oscilações indesejáveis), de modo completamente independente um dos outros. O objetivo é observar a possível ocorrência de interações adversas devidas aos estabilizadores, que possam inviabilizar sua aplicação de maneira completamente descentralizada. São considerados dois sistemas multimáquinas de uso corrente, como *referência comparativa*³ em trabalhos científicos relacionados ao projeto de ESP's;

- no Capítulo 8 são apresentadas as conclusões finais do trabalho, com proposições para extensões futuras.

A próxima seção conclui o capítulo introduzindo, de modo superficial mas benéfico como motivação, o projeto de ESP's feito com parâmetros fixos e com parâmetros estimados permanentemente (ESP adaptativo), mostrando as vantagens oferecidas pela estimação.

1.6 Exemplo Preliminar

Para fornecer uma compreensão inicial, a priori, dos benefícios introduzidos por um ESP adaptativo, apresenta-se um exemplo de projeto de ESP realizado com parâmetros fixos e

³ tradução livre proposta para o termo em Inglês : *bench mark*

usando um esquema de controle adaptativo. No final, são ressaltados, de forma comparativa, os principais aspectos envolvidos com as duas implementações.

1.6.1 Descrição do Sistema

O sistema de potência considerado é constituído por um gerador síncrono ligado a um barramento infinito por um sistema de transmissão formado por duas linhas paralelas idênticas, conforme mostrado na fig 1.1.

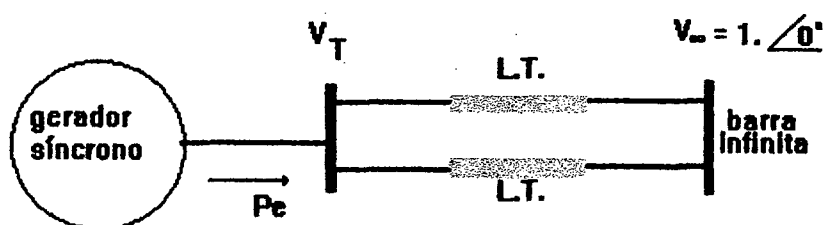


Fig. 1.1 Sistema Máquina Barra-infinita

Os valores considerados para a resistência, reatância e susceptância de cada linha são: $R=0,02$ p.u. ; $X=0,415$ p.u. e $B=0,0$ p.u. (numa base de 100 MVA). A frequência de geração é 60 Hz e a condição de operação considerada é $Pe = 0,85$ p.u. e $|VT|=1,07$ p.u. (base de 100 MVA). Utilizou-se para o gerador síncrono um modelo de pólos salientes, incluindo enrolamentos amortecedores, constituído por cinco equações diferenciais não-lineares, acrescidas de equações algébricas relacionando as variáveis da máquina com as da rede de transmissão (modelo 4 de [ARR83]). Este modelo é considerado no Apêndice A, em conjunto com a definição de seus parâmetros, cujos valores numéricos encontram-se na Tabela 1.1. A potência mecânica foi considerada constante, por simplicidade.

Foi desenvolvido, como parte dos trabalhos desta tese, um programa para simulação digital de sistemas do tipo máquina barra-infinita ⁴, bastante interativo, que foi usado para as

⁴ Outro programa de simulação, para sistemas multimáquinas, foi modificado para uso com controladores adaptativos e será comentado posteriormente.

simulações deste exemplo e no resto do trabalho, em capítulos posteriores. Neste exemplo, o programa simula o sistema com a configuração básica mostrada na Fig. 1.2.

Tabela 1.1 - Dados do Gerador Síncrono : resistências e reatâncias em p.u.(base de 100 MVA) e constantes de tempo em s.

H	4.27	X'd	0.316	Ra	0.02	T'do	5.256
Xd	1.445	X''d	0.179	D	0.00	T''do	0.0282
Xq	0.959	X''q	0.162			T''qo	0.157

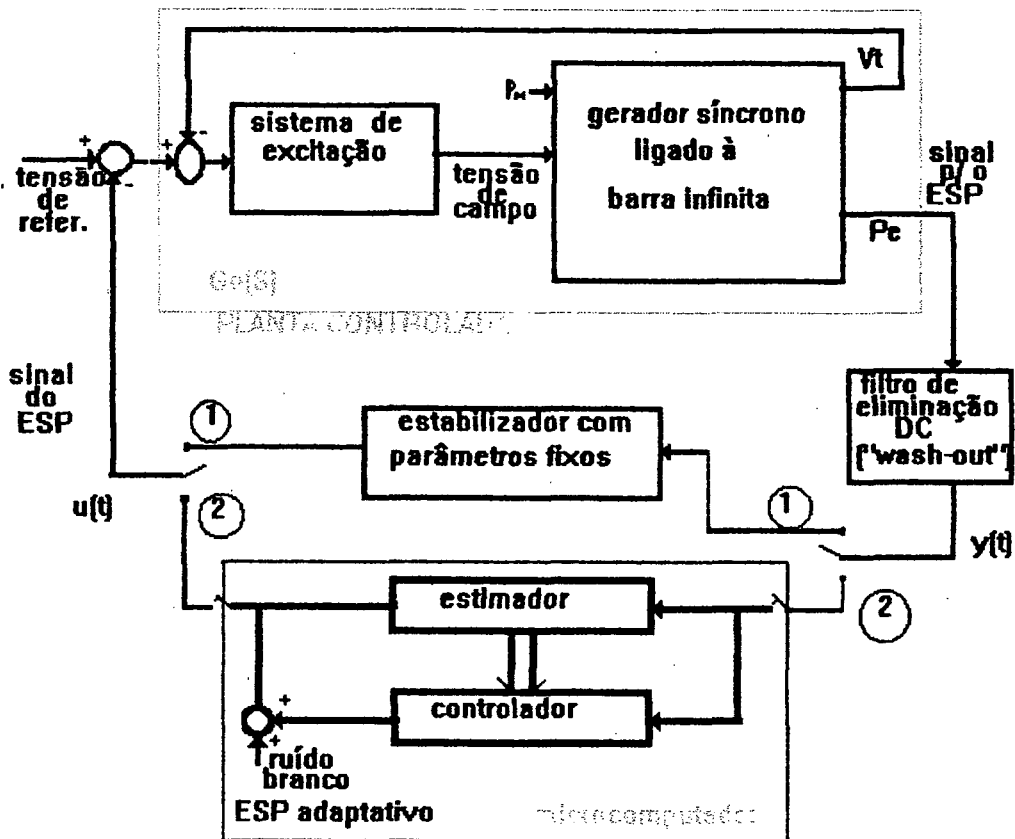


Fig 1.2 Diagrama em blocos representando a implementação da simulação digital do exemplo considerado.

O sistema de excitação considerado foi um simples termo de primeira ordem com elevado ganho e rápida constante de tempo, cuja função de transferência é $200/(1+0,03 S)$, típica de sistemas modernos, a tiristores. Os limites adotados para a tensão de campo foram de ± 6 p.u. O filtro de eliminação de termo DC usado foi um filtro passa-altas, com função de transferência : $10S/(1+10S)$. O sinal de saída do estabilizador é adicionado ao sinal de tensão de referência, na malha de regulação de tensão do gerador síncrono. Na implementação digital do ESP adaptativo usou-se ainda um filtro “anti-aliasing”, do tipo passa-baixas, para eliminação das frequências próximas e acima da frequência de Nyquist. O sinal de entrada para o estabilizador foi derivado da potência elétrica fornecida pelo gerador.

1.6.2 Projeto do ESP com Parâmetros Fixos ⁵

Um estudo dos auto-valores para o sistema sem o ESP (denominado de malha aberta), usando o programa AUTOVAL [MAR86], indicou os seguintes valores : -50 ; $-5,56$; $-17,12 \pm j 1,75$; $-0,45 \pm j 6,48$. Destes seis auto-valores ⁶, o último par complexo apresenta fator de amortecimento de aproximadamente 7%, sendo dominante na resposta do sistema. Embora este valor não seja considerado muito crítico em sistemas de potência, tomou-se como objetivo deste exemplo projetar um estabilizador de modo a reposicionar este par de pólos para a posição $-4 \pm j 6,48$ (aumentando-se o fator de amortecimento para 0,5 e mantendo-se a mesma frequência de oscilação anterior).

Para realizar o projeto, primeiramente determinou-se a função de transferência da planta ($G_0(S)$ na Fig. 1.2). Para esta determinação, que na prática tem que ser feita por medidas “in loco”, com o sistema em operação (como será visto no Cap. 2), empregou-se o seguinte artifício : usando o diagrama em blocos da Fig. 1.2 (com as chaves na posição 1), considerou-se somente um ganho K na malha de realimentação cujo valor foi sucessivamente aumentado, calculando-se a cada novo valor de K os auto-valores em malha fechada (via programa AUTOVAL). Nota-se que, mesmo para ganhos elevados de K , alguns auto-valores não variam mais, sendo portanto os zeros finitos de $G_0(S)$ (os outros ramos, que vão para infinito, são devidos à diferença entre o número de pólos e de zeros da planta).

⁵ este assunto será coberto posteriormente, com mais detalhes, no cap.2.

⁶ o filtro “wash-out” não foi considerado no projeto pela proximidade entre o pólo e o zero.

Deste modo, foi obtida a seguinte função de transferência, em malha aberta, aproximada, para o sistema de potência considerado ⁷ :

$$G_0(s) = 13470s^2(s+15)/(s^2 + 0.89s + 42.16)(s^2 + 34.23s + 296)(s+5.56)(s+50)$$

Com esta função de transferência, usando o método do lugar das raízes para reposicionar os pólos dominantes [BOL75], obteve-se a seguinte função de transferência de segunda ordem⁸, para o estabilizador :

$$ESP(s) = 0.461 (1+0.105s)^2 / (1+0.154s)^2$$

Verificou-se que, com este estabilizador, os pólos com baixo amortecimento são reposicionados para a posição desejada e nenhum outro pólo fica com amortecimento inferior (ver lugar geométrico das raízes do sistema compensado na Fig. 1.3).

1.6.3 Projeto do ESP Adaptativo

O ESP adaptativo é sintetizado automaticamente pelo microcomputador de controle que contém os algoritmos do estimador e controlador (ver Fig 1.2). O estimador faz a estimação paramétrica de um modelo estrutural da planta (determinação dos parâmetros de sua função de transferência discreta) e esta estimação é então usada para a determinação da lei de controle utilizada. Estes tópicos serão cobertos detalhadamente em capítulos posteriores. Por ora, adianta-se que foi usado um algoritmo de estimação baseado no método dos mínimos quadrados recursivo, com vários aspectos adicionais implementados, que lhe dão robustez e eficiência, desenvolvido como parte dos trabalhos da tese.

No exemplo considerado, usou-se um modelo estrutural com 4 parâmetros no denominador e 6 no numerador, do tipo :

⁷ o ganho foi determinado pela razão entre o produto das distâncias dos pólos a um ponto do lugar das raízes e o produto das distâncias dos zeros a este mesmo ponto.

⁸ esta ordem foi escolhida por ser tradicionalmente usada nas ref. sobre o assunto, como será visto no capítulo 2.

$$\frac{y(t)}{u(t)} = \frac{(b_0 + b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + b_3q^{-3} + b_4q^{-4} + b_5q^{-5})q^{-1}}{(1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + a_3q^{-3} + a_4q^{-4})};$$

onde o operador q^{-1} é dado por $q^{-i}x(t) = x(t-i)$.

Usou-se valores iniciais arbitrários para os parâmetros e, em poucos segundos, houve convergência para os valores representativos do ponto de operação. Como é usual em simulação adaptativa, foi acrescentada, para auxiliar a estimação, uma seqüência binária pseudo-aleatória, de pequena magnitude.

O controlador foi determinado com o mesmo objetivo de reposicionar os pólos dominantes para a posição equivalente, no plano-Z, à especificada para o ESP contínuo, no plano-S. Isto foi feito para se realizar comparações de desempenho. Empregou-se um intervalo de amostragem de 80 ms, que é adequado para esta aplicação (como será visto posteriormente).

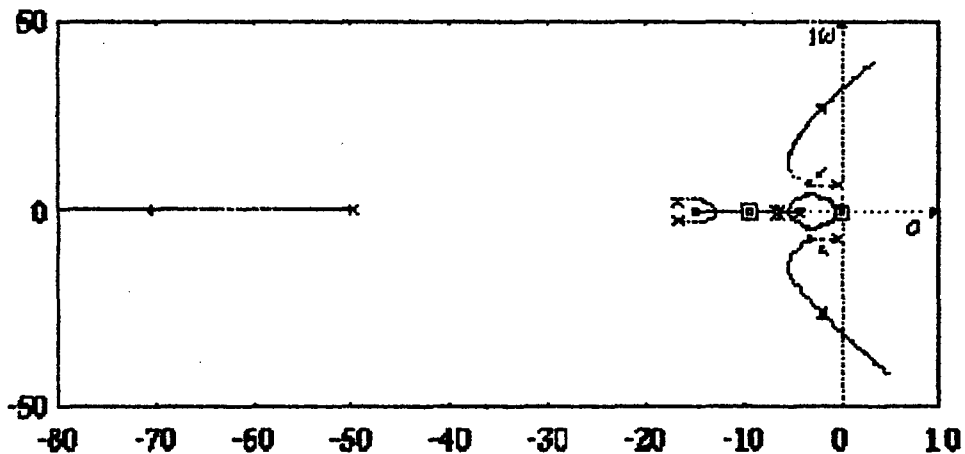


Fig. 1.3 Lugar geométrico das raízes do sistema compensado (as duas pequenas setas apontam os pólos dominantes)

1.6.4 Testes Aplicados, Comentários e Comparações de Resultados

Para comparar o desempenho dos estabilizadores, foram simulados dois testes do tipo curto-circuito, trifásico, sólido, junto à barra do gerador síncrono, um sem perda subsequente de linha e, o outro, com perda de uma das linhas. Foram usados limites de $\pm 0,1$ pu na saída de todos os estabilizadores (tanto os com parâmetros fixos quanto os adaptativos).

a) Teste tipo curto-circuito sem perda de linha

A figura 1.4 mostra os resultados alcançados pelos estabilizadores, com dois curtos-circuitos de duração 100 msec. aplicados à barra do gerador síncrono, com o sistema, em ambos os casos, retornando a sua condição de operação inicial (sem perda de linha). Os curtos foram aplicados nos instantes 8 e 25 seg. e as curvas apresentam as oscilações do ângulo do rotor do gerador, em graus, para os casos : a) sem ESP ; b) com ESP contínuo, com parâmetros fixos e c) com ESP digital adaptativo.

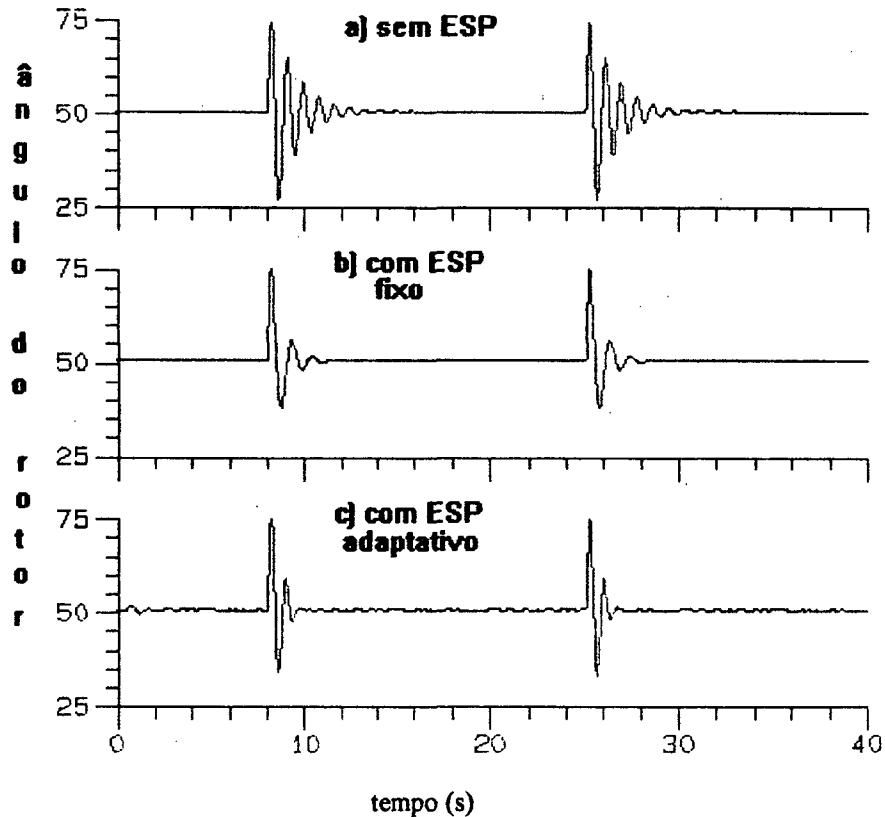


Fig 1.4 Curvas do ângulo do rotor(em graus) para duas perturbações consecutivas, do tipo curto-circuito, sem perda de linha.

Pode-se observar o excelente amortecimento das oscilações conseguido, tanto com o ESP fixo quanto com o adaptativo. Na curva para o ESP fixo, o primeiro pico negativo é ligeiramente menor que o correspondente para o caso adaptativo. Isto se deve à sua implementação contínua, enquanto o ESP adaptativo, que é discreto, tem um atraso inerente na ação de controle, de pelo menos um período de amostragem [AST89].

b) Teste tipo curto-circuito com perda de linha

A Fig 1.5 mostra os resultados para dois testes consecutivos do tipo curto-circuito, aos 8 e aos 25 seg. No primeiro curto (com duração de 100 mseg.), ocorre a perda de uma das linhas, que não volta à operação até o final do teste; o segundo curto (sem perda de linha), foi feito com duração menor, de 80mseg. Nota-se, nestas curvas de oscilação do ângulo do rotor, em graus, que o ESP fixo ainda fornece bom amortecimento, porém bastante inferior ao do caso anterior em que não havia variação no ponto de operação do projeto. O ESP adaptativo apresenta, neste segundo teste, um comportamento nitidamente superior ao do ESP a parâmetros fixos (compare as curvas b) e c) , na Fig. 1.5).

Observando-se a curva do ESP adaptativo, nota-se que, quando ocorre o primeiro curto, há ainda algumas oscilações maiores que no segundo curto. Isto se deve ao procedimento adotado de “congelamento” do estimador, após grandes faltas, durante o transitório pós-falta (que será explicado posteriormente). Portanto, o estimador fica, durante alguns segundos, ajustado para o ponto de operação anterior, mas logo se adapta à nova condição. Quando ocorre o segundo curto, por ação do estimador, os parâmetros já convergiram para seus novos valores (o controlador já está então reajustado) e o amortecimento é muito menor. Obviamente um estabilizador a parâmetros fixos, não possuindo um estimador, não pode apresentar desempenho tão bom quanto o do ESP adaptativo, em outros pontos de operação bem diferentes do de projeto.

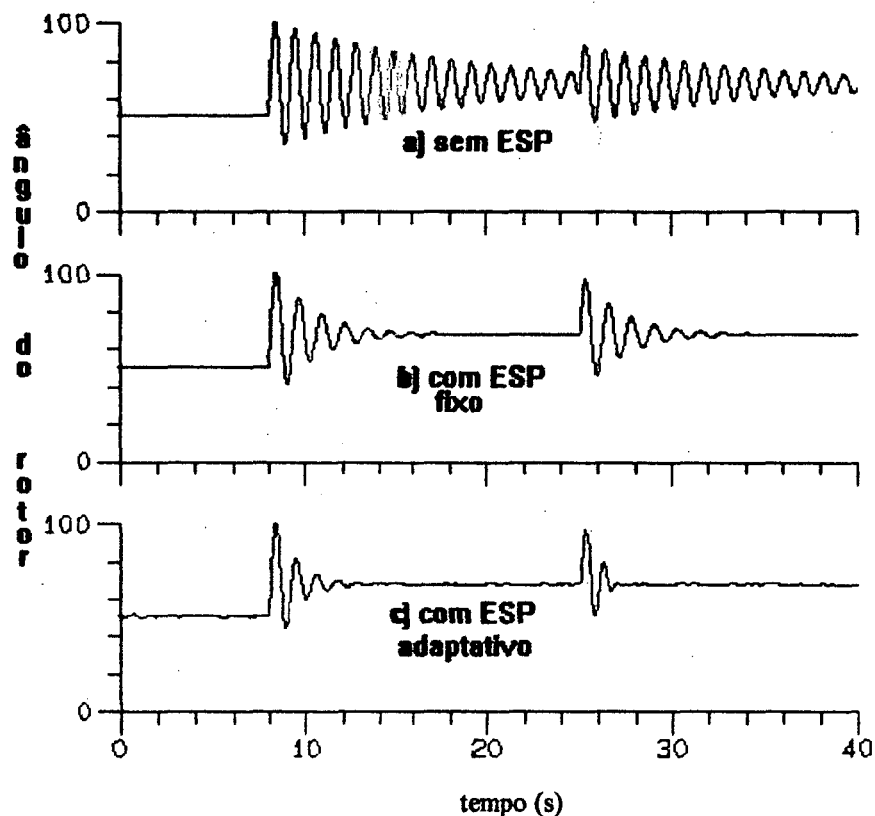


Fig 1.5 Curvas do ângulo do rotor, em graus para dois curtos-circuitos consecutivos, sendo o primeiro com perda de linha (e duração de 100 ms.); o segundo, sem perda de linha, tem duração de 80 ms.

Este exemplo é interessante e permite alguns comentários finais, que voltarão a ser considerados no decorrer do trabalho, quais sejam :

- O projeto do ESP convencional exigiu uma série de procedimentos iniciais para levantamento da função de transferência da planta do sistema. Na prática, este é um processo realizado nas usinas geradoras, que exige certos cuidados e precauções especiais [LAR81].
- O projeto do ESP adaptativo, embora também exija cuidados especiais, que serão depois comentados, é feito por um processo automático e realizado permanentemente pelo microcomputador de controle.
- O excelente desempenho alcançado pelo ESP adaptativo deve-se ao processo de estimação, que o mantém sintonizado.

- Na estimação usa-se sempre modelos de ordem reduzida em relação ao sistema real. Neste exemplo a redução foi pequena, mas isto será mais notado quando for analisado o emprego em sistemas multimáquinas, onde as ordens dos sistemas serão grandes e as dos modelos serão comparativamente pequenas (neste trabalho a ordem usada para os modelos nunca foi superior a seis). Portanto, tem-se que tomar cuidado ao escolher os parâmetros de projeto do controlador, de modo que ele não estenda em demasia a banda passante e provoque excitação pronunciada da dinâmica não-modelada da planta. Os processos de estimação e controle devem atuar sinergicamente, para que o estabilizador adaptativo seja robusto.

Capítulo 2

CONCEITOS GERAIS SOBRE ESTABILIZADORES DE SISTEMAS DE POTÊNCIA

2.1 Introdução

No capítulo anterior, foi afirmado que os reguladores automáticos de tensão, com alto ganho, mantém o erro de tensão em regime com valores pequenos, dentro de níveis especificados, bem como proporcionam rápida recuperação da tensão após distúrbios, aumentando a estabilidade transitória dos sistemas de potência. Porém, em situações de elevado nível de potência transmitida, em linhas com alta reatância, o amortecimento natural do sistema é diminuído com o emprego destes reguladores (podendo mesmo tornar-se negativo), prejudicando pois a estabilidade dinâmica do sistema [MEL69]. O papel dos ESP's é então o de aumentar o amortecimento do sistema, através de uma malha de realimentação suplementar inserida no sistema de excitação dos geradores.

Este capítulo apresenta, de forma resumida, os principais aspectos gerais envolvidos no projeto de ESP's, com o objetivo de se obter melhor compreensão destes dispositivos, para sua implementação através de técnicas adaptativas, que é o assunto do trabalho proposto.

2.2 Principais Aspectos no Projeto de ESP's

2.2.1 Considerações Gerais

ESP's são projetados para melhorar o amortecimento das oscilações dos rotores das máquinas síncronas em relação aos das outras máquinas do sistema de potência, através da

injeção de sinais adicionais no sistema de excitação dos geradores, que fornecem componentes extras de torque elétrico para realizar tal função.

Para fornecer amortecimento, o torque produzido pelo estabilizador deve estar em fase com as variações da velocidade de rotação do eixo do rotor. Considerando esta velocidade como sendo o sinal de entrada para o ESP (embora outros sinais também possam ser considerados), a contribuição de torque elétrico devida ao ESP pode ser representada, em termos de diagrama em blocos para pequenas variações de sinais no gerador, como na Figura 2.1 [LAR81].

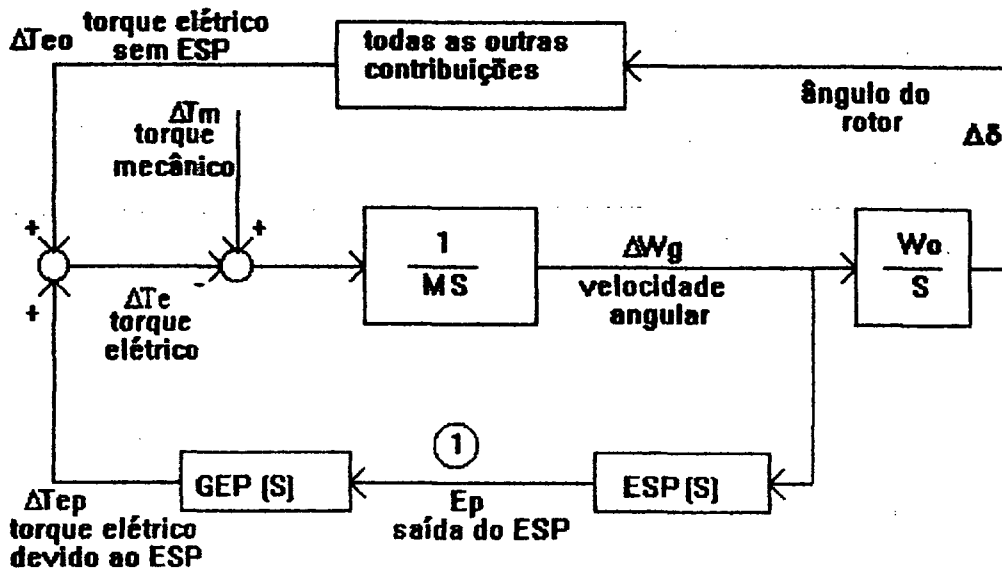


Fig 2.1 Diagrama em blocos representando a atuação de um ESP, com velocidade como entrada, no eixo do rotor de um gerador.

Nesta figura, a função de transferência $GEP(S)$ representa a ação do próprio Gerador, de seu sistema de Excitação e do resto do sistema de Potência ao qual o gerador está ligado, sobre o sinal de saída do ESP, que é geralmente adicionado ao sinal de tensão de referência, no regulador automático de tensão do gerador (ponto 1 na figura 2.1). Esta função é fortemente influenciada pelo ganho do regulador, nível de potência transmitida e ligação do gerador ao sistema de potência.

A função de transferência $ESP(S)$ do estabilizador tem que ser sintetizada de modo a compensar o atraso de fase inerente da função $GEP(S)$, para que o torque elétrico produzido pelo ESP, ΔT_{ep} , tenha uma componente de amortecimento.

Os métodos de projeto convencionais usados tradicionalmente pelas empresas de energia elétrica baseiam-se na obtenção, via síntese da função $ESP(S)$, de uma forma desejada para a curva característica de fase da função composta : $GEP(S).ESP(S)$ na faixa de frequência onde as oscilações eletromecânicas ocorrem. A característica de fase de $GEP(S)$, que deve ser medida com o sistema operando em condições especificadas, é similar à da função de transferência entre a tensão de referência e a tensão no terminal do gerador [LAR81]. Como esta última é mais facilmente determinada, é então usada, com as devidas aproximações, no projeto do ESP .

Portanto, uma função $ESP(S)$ adequada pode ser sintetizada, com sua estrutura e parâmetros dependendo da função $GEP(S)$ e o sinal usado como entrada para o estabilizador.

Outra forma de representação, em termos de função de transferência, de uma máquina ligada a um sistema de grande porte (tipo barra infinita) está considerada na figura 2.2 [IEEE80]. Funções de transferência desejadas, envolvendo os diversos blocos representados, podem ser medidas, em condições de operação apropriadas, através, por exemplo, de resposta em frequência ou métodos de correlação, e depois utilizadas para a síntese da função de transferência do estabilizador, $ESP(S) = Np(S)/Dp(S)$, por métodos tais como lugar geométrico das raízes ou outros [BOL75 e FAR83].

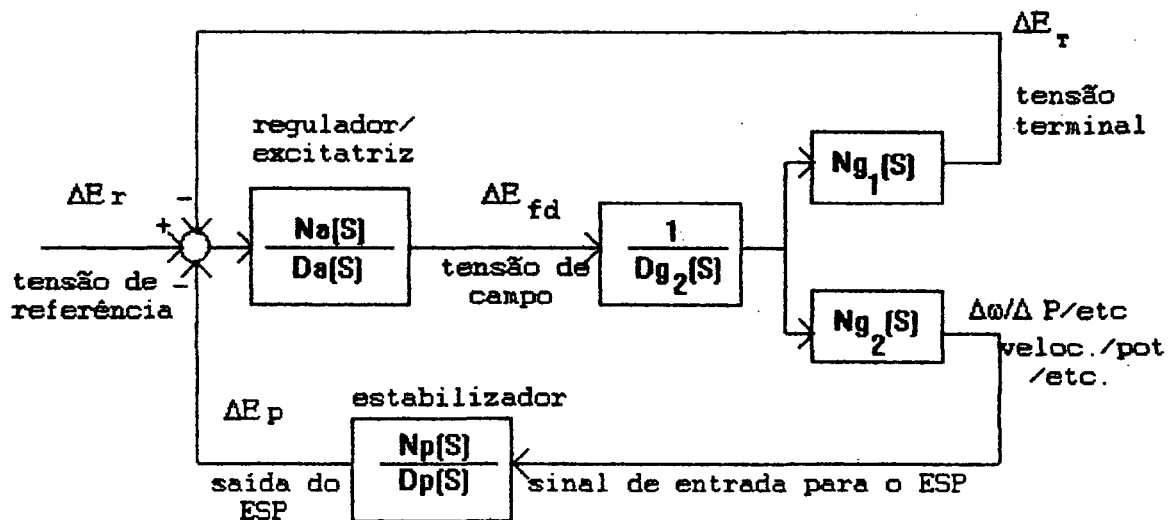


Fig.2.2 Modelo por funções de transferência de um gerador com sistema de excitação.

2.2.2 Forma geral da função de transferência do ESP

A função de transferência usada para a síntese de ESP(S) depende do sinal usado como entrada para o estabilizador e tem sua estrutura geral dada por:

$$ESP(S) = K_p \frac{TS}{1+TS} LL(S) F(S) \quad (2.1)$$

onde

a) K_p é o ganho do estabilizador, que deve ser ajustado durante o comissionamento de modo a proporcionar margens de estabilidade adequadas;

b) $\frac{TS}{1+TS}$ (função de transferência do bloco denominado "wash-out") é um filtro do tipo passa-altas usado para evitar que desvios em regime do sinal de entrada do ESP provoquem um nível DC de tensão na entrada do sistema de excitação. Valores típicos da constante de tempo T estão na faixa de 1.5 a 20 segundos;

c) o termo $LL(s)$ é uma rede do tipo avanço-atraso de fase¹, geralmente constituído de uma função de transferência de 2ª ordem (embora funções de transferência de 1ª ordem, 3ª ordem e mesmo de ordens mais elevadas não sejam incomuns), cujos parâmetros têm que ser cuidadosamente ajustados de modo a proporcionar a característica desejada para ESP(s), na faixa de frequência de ocorrência das oscilações eletromecânicas, que se deseja amortecer. Esta faixa é tipicamente entre 0,2 a 2,0 Hz [LAR81 e IEEE80];

d) o termo $F(s)$ representa a função de transferência de transdutores do sinal de entrada e filtros passa-baixas usados, principalmente, para evitar interações do ESP com modos torsionais do eixo de turbogeradores. As frequências destes modos dependem do tipo de turbina usada, mas normalmente estão numa faixa bem acima daquela concernente à aplicação do estabilizador [LAR81 e DAN76].

¹ As iniciais LL foram usadas devido ao termo em Inglês : *Lead-Lag*.

Os sinais mais usados como entrada para o ESP são derivados da velocidade, potência e frequência. Diferentes companhias de eletricidade e fabricantes têm suas preferências por um ou outro destes sinais (ou uma composição deles), conforme seus objetivos [LAR81 ,MEL78 e BUS79].

2.2.3 Procedimentos para a Implementação do ESP

Estes procedimentos consistem basicamente da determinação de funções de transferência no gerador, seguida do ajuste dos coeficientes do estabilizador, como descrito abaixo:

a) Determinação de funções de Transferência

Com referência à figura 2.2 pode-se determinar a resposta em frequência entre ΔE_r (entrada do regulador) e a entrada do estabilizador ($\Delta \omega$ ou ΔP_e , por exemplo), com a malha do ESP aberta. São empregados tanto modelagem analítica como testes de resposta em frequência realizados em campo. Curvas de ganho e fase, na faixa de frequência desejada, podem ser traçadas, através da injeção de sinais senoidais de amplitude adequada. Esta função de transferência é determinada com o sistema operando em condições especificadas, de acordo com o sinal de entrada do ESP (alto nível de potência transmitida, com o gerador fortemente acoplado ao sistema, no caso de ESP's derivados da potência ou velocidade, visto que estas condições limitam o ganho máximo possível para a malha do estabilizador [LAR81 e BUS79]).

Técnicas de correlação, usando transformada rápida de Fourier, podem também ser usadas para abreviar o processo de medidas e aumentar a precisão das curvas obtidas [FAR83 e HOP77].

b) Determinação dos coeficientes do Estabilizador

Tendo-se obtido a função de transferência sem o estabilizador, como descrito no item anterior, pode-se usar qualquer método conveniente de projeto para calcular os parâmetros do estabilizador, de modo a se conseguir um desempenho adequado para o sistema em malha

fechada. Geralmente, utilizam-se métodos clássicos, baseados em tentativas, para ajustar as constantes de tempo do circuito de avanço-atraso, através de diagramas de Bode ou Nyquist [MEL69 e LAR81], de modo a se obter as características desejadas para o sistema, ou técnicas para o posicionamento dos pólos dominantes, através do traçado do lugar das raízes [MEL69 e BOL75].

c) Ajuste do Ganho do Estabilizador

Este ganho é geralmente calculado como parte do item anterior, com seu ajuste final feito em campo, com o sistema operando como descrito em a), de modo a se obter uma margem de ganho de aproximadamente 10 dB [LAR81].

Como princípio geral neste processo de ajuste de parâmetros do ESP, tem-se que considerar que o estabilizador deve fornecer adequado amortecimento do modo local de oscilação (modo devido à oscilação do rotor do gerador em relação ao resto do sistema, localizado numa faixa entre 0.8 e 1.8 Hz), sob todas as condições de operação, com particular atenção para a condição de alto nível de potência transmitida e fraco acoplamento com o sistema. Simultaneamente, o ESP deve garantir uma grande contribuição (proporcional à capacidade de geração da máquina em consideração, relativa ao total da geração de sua área) para o amortecimento do modo inter-área (modo de oscilação de grupos de máquinas de uma área contra grupos de máquinas de outra área, localizado numa faixa de 0.2 a 0.5 Hz).

Os passos descritos anteriormente são realizados cada vez que um ESP para uma máquina é implementado. Algumas vezes, modificações apreciáveis ocorrem no sistema e os ESP's de várias máquinas têm que ser reajustados (muitas empresas costumam fazer ajustes periódicos).

2.3 Considerações Adicionais

Outro problema envolvido com o projeto de ESP's diz respeito à escolha de locais convenientes para a instalação dos estabilizadores dentro da rede de energia. Métodos baseados em análise modal, onde se especifica a contribuição de um modo particular na

resposta do sistema, permitindo-se estudos referentes à dominância, controlabilidade, observabilidade e seleção de entradas de controle e sinais de realimentação mais eficazes para o controle modal, são assunto de vários artigos científicos [CAS92, MAR90, MAR92, ARC80 e FON95]. Neste trabalho, apesar de não se apresentar qualquer análise específica do problema da localização dos estabilizadores na rede de energia, quando da aplicação dos ESP's adaptativos propostos em sistemas multimáquinas (cap 7), serão utilizadas rotinas computacionais baseadas nas referências acima citadas, para sua localização adequada nos sistemas considerados.

Mais recentemente, têm também sido desenvolvidos métodos para ajuste global de ESP's em sistemas multimáquinas, usando procedimentos seqüenciais similares aos que foram descritos, ou usando uma modelagem geral, com determinação de auto-valores e aplicação de técnicas de projeto baseadas em alocação de pólos [LIM85, TEI91 e ARA92], teoria de controle linear ótimo, controle ótimo descentralizado [XU88, MAC92 e FRE95], etc. De modo geral, para se obter um ESP prático, descentralizado, de baixa ordem, várias aproximações têm que ser consideradas. As referências [LIM85, TEI91, ARA92, XU88, MAC92, FRE95, MEL80, MOT81 e DOI84] proporcionam uma boa visão da utilização de vários destes métodos.

2.4 Conclusão

Este capítulo apresentou uma visão geral, sucinta, dos conceitos básicos empregados no projeto de estabilizadores de sistemas de potência. É enfatizada a necessidade de realização de testes para medição de funções de transferência do gerador ligado ao sistema de potência e citada a necessidade de reajustes sempre que houver mudanças significativas no sistema (que possam proporcionar deterioração no controle). A implementação de ESP's usando técnicas adaptativas, do tipo auto-ajustáveis, visa contornar muitos dos problemas relacionados. Sendo uma técnica de relativa facilidade de implementação, principalmente se já houver utilização de tecnologia digital no sistema de excitação, deve ser considerada como opção para síntese de ESP's. O próximo capítulo apresenta os conceitos gerais envolvidos no uso de tais técnicas.

Capítulo 3

CONCEITOS GERAIS SOBRE CONTROLE ADAPTATIVO AUTO-AJUSTÁVEL

3.1 Introdução

O objetivo deste capítulo é apresentar os conceitos básicos principais envolvidos na implementação de controladores adaptativos auto-ajustáveis, para se obter melhor compreensão destes controladores quando de sua utilização em sistemas de potência, objetivo geral deste trabalho.

O capítulo é dividido em seis seções. Seguindo-se a esta seção introdutória, a segunda seção apresenta as considerações básicas sobre controladores adaptativos. A terceira expõe a modelagem discreta de sistemas, uma vez que a tecnologia digital é a empregada na implementação destes controladores. A seção quatro apresenta os tópicos principais de identificação baseada em estimação paramétrica, com ênfase na sua forma recursiva. Na seção cinco, são mostradas as principais técnicas de controle usadas para implementar o controlador adaptativo auto-ajustável. A seção de conclusão evidencia os tópicos relevantes deste capítulo, no contexto geral do trabalho.

3.2 Considerações Básicas sobre Controladores Adaptativos

O termo "sistema adaptativo" implica em um sistema capaz de levar em conta variações imprevisíveis, aparecendo dentro do sistema ou externas a ele. Este assunto tem sido de grande atração por parte dos engenheiros de sistemas, com diversas publicações sobre o assunto sendo reportadas, por exemplo [NAR80 e HAR85].

Como em aplicações reais muitos sistemas têm características dinâmicas que variam substancialmente na faixa de operação do sistema, um controlador a parâmetros fixos pode não ser capaz de lidar bem com estas variações e um esquema adaptativo poderia ser requerido. Deve-se também deixar claro que controle adaptativo não é uma alternativa única para tratar com sistemas que apresentam características dinâmicas variantes com as condições de operação. Entretanto, é uma alternativa plausível, de relativamente fácil compreensão e implementação [AST89].

Com o desenvolvimento rápido da tecnologia dos microcomputadores tornou-se possível, e mesmo preferível em muitos casos, o uso de computadores digitais em controle industrial em todos os níveis. Economia, confiabilidade, capacidade de tomar decisões e flexibilidade nos programas de controle são as maiores características dos sistemas de controle digitais. Como o processamento de dados nos controladores digitais é feito de maneira direta e fácil, métodos de controle anteriormente considerados demasiadamente complexos, como o controle adaptativo, podem ser agora implementados a um custo razoavelmente baixo.

Este trabalho utiliza controladores adaptativos, do tipo auto-ajustáveis, com uso inerente de estimação, como mostrado na fig. 3.1. Portanto, os principais aspectos envolvidos com a aplicação desta técnica serão apresentados nas seções seguintes do capítulo, após uma curta seção sobre modelagem discreta, visto ser este tipo de controle implementado principalmente por tecnologia digital, via microcomputadores.

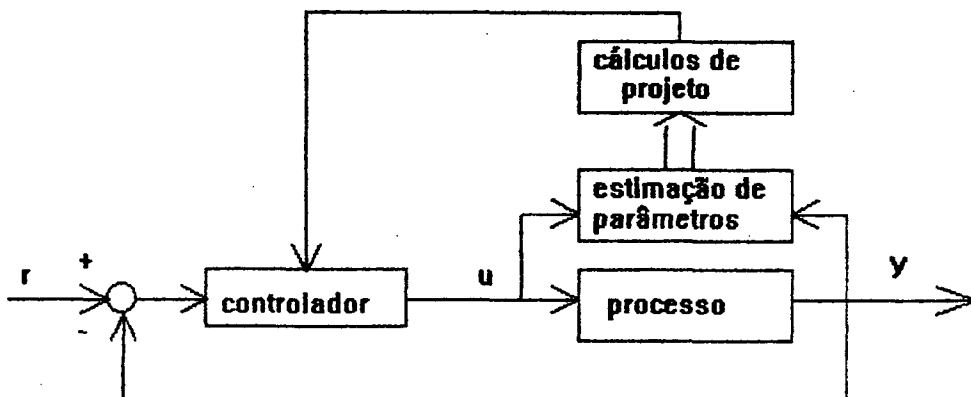


Fig. 3.1 Diagrama em blocos de um sistema com controle adaptativo do tipo auto-ajustável.

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + c_2q^{-2} + \dots + c_{nc}q^{-nc} \quad (3.7)$$

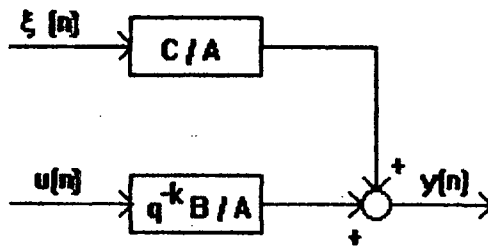


Fig. 3.3 Representação de um processo discreto linear com perturbação estocástica.

3.4 Identificação de Sistemas

O primeiro passo no projeto de um controlador para um processo dinâmico é a obtenção de um modelo que descreva adequadamente o comportamento deste processo. As principais maneiras de se obter modelos são através do conhecimento do funcionamento do processo ou de suas partes, em conjunto com os princípios físicos básicos que regem seu comportamento, ou por experimentação direta através de testes aplicados ao processo. Geralmente, ao se obter um modelo específico, usam-se ambos os métodos, de modo complementar. Frequentemente, é possível obter-se, a partir dos conhecimentos existentes sobre o processo, um modelo estrutural cujos parâmetros podem ser estimados por experimentação. O processo de construir modelos e estimar os melhores valores dos parâmetros desconhecidos, usando dados experimentais, é conhecido como *Identificação de Sistemas*.

Ao se obter modelos para propósitos de controle, normalmente não se busca uma descrição complexa detalhada do processo, mas sim um modelo simples e adequado, que permita o projeto de um controlador de modo tal que o sistema completo funcione de maneira eficiente, conforme prescrito.

Em controle adaptativo auto-ajustável, a técnica básica usada para obtenção de modelos é a estimação paramétrica pelo método dos mínimos quadrados ou suas variantes. Esta técnica é apresentada nos itens seguintes desta seção.

3.4.1. Estimação Paramétrica Pelo Método dos Mínimos Quadrados

Seja um processo descrito como um sistema linear em uma determinada faixa de operação e tendo o modelo discreto dado pela eq. (3.4) com $k = 1$ (casos com $k > 1$ podem ser considerados da mesma forma, aumentando-se a ordem do polinômio B e permitindo-se que os primeiros coeficientes b_i sejam nulos).

A saída do sistema no tempo $\tau = nT_s$ é:

$$y(n) = -a_1y(n-1) - a_2y(n-2) - \dots - a_{n_a}y(n-n_a) + b_0u(n-1) + b_1u(n-2) + \dots + b_{n_b}u(n-1-n_b)$$

As saídas nos instantes seguintes $y(n+1), \dots, y(n+N)$, onde N deve ser suficiente para determinar todos os parâmetros ($N \geq n_a + n_b + 1$), serão dadas por:

$$y(n+1) = -a_1y(n) - a_2y(n-1) - \dots - a_{n_a}y(n+1-n_a) + b_0u(n) + b_1u(n-1) + \dots + b_{n_b}u(n-n_b)$$

...

$$y(n+N) = -a_1y(n+N-1) - a_2y(n+N-2) - \dots - a_{n_a}y(n+N-n_a) + b_0u(n+N-1) + b_1u(n+N-2) + \dots + b_{n_b}u(n+N-1-n_b)$$

Em forma matricial, estas equações são expressas como :

$$\underline{Y} = \underline{X} \underline{\Theta} \tag{3.8}$$

onde

$$\underline{Y} = [y(n)y(n+1)\dots y(n+N)]^T \tag{3.9}$$

$$\underline{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} -y(n-1) & -y(n-2) & \dots & -y(n-na) & u(n-1) & u(n-2) & \dots & u(n-1-nb) \\ -y(n) & -y(n-1) & \dots & -y(n+1-na) & u(n) & u(n-1) & \dots & u(n-nb) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -y(n+N-1) & -y(n+N-2) & \dots & -y(n+N-na) & u(n+N-1) & u(n+N-2) & \dots & u(n+N-1-nb) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$\underline{\Theta} = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_{na} \ b_0 \ b_1 \ \dots \ b_{nb}]^T \quad (3.11)$$

O vetor de parâmetros estimados $\hat{\underline{\Theta}}$, pode ser obtido pelo método dos mínimos quadrados com o desenvolvimento dado a seguir.

Usando a estimação $\hat{\underline{\Theta}}$ o vetor de estimação da saída do sistema $\hat{\underline{Y}}$ é dado por

$$\hat{\underline{Y}} = \underline{\mathbf{X}} \hat{\underline{\Theta}} \quad (3.12)$$

e o vetor de erros de estimação (ou resíduos) $\underline{\eta}$ por :

$$\underline{\eta} = \underline{\mathbf{Y}} - \hat{\underline{Y}} = \underline{\mathbf{Y}} - \underline{\mathbf{X}} \hat{\underline{\Theta}} \quad (3.13)$$

O valor de $\hat{\underline{\Theta}}$ que minimiza a função J (a soma dos quadrados dos erros) é determinado usando a condição necessária para mínimo, $\frac{dJ}{d\hat{\underline{\Theta}}} = 0$, como segue :

$$J = \|\underline{\eta}\|^2 = \underline{\eta}^T \underline{\eta} = \left(\underline{\mathbf{Y}} - \underline{\mathbf{X}} \hat{\underline{\Theta}} \right)^T \left(\underline{\mathbf{Y}} - \underline{\mathbf{X}} \hat{\underline{\Theta}} \right) \quad (3.14)$$

$$\frac{dJ}{d\hat{\underline{\Theta}}} = -2 \underline{\mathbf{X}}^T \underline{\mathbf{Y}} + 2 \underline{\mathbf{X}}^T \underline{\mathbf{X}} \hat{\underline{\Theta}} = \underline{\mathbf{0}} \quad (3.15)$$

e como $\underline{\mathbf{X}}^T \underline{\mathbf{X}}$ é não-negativa definida, J é minimizada quando :

$$\hat{\underline{\Theta}} = (\underline{\mathbf{X}}^T \underline{\mathbf{X}})^{-1} \underline{\mathbf{X}}^T \underline{\mathbf{Y}} \quad (3.16)$$

O vetor de estimação dos parâmetros $\hat{\underline{\Theta}}$ pode ser obtido desde que $\underline{\mathbf{X}}^T \underline{\mathbf{X}}$ seja não-singular (o que ocorrerá sempre que o sistema for persistentemente excitado porque, neste caso, não aparecerão linhas comuns na matriz $\underline{\mathbf{X}}$).

Se o sistema estiver submetido a uma perturbação estocástica $v(n)$, a expressão equivalente para a equação (3.8) é ³ :

$$\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{X}} \underline{\Theta} + \underline{\mathbf{V}} \quad (3.17)$$

então, pré-multiplicando-se esta equação pela matriz $(\underline{\mathbf{X}}^T \underline{\mathbf{X}})^{-1} \underline{\mathbf{X}}^T$ (denominada de pseudo-inversa de $\underline{\mathbf{X}}$) e usando a equação (3.16), obtém-se:

$$\hat{\underline{\Theta}} = \underline{\Theta} + (\underline{\mathbf{X}}^T \underline{\mathbf{X}})^{-1} \underline{\mathbf{X}}^T \underline{\mathbf{V}} \quad (3.18)$$

Portanto, a estimação por mínimos quadrados será tendenciosa ("biased") com desvio dado por $E\left\{(\underline{\mathbf{X}}^T \underline{\mathbf{X}})^{-1} \underline{\mathbf{X}}^T \underline{\mathbf{V}}\right\}$ (onde $E\{\bullet\}$ significa valor esperado).

Se $v(n) = \xi(n)$, isto é, uma seqüência não correlacionada de média zero, pode ser mostrado [YOU84, LJU83] que o valor esperado acima será nulo (visto que os elementos da matriz $\underline{\mathbf{X}}$ envolverão somente valores anteriores da seqüência não correlacionada) e a estimação será não-tendenciosa.

Se, contudo,

$$= \xi(n) + c_1 \xi(n-1) + \dots + c_{nc} \xi(n-nc)$$

como no modelo dado pela equação (3.6), a estimação será tendenciosa e outros métodos deverão ser considerados, como explicado posteriormente, na sub-seção 3.4.3.

³ com $\underline{\mathbf{V}} = [v(n) v(n+1) \dots v(n+N)]^T$

3.4.2 Mínimos Quadrados Recursivos

Quando as estimações são obtidas sequencialmente, como em controle auto-ajustável, é desejável realizar os cálculos de modo tal que os resultados obtidos até o instante $N-1$ sejam usados para se obter a estimação no instante N .

Considerando as equações anteriores até a observação $N-1$, quando uma medida adicional é obtida, uma linha \underline{x}_N é acrescentada à matriz \underline{X}_{N-1} e um elemento y_N ao vetor \underline{Y}_{N-1} . Em forma particionada tem-se:

$$\begin{bmatrix} \underline{Y}_{N-1} \\ \dots \\ y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{X}_{N-1} \\ \dots \\ \underline{x}_N \end{bmatrix} [\underline{\Theta}] \quad (3.19)$$

com:

$$\underline{x}_N = [-y_{n-1} - y_{n-2} \dots u_{n-1} u_{n-2} \dots] \quad (3.20)$$

A estimação $\hat{\underline{\Theta}}_N$, para N observações, pode ser escrita então como:

$$\begin{aligned} \hat{\underline{\Theta}}_N &= (\underline{X}_N^T \cdot \underline{X}_N)^{-1} \underline{X}_N^T \underline{Y}_N \\ &= (\underline{X}_{N-1}^T \underline{X}_{N-1} + \underline{x}_N^T \underline{x}_N)^{-1} (\underline{X}_{N-1}^T \underline{Y}_{N-1} + \underline{x}_N^T y_N) \end{aligned} \quad (3.21)$$

Denotando:

$$\underline{P}_{N-1} = (\underline{X}_{N-1}^T \cdot \underline{X}_{N-1})^{-1} \quad (3.22)$$

tem-se :

$$\hat{\underline{\Theta}}_{N-1} = \underline{P}_{N-1} \underline{X}_{N-1}^T \cdot \underline{Y}_{N-1} \quad (3.23)$$

e pode-se obter, através do desenvolvimento das equações precedentes, juntamente com a utilização do Lema da inversão de matrizes [BIE77, WEL86], as expressões de atualização de $\hat{\Theta}$ e \underline{P} no instante N a partir dos valores no instante $N-1$.

Estas expressões são dadas por :

$$\hat{\Theta}_N = \hat{\Theta}_{N-1} + \underline{P}_{N-1} \underline{x}_N^T \left(y_N - \underline{x}_N \hat{\Theta}_{N-1} \right) / d_{N-1} \quad (3.24)$$

$$\underline{P}_N = \underline{P}_{N-1} - \left(\underline{P}_{N-1} \underline{x}_N^T \underline{x}_N \underline{P}_{N-1} \right) / d_{N-1} \quad (3.25)$$

com:

$$d_{N-1} = 1 + \underline{x}_N \underline{P}_{N-1} \underline{x}_N^T \quad (3.26)$$

Pode ser visto que a equação recursiva de estimação (3.24) tem a seguinte forma:

$$\begin{pmatrix} \text{Novo Valor} \\ \text{da} \\ \text{Estimação} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{Valor Anterior} \\ \text{da} \\ \text{Estimação} \end{pmatrix} + (\text{Ganho} \times \text{Erro de Predição})$$

com o vetor de ganho sendo dado pôr:

$$\underline{K}_N = \underline{P}_{N-1} \underline{x}_N^T / d_{N-1} \quad (3.27)$$

Quando a estimação atinge o seu valor correto, o erro de predição torna-se nulo (supondo sistema sem ruído). Uma medida da qualidade da estimação é dada pela matriz definida positiva \underline{P} , que é uma versão normalizada da matriz de covariância da estimação $\hat{\Theta}$. As magnitudes dos elementos da diagonal de \underline{P} estão relacionadas com as variâncias dos correspondentes elementos em $\hat{\Theta}$. Se o elemento (i, i) de \underline{P} é pequeno, isto significa que o correspondente elemento em $\hat{\Theta}$ é um bom valor para esta estimação (baixa variância). No



início do processo de estimação, se não houver uma boa suposição inicial para os elementos de $\hat{\underline{\Theta}}$, \underline{P} é suposta ser uma matriz diagonal de grande magnitude. Quando a estimação prossegue, a atualização de \underline{P} pela equação (3.25) resulta em sucessivas reduções na magnitude destes elementos. Portanto, os termos do vetor de ganho em (3.27) tendem a zero com o aumento do número de medidas processadas.

Se os parâmetros forem variantes no tempo, uma modificação é necessária para se evitar que os termos do vetor de ganho tornem-se demasiadamente pequenos e, em princípio, o uso da fórmula com parâmetros variantes no tempo possa ser usada [AST89, FOR81].

Portanto, desde que não se permita que os termos de \underline{P} fiquem muito pequenos, o erro de predição fornece uma contínua correção na estimação $\hat{\underline{\Theta}}$ que permite seguir variações nos parâmetros do sistema.

Uma maneira de se fazer esta modificação é através do chamado "fator de esquecimento", que serve para progressivamente eliminar a influência das medidas anteriores na atualização de \underline{P} .

Neste caso a atualização de \underline{P} fica sendo:

$$\underline{P}_N = \left[\underline{X}_N^T \underline{X}_N \right]^{-1} = \left[\lambda \underline{X}_{N-1}^T \underline{X}_{N-1} + \underline{X}_N^T \underline{X}_N \right]^{-1} \quad (3.28)$$

Onde o fator de esquecimento λ é um número ligeiramente menor que 1, geralmente na faixa $0.97 \leq \lambda \leq 1$.

Um algoritmo de estimação paramétrica usando mínimos quadrados pode ser sumarizado nos passos abaixo (supondo $N - 1$ medidas já processadas):

Algoritmo de estimação por mínimos quadrados

1. no instante N , forme \underline{x}_N usando as medidas mais recentes;

2. determine o erro de predição ϵ_N , usando

$$\epsilon_N = y_N - \underline{\mathbf{x}}_N^T \hat{\underline{\Theta}}_{N-1} \quad (3.29)$$

3. calcule o vetor de ganho $\underline{\mathbf{K}}_N$, usando

$$\underline{\mathbf{K}}_N = \underline{\mathbf{P}}_{N-1} \underline{\mathbf{x}}_N^T / d_{N-1} \quad (3.30)$$

com d_{N-1} dado por:

$$d_{N-1} = \lambda + \underline{\mathbf{x}}_N^T \underline{\mathbf{P}}_{N-1} \underline{\mathbf{x}}_N \quad (3.31)$$

4. atualize o vetor de estimação dos parâmetros com:

$$\hat{\underline{\Theta}}_N = \hat{\underline{\Theta}}_{N-1} + \underline{\mathbf{K}}_N \epsilon_N \quad (3.32)$$

5. atualize a matriz de covariância da estimação com:

$$\underline{\mathbf{P}}_N = [\mathbf{I} - \underline{\mathbf{K}}_N \underline{\mathbf{x}}_N^T] \underline{\mathbf{P}}_{N-1} / \lambda \quad (3.33)$$

e aguarde o próximo instante de amostragem, re-iniciando então com o passo 1.

Com o fator de esquecimento λ incluído, os elementos de $\underline{\mathbf{P}}_N$ não decrescem a zero quando $N \rightarrow \infty$ e, deste modo, o algoritmo pode, em princípio, ser usado para sistemas variantes no tempo⁴. Contudo, se nenhuma nova informação entrar no estimador por um período longo de tempo (isto é, se o sistema não for persistentemente excitado), a contínua divisão por λ pode tornar os elementos de $\underline{\mathbf{P}}_N$ muito grandes, alcançando os limites numéricos do computador (isto é conhecido na literatura pertinente como "*explosão da matriz de covariância*" [LJU83, SEB86]). Para evitar este problema, usam-se fatores de esquecimento variáveis [FOR81, YDS85], cuja idéia básica é manter λ próximo a 1, quando os parâmetros não apresentam variações e, assim que estas são detectadas (por exemplo, através da monitoração do erro de predição), permite-se a diminuição de λ .

⁴ Outra alternativa é variar periodicamente $\underline{\mathbf{P}}$, de modo adequado, para que seus parâmetros não decresçam a zero.

3.4.3 Outros Algoritmos

Apesar do algoritmo básico de mínimos quadrados recursivo ser um excelente estimador, há situações em que outros algoritmos podem ser mais úteis. Por exemplo, em casos de baixa precisão computacional, erros acumulados nos cálculos podem levar à perda da "definitividade positiva" de \underline{P} . Nestes casos, métodos de fatoração tais como o método da raiz quadrada de matrizes ou o da fatoração $U - D$ devem ser usados [BIE77]. A idéia básica é expressar a matriz \underline{P}_N em outra forma, por exemplo $\underline{P}_N = \underline{S}_N \underline{S}_N^T$, onde \underline{S}_N é uma matriz triangular e correspondente à "raiz quadrada" da matriz \underline{P}_N .

Usando esta expressão para \underline{P}_N , obtém-se algoritmos com precisão melhorada e assegura-se sua "definitividade positiva".

Outras vezes, a disponibilidade de tempo para os cálculos é curta e "algoritmos rápidos" têm que ser usados [ROB81]. Estes algoritmos exploram o fato de que parte dos cálculos de atualização da matriz de covariância são invariantes em instantes sucessivos e não necessitam ser repetidos.

Em outras situações o sistema é submetido a perturbações do tipo ruído colorido (ruído com espectro não-uniforme) tal que $A.y = B.u + C.\xi$, com $C \neq 1$, e o algoritmo básico de estimação por mínimos quadrados pode fornecer resultados tendenciosos. Nestes casos, métodos tais como mínimos quadrados estendido, variáveis instrumentais, máxima verossimilhança⁵ etc, podem ser usados [EYK74 e KUR80]. O método dos mínimos quadrados estendido recursivo é um dos mais utilizados e é brevemente discutido abaixo.

Considera-se o modelo do processo como dado pela equação (3.6), repetida a seguir

$$Ay(n) = Bu(n - k) + C\xi(n)$$

com:

$$A = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_{na}q^{-na}$$

$$B = b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_{nb}q^{-nb}$$

e

$$C = 1 + c_1q^{-1} + \dots + c_{nc}q^{-nc}$$

O método envolve a estimação dos parâmetros do processo e da perturbação também.

Para estimar os coeficientes c_i , o conhecimento de $\xi(n-1), \xi(n-2), \dots, \xi(n-nc)$ é necessário. No entanto, $\xi(n)$ é uma sequência do tipo ruído branco (ruído com espectro

⁵ Em Inglês : maximum likelihood

uniforme) não acessível para medições. Para superar esta dificuldade, usa-se como aproximação de ξ , em cada instante de tempo, o erro de predição ϵ .

Portanto, o modelo do processo passa a ser

$$y(n) = \underline{\Phi}(n) \hat{\underline{\Theta}} + \xi(n) \quad (3.34)$$

onde:

$$e \quad \hat{\underline{\Theta}} = [a_1 \dots a_{na} \ b_0 \dots b_{nb} \ c_1 \dots c_{nc}]^T$$

$$\underline{\Phi}(n) = [-y(n-1) \dots -y(n-na) \ u(n-k) \dots u(n-k-nb) \ \hat{\xi}(n-1) \dots \hat{\xi}(n-nc)]$$

Em cada instante $\hat{\xi}$ é calculado como sendo o erro de predição ⁶, isto é

$$\hat{\xi}(n) = y(n) - \underline{\Phi}(n) \hat{\underline{\Theta}}(n-1) \quad (3.35)$$

e os parâmetros da planta e do ruído passam a ser estimados conjuntamente.

3.4.4 Robustez do Estimador via Filtragem

Outro aspecto interessante em se tratando de estimação é que, quando se trabalha com controle adaptativo em plantas de sistemas reais, de ordem elevada, usa-se normalmente um modelo de ordem reduzida para representar esta planta. Neste modelo, só a dinâmica mais dominante do sistema é representada. Ocorre que, em controle adaptativo, os sinais de entrada da planta são determinados pela própria lei de controle aplicada. Se for empregado um controlador que estenda bastante a largura de faixa do sistema, a dinâmica não-modelada pode ser bastante excitada e o estimador começará a apresentar problemas na estimação [BIT90 e AST89].

⁶ Pode também ser usado o residuo da estimação : $\hat{\xi}(n) = \eta(n) = y(n) - \underline{\Phi}^T(n) \hat{\underline{\Theta}}(n)$, ao invés do erro de predição. Neste caso, o algoritmo é conhecido como *Estimador recursivo de máxima verossimilhança aproximada* [SOL80].

Deste modo, é comum filtrar-se os sinais medidos, antes de utilizá-los no estimador, de modo a concentrar a energia dos sinais na faixa espectral desejada, aumentando pois a robustez do estimador [IOA83 e BIT90].

Com estas considerações, algoritmos semelhantes ao dos mínimos quadrados recursivo básico, com as devidas modificações, podem ser desenvolvidos. A próxima seção descreve, de forma geral, alguns dos controladores mais utilizados em Controle Adaptativo.

3.5 Controladores Adaptativos Auto-Ajustáveis

Em controle adaptativo auto-ajustável há dois tipos genéricos de métodos para projetar o controlador. No primeiro, denominado explícito, um modelo do processo é obtido através de técnicas de estimação recursiva, como vistas na seção anterior. Usando-se o modelo obtido, o controlador é então projetado em tempo real por qualquer método de controle adequado (por exemplo, controle proporcional + integral + derivativo, PID; controlador linear com otimização quadrática, LQR; alocação de pólos; etc). Como os parâmetros do controlador não são estimados diretamente, sendo calculados após a estimação dos parâmetros da planta, o método é também chamado de indireto.

O segundo método é denominado de implícito, visto que os parâmetros do processo não são estimados explicitamente, pois usa-se uma reorganização das equações (“reparametrização”) tal que se obtém diretamente os parâmetros do controlador, a partir de um algoritmo de estimação recursiva. Por causa disto, o método é também chamado de direto.

Atualmente alguns dos métodos desenvolvidos originalmente como explícitos podem ser colocados numa forma implícita, de modo que esta classificação não é completamente excludente [GOO84 , ALL90].

Nesta seção são descritos de maneira resumida alguns métodos usados para o projeto de controladores adaptativos auto-ajustáveis. Descrições mais detalhadas destes métodos, podem ser encontradas, por exemplo, nas referências [AST89 , HUG86 , GOO84 e HAR85] e nos artigos citados no desenvolvimento do texto.

3.5.1 Controlador de Variância Mínima [AST73]

Este tipo de controlador foi historicamente o primeiro a ser introduzido [PET70 , WIE71]; surgiu no contexto de sistemas estocásticos e é apresentado de modo resumido a seguir.

Considera-se inicialmente o processo dado pela equação (3.6), repetida abaixo:

$$Ay(n) = q^{-k} Bu(n) + C\xi(n)$$

Pode-se colocar esta equação numa forma preditiva (com a saída expressa k intervalos a frente do tempo atual n):

$$y(n+k) = \frac{B}{A} u(n) + \frac{C}{A} \xi(n+k) \quad (3.36)$$

O sinal de ruído ξ (seqüência não-correlacionada de média zero, como visto anteriormente) pode ser separado em componentes de ruídos futuros (do instante $n+1$ em diante) e de ruídos passados e presente (até o instante n , inclusive). Isto é feito decompondo-se $\frac{C}{A}$ como abaixo:

$$\frac{C}{A} = F + q^{-k} \frac{G}{A} \quad (3.37)$$

com o polinômio F tendo ordem $k-1$.

Usando a equação (3.37), o termo de ruído $\frac{C}{A} \xi(n+k)$ na equação (3.36) pode ser expresso por:

$$\frac{C}{A} \xi(n+k) = F\xi(n+k) + \frac{G}{A} \xi(n) \quad (3.38)$$

Como dito anteriormente, o primeiro termo do lado direito desta expressão representa os valores futuros dos ruídos inseridos na saída; o segundo termo representa os valores passados e presente.

Este segundo termo pode ser determinado a partir da seqüência de valores de entrada e saída do processo (equação (3.6)), como abaixo:

$$\frac{G}{A}\xi(n) = \frac{G}{C}y(n) - q^{-k} \frac{G}{CA}Bu(n) \quad (3.39)$$

Portanto, a equação (3.36), equação do processo na forma preditiva, pode ser colocada na seguinte forma (substituindo-se C/A dado em (3.38), com auxílio de (3.39):

$$y(n+k) = \left(\frac{B}{A} - q^{-k} \frac{G}{A} \frac{B}{C} \right) u(n) + \frac{G}{C}y(n) + F\xi(n+k) \quad (3.40)$$

Esta equação pode ser desenvolvida (usando-se também a equação (3.37)), obtendo-se:

$$y(n+k) = \frac{1}{C} [BFu(n) + Gy(n)] + F\xi(n+k) \quad (3.41)$$

A expressão (3.41) apresenta a saída y do processo k intervalos a frente como sendo composta da soma de dois termos: o primeiro deles representa a previsão desta saída baseada nos dados disponíveis até o instante atual n ; o segundo termo representa os componentes de ruído que contaminarão o processo desde $n+1$ até $n+k$.

Se o objetivo do controle for minimizar a variância da saída $y(n+k)$, $u(n)$ tem que ser escolhido de modo a anular o primeiro termo do lado direito de (3.41) (o segundo termo, dos ruídos futuros, obviamente não pode ser influenciado pelo controle $u(n)$).

Portanto, o controlador de variância mínima é obtido por:

$$BFu(n) + Gy(n) = 0 \quad (3.42)$$

Os coeficientes dos polinômios BF (polinômio produto) e G podem ser obtidos diretamente, por estimação. Isto é feito através de manipulações algébricas na equação (3.41) (reparametrização), como indicado a seguir.

Multiplicando-se a equação (3.41) pelo polinômio C e passando todos os termos resultantes no lado esquerdo, menos $y(n+k)$, para o outro lado, obtém-se:

$$y(n+k) = [BFu(n) + Gy(n)] - (c_1q^{-1} + \dots + c_mq^{-m}) \cdot [y(n+k) - F\xi(n+k)] + F\xi(n+k) \quad (3.43)$$

Se a lei de controle (3.42) for utilizada em todos os intervalos de amostragem, tem-se, de (3.41):

$$y(n+k) - F\xi(n+k) = 0$$

e portanto a equação (3.43) fica sendo (colocando-a novamente na forma não-preditiva):

$$y(n) = BFu(n-k) + Gy(n-k) + F\xi(n) \quad (3.44)$$

Esta expressão está na forma adequada para utilização de estimação recursiva. Portanto, os valores dos coeficientes de BF e G podem ser determinados usando-se, por exemplo, o algoritmo de mínimos quadrados apresentando na seção anterior (nota-se ainda que o termo $F\xi(n)$ é não-correlacionado com os outros termos do lado direito de (3.44), devido à ordem de F , e então a estimação obtida será não-tendenciosa).

Os problemas principais com o controlador de variância mínima são:

- a) a grande dependência do conhecimento de k (atraso no transporte do processo);
- b) o controle u obtido geralmente tem valores grandes, pois a lei de controle empregada tende a deslocar os pólos para a origem do plano-Z (isto pode ser atenuado, introduzindo-se pólos mais afastados da origem na função de transferência de malha fechada [WEL79a, WEL78]);
- c) a lei de controle utilizada (equação (3.42)) implicitamente implica em anular os zeros do processo e, por isto, não pode ser utilizada diretamente em processos com fase não-mínima (ocorrência comum em sistemas de controle discretos [AST84a]).

3.5.2 Controlador de Variância Mínima Generalizada [CLA75 , CLA79]

O controlador de variância mínima generalizada visa contornar alguns dos problemas mencionados na sub-seção anterior. O processo considerado tem o mesmo modelo dado pela equação (3.6) ($Ay(n) = Bu(n - k) + C\xi(n)$). O projeto, ao invés de minimizar a variância da saída do sistema, minimiza uma função definida por:

$$\Psi(n) = Py(n) + Qu(n - k) - R\omega(n - k) \quad (3.45)$$

Os polinômios P e Q fornecem uma ponderação nos sinais de saída e entrada do processo, respectivamente. É também introduzido um termo para considerar entrada de referência no sistema. Na referência [HUG86] são discutidas algumas formas de escolha dos polinômios da expressão acima.

A equação (3.45) pode ser colocada em sua forma preditiva (k intervalos a frente) e um desenvolvimento análogo ao feito para o controlador de variância mínima permite obter-se a seguinte lei de controle [CLA75]:

$$Hu(n) + Gy(n) + E\omega(n - k) = 0 \quad (3.46)$$

com $H = BF + QC$ e $E = -RC$ (nota-se então que o controlador não cancela zeros do processo, desde que $Q \neq 0$).

Os polinômios F e G em (3.46) são definidos por uma equação similar a (3.37), que, no caso atual, é:

$$\frac{PC}{A} = F + q^{-k} \frac{G}{A} \quad (3.47)$$

Da mesma forma que na sub-seção anterior, os coeficientes dos polinômios do controlador também podem ser estimados diretamente por um algoritmo recursivo. A equação para estimação é agora dada por [CLA75]:

$$\Psi(n) = Hu(n - k) + Gy(n - k) + E\omega(n - k) \quad (3.48)$$

Um algoritmo para controle adaptativo auto-ajustável, usando este método, pode ser implementado como sugerido a seguir :

Algoritmo de controle usando variância mínima generalizada

- 1) obtenção de $y(n)$, no instante n ;
- 2) usando os mais recentes valores disponíveis dos parâmetros do controlador, determinar $u(n)$ pela equação (3.46) e aplicar imediatamente ao processo;
- 3) determinar $\Psi(n)$ usando (3.45);
- 4) atualizar os parâmetros do controlador, usando a equação (3.48), através de um algoritmo de estimação recursiva (por exemplo, por mínimos quadrados);
- 5) com os parâmetros atualizados, aguardar o próximo intervalo de amostragem e retornar ao passo 1).

Alguns dos problemas associados com o controle de variância mínima são agora superados. Persiste ainda, principalmente, a dependência do esquema com a escolha conveniente de k (atraso no transporte).

3.5.3 Controle por Posicionamento de Pólos [EDM76 , WEL79b]

Seja o seguinte modelo determinístico para um processo (ver equação (3.5)):

$$A.y(n) = q^{-k} B.u(n)$$

onde se supõe que os polinômios A e B são obtidos através de um método de estimação recursiva. O sinal de controle $u(n)$, no sistema mostrado na figura 3.4, é dado por:

$$u(n) = \frac{G}{H} [\omega(n) - y(n)] \quad (3.49)$$

e a saída $y(n)$ por:

$$y(n) = \frac{q^{-k} BG}{AH + q^{-k} BG} \omega(n) \quad (3.50)$$

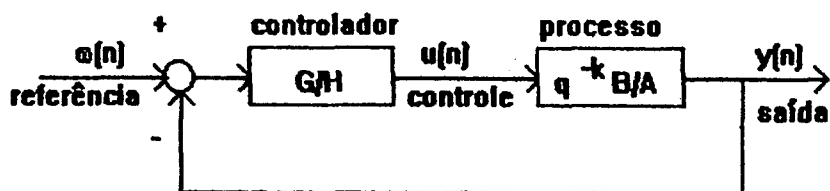


Fig. 3.4 Sistema de Controle Discreto

O controle por posicionamento de pólos, sem especificação dos zeros desejados, para se evitar problemas com processos de fase não-mínima, implica na escolha de uma equação característica desejada para o sistema. Então a equação característica da função de transferência dada pela equação (3.50) será:

$$AH + q^{-k} B.G = T_D \quad (3.51)$$

onde T_D é o polinômio que contém os pólos desejados para o sistema.

Sendo A e B conhecidos por estimação e dado T_D , pode-se resolver a equação (3.51) (denominada equação Diofantina ⁷), expressando-se os polinômios por:

$$\begin{aligned} G &= g_0 + g_1 q^{-1} + \dots + g_{ng} q^{-ng} \\ H &= 1 + h_1 q^{-1} + \dots + h_{nh} q^{-nh} \\ T_D &= 1 + t_1 q^{-1} + \dots + t_{nt} q^{-nt} \end{aligned}$$

com suas ordens dadas por (solução para controlador com ordem mínima [WEL79b]):

$$ng = na - 1 \quad ; \quad nh = nb + k - 1 \quad e \quad nt \leq (na + nb + k - 1)$$

A solução é obtida pela resolução de um sistema linear resultante da igualdade dos coeficientes de mesma potência de q . Por exemplo, se o modelo de um processo for dado por :

⁷ Em homenagem ao algebrista grego Diophantus, do século IV, que estudou equações similares no campo dos números inteiros.

$$y(n) = q^{-1} \frac{b_0 + b_1 q^{-1}}{1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2}} u(n) ;$$

e o polinômio desejado por : $T_D = 1 + t_1 q^{-1} ;$

então, tem-se os seguintes valores para as ordens dos polinômios e termo de atraso no transporte:

$$n_a = 2 ; n_b = 1 ; k = 1 \text{ e } n_t = 1 \leq (n_a + n_b + k - 1) = 3$$

Portanto determina-se : $n_g = n_a - 1 = 1$ e $n_h = (n_b + k - 1) = 1$

A equação Diofantina neste caso é:

$$(1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2})(1 + h_1 q^{-1}) + q^{-1}(b_0 + b_1 q^{-1})(g_0 + g_1 q^{-1}) = 1 + t_1 q^{-1}$$

Igualando-se os termos de mesmo expoente, obtém-se o seguinte sistema:

$$\begin{bmatrix} 1 & b_0 & 0 \\ a_1 & b_1 & b_0 \\ a_2 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ g_0 \\ g_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_1 - a_1 \\ -a_2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

Um sistema linear como (3.52) para a solução dos coeficientes do controlador deve ser resolvido em cada intervalo de amostragem, usando-se os coeficientes estimados da planta do processo e os coeficientes do polinômio dos pólos desejados.

Uma vantagem deste método é não ser necessário conhecer com precisão o valor de k (atraso no transporte). Basta que se use um polinômio B com ordem suficientemente elevada, permitindo-se que os primeiros termos possam ser nulos. O método pode também ser estendido para sistemas multivariáveis [PRA80].

Alguns problemas devem ser também colocados:

- a) O polinômio T_D precisa ser cuidadosamente escolhido para se obter um controlador adequado.

b) Não se pode superdimensionar a ordem do processo, pois isto induziria o aparecimento de raízes iguais nos polinômios A e B , na estimação do processo. Como estes termos podem não ter sido considerados na escolha de T_D , pode haver problemas na resolução da equação Diofantina [ALL90].

c) O esquema pode exigir muito tempo para a obtenção do controle, pois necessita-se resolver um sistema linear (cuja ordem depende dos parâmetros a determinar), além da estimação recursiva. Portanto, em processos que exijam intervalos de amostragem curtos (processos rápidos), pode haver problemas de tempo na implementação dos algoritmos.

Para auxiliar a escolha do polinômio T_D , sugere-se usar um polinômio com raízes iguais aos pólos de malha aberta (raízes do polinômio A) deslocados radialmente em direção à origem do plano-Z (portanto, numa direção que melhora a estabilidade). Este método pode ser denominado de posicionamento de pólos por deslocamento radial uniforme e tem sido usado em diversas aplicações [GOS84 e SIL92].

Os problemas apontados nos itens b) e c) acima podem ser atenuados com o emprego de um enfoque implícito (obtenção direta dos parâmetros do controlador, por estimação) ao invés do método explícito mais comum [ALL90 e BAR92].

No próximo capítulo, faz-se uma análise mais profunda deste método, propondo-se algumas maneiras de escolher seus parâmetros de projeto, tendo em vista a aplicação pretendida.

3.5.4 Controle Linear Ótimo com Funcional Quadrático [AST89 e WAR81]

Conhecendo-se, por estimação, os coeficientes de A, B e C no modelo dado por (ver equação 3.6):

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t) + C(q^{-1})\xi(t) \quad ^8$$

pode-se obter uma representação na forma de espaço de estados do tipo [AST89]:

⁸O polinômio $B(q^{-1})$ está incluindo o atraso no transporte k

$$\begin{cases} \underline{x}(t+1) = \underline{P}\underline{x}(t) + \underline{Q}u(t) + \underline{R}\xi(t) \\ y(t) = \underline{H}\underline{x}(t) + \xi(t) \end{cases} \quad (3.53)$$

com

$$\underline{P} = \begin{bmatrix} -a_1 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & & & & \\ -a_{n-1} & 0 & & \dots & 1 \\ -a_n & 0 & & \dots & 0 \end{bmatrix} ; \quad \underline{Q} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ b_0 \\ \dots \\ b_n \end{bmatrix}$$

$$\underline{H} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad \dots \quad 0] ; \quad \underline{R} = [c_1 - a_1 \quad \dots \quad c_n - a_n]^T$$

onde $m = n - d_0$, sendo d_0 a diferença entre o número de pólos e zeros do modelo do processo e n a sua ordem.

O controle $u(t)$ que minimiza o funcional,

$$J = E \left\{ \sum_{t=1}^{\infty} \underline{x}(t)^T \underline{S} \underline{x}(t) + \rho u^2(t) \right\} \quad (3.54)$$

onde \underline{S} é uma matriz de ponderação no estado $\underline{x}(t)$ e ρ é o peso no controle, pode ser obtido através da solução de uma equação de Riccati [KAL60].

Como toda solução iterativa é de difícil implementação num algoritmo "on line", com curto período de amostragem, o maior problema na síntese deste controlador é a resolução da equação de Riccati. Em alguns algoritmos é sugerida a resolução de apenas uma (ou poucas) iteração da equação de Riccati em cada intervalo de amostragem [AST89 e LAM80].

3.5.5 Controle Preditivo Generalizado

Este tipo de controlador, proposto em [CLA87], foi baseado originalmente num modelo do tipo CARIMA⁹ para o processo, dado por :

$$A(q^{-1})y(n) = B(q^{-1})u(n-k) + \frac{\xi(n)}{\Delta} \quad (3.55)$$

onde Δ é o operador diferença dado por:

$$\Delta = 1 - q^{-1} \quad (3.56)$$

Uma função custo a ser minimizada pode ser definida por:

$$J_u(N_2, N_u) = E \left\{ \sum_{k=1}^{N_2} [y(n+k) - \omega(n+k)]^2 + \sum_{k=1}^{N_u} \rho \{ \Delta u(n+k-1) \}^2 \right\} \quad (3.57)$$

Nesta função, $y(n+k)$ e $\omega(n+k)$, $k = 1, \dots, N_2$ representam as saídas e sinais de referência, respectivamente, nos instantes de tempo $n+k$. N_2 define o número de diferenças entre a saída e a referência do sistema que são ponderados na função custo e é denominado de horizonte de saída. De modo análogo, N_u define o número de intervalos de amostragem em que o sinal de controle é considerado na função custo e é denominado de horizonte de controle; ρ é a ponderação do sinal de controle.

As diversas considerações e influências de fatores usados neste tipo de controle são analisados detalhadamente no capítulo 5, por ter sido uma das técnicas escolhidas para a síntese do controlador neste trabalho.

Como características favoráveis deste método citam-se: capacidade de emprego em sistemas (simultaneamente ou não) de fase não-mínima e instáveis em malha aberta (o que pode ocorrer em sistemas de potência, com modelos discretos, em determinadas condições de operação); uso em processos com modelos superparametrizados, sem emprego de cuidados

⁹ do inglês: Controlled Auto Regressive Integrated Moving Average

especiais, etc. Além disso, o controlador é suposto funcionar bem [CLA87] em sistemas com parâmetros variantes no tempo, com atraso no transporte variável e mesmo em processos com modelos cujas ordens podem variar abruptamente (mudança estrutural). Como não há registro de aplicação deste tipo de controlador na síntese de estabilizadores de sistemas de potência, é necessário testá-lo cuidadosamente para avaliar seu desempenho nesta aplicação. No Capítulo 5, faz-se uma apresentação mais detalhada deste tipo de controlador.

3.6 Conclusão

O principal objetivo deste capítulo foi apresentar as idéias básicas concernentes ao controle adaptativo auto-ajustável. Deste modo, os principais métodos de estimação recursiva, que constituem a parte principal deste tipo de controle, foram apresentados e comentados. Da mesma forma, as técnicas mais usadas para implementar o controlador também foram discutidas. Nos próximos capítulos, as duas técnicas que são utilizadas neste trabalho (posicionamento de pólos e controle preditivo generalizado) serão desenvolvidas com maiores detalhes, visando suas implementações para síntese de ESP's no capítulo posterior.

Capítulo 4

CONTROLADORES ADAPTATIVOS USANDO ALOCAÇÃO DE PÓLOS

4.1 Introdução

No capítulo anterior, foi vista uma descrição sucinta do problema da alocação de pólos como técnica de síntese do controlador em controle adaptativo. Neste capítulo, prossegue-se expandindo as principais considerações referentes a este tipo de controlador, usando modelos do tipo entrada-saída, conforme são obtidos pelo algoritmo de estimação, no esquema de controle adaptativo indireto usado neste trabalho. As referências [AST89 e AST84b] foram as mais usadas neste capítulo, em conjunto com outras citadas no texto.

Para a escolha da posição dos pólos dominantes, uma das principais considerações no projeto por alocação de pólos, são indicadas algumas possibilidades. Entre elas está a de alocação parcial dos pólos, movendo só os que têm baixo amortecimento e mantendo os demais em suas posições originais. Esta técnica será usada para implementar estabilizadores adaptativos com enfoque de posicionamento de pólos no Capítulo 6.

4.2 Formulação do Problema

Nesta seção, é apresentada uma formulação do problema de alocação de pólos, para modelos discretos, do tipo entrada-saída. O problema genérico é colocado, conforme a descrição do diagrama em blocos da fig. 4.1.

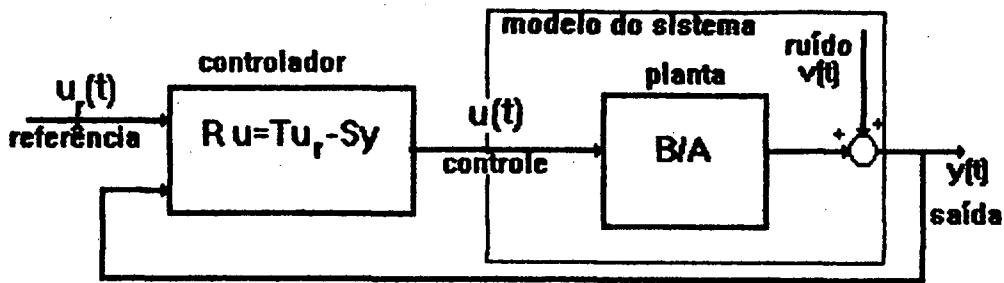


Fig. 4.1 Diagrama em blocos de malha fechada, com controlador, planta e os sinais no sistema.

Nesta figura, R, T, S, B e A são polinômios no operador q , definido por $q^i[x(t)] = [x(t+i)]$. Os polinômios A e B são expressos como :

$$A(q) = q^{n_a} + a_1 q^{n_a-1} + \dots + a_{n_a-1} \quad \text{e} \quad B(q) = b_0 q^{n_b} + b_1 q^{n_b-1} + \dots + b_{n_b}$$

com $n_a > n_b$, para causalidade (normalmente usa-se, em estimação de modelos discretos, $n_b = n_a - 1$ [AST84b]); os outros polinômios serão considerados posteriormente.

Note-se que na representação adotada neste capítulo, em termos do operador q , a ordem n de um sistema é dada pelo grau do polinômio do denominador de sua função de transferência discreta, isto é, $n = n_a$. Em termos do operador retro-diferença, visto no capítulo anterior, a ordem de um sistema, como considerado nas equações (3.1), (3.2) e (3.3), é dada por $n = \max\{n_a; n_b+k\}$. Se n_b+k for maior que n_a , esta diferença corresponde a pólos adicionais da planta, além das raízes de A , situados na origem do plano-Z.

As variáveis $u_r(t)$, $u(t)$, $v(t)$ e $y(t)$ representam, respectivamente, os sinais de referência, controle, perturbação e saída do sistema nos instantes t , múltiplos do período de amostragem T_s . O sinal de perturbação $v(t)$ representa o efeito total de todas as perturbações agindo sobre o sistema.

Supõe-se que os polinômios B e A da planta não têm raízes comuns e que a perturbação $v(t)$ é um processo estocástico, $v(t) = C/A \xi(t)$, onde $\xi(t)$ é uma sequência aleatória independente, ou não-correlacionada, de média zero e desvio padrão σ (ruído branco discreto, [AST84b]). Isto forma um modelo para o sistema do tipo CARMA ² :

¹ No capítulo anterior, usou-se o operador q^{-1} ; neste, em que se discute graus de polinômios e ordens de sistemas, preferiu-se usar q (o qual também é usado nas referências básicas deste capítulo).

² Devido as iniciais do nome em Inglês : Controlled Auto-Regressive and Moving Average.

$$A(q) y(t) = B(q) u(t) + C(q) \xi(t) \quad (4.1)$$

O polinômio mônico C^3 é um observador ótimo, invariante no tempo para o ruído do sistema, tendo suas raízes dentro do círculo unitário, no plano-Z [AST89]⁴. Como a multiplicação de C por uma potência arbitrária de q não afeta a estrutura de correlação de $C \xi(t)$, pode-se usar este artifício para normalizar C , de modo que o grau de C seja igual ao grau de A (ou o grau de A menos um) [AST84b].

A função de transferência em malha fechada do sistema mostrado na Fig.4.1, com o modelo de malha aberta dado pela eq. (4.1) é :

$$y(t) = (BT / (AR+BS)) ur(t) + (RC / (AR+BS)) \xi(t) \quad (4.2)$$

e a função de transferência do controlador é :

$$u(t) = (T/R) ur(t) - (S/R) y(t) \quad (4.3)$$

O critério adotado no projeto por alocação de pólos é dado em função de um polinômio mônico, tomado como modelo, $A_m(q)$, cujas raízes são os pólos em sua nova posição desejada, em malha fechada⁵.

O problema de alocação de pólos, no caso de representação por variáveis de estado, para um sistema controlável e observável, pode ser resolvido por realimentação estática das variáveis de estado do sistema, sendo que variáveis não-acessíveis podem ser estimadas por um observador [KAI80,LUE64]. Neste caso, a dinâmica total do sistema realimentado passa a ser a dinâmica da planta, acrescida da dinâmica do observador. No caso de representação entrada-saída, que é aqui considerada, isto corresponde a ter o denominador da função de transferência dado por

$$A R + B S = A_0 A_m \quad (4.4)$$

³ Daqui por diante, vai-se omitir, na maioria das vezes, a variável q nos polinômios, por simplicidade de apresentação.

⁴ Se C for obtido por estimação, no caso de ocorrer um pólo p_i fora do círculo unitário, substitui-se pelo seu recíproco p_j , com $p_j \cdot p_i = 1$ [AST84b].

⁵ Poderia-se especificar também os zeros de malha fechada; neste caso teríamos um modelo de referência a ser seguido B_m/A_m . Para a aplicação pretendida, que é a síntese de ESP's, optou-se por trabalhar só com o posicionamento dos pólos.

onde as raízes de A_m dão a posição dos pólos desejados e as raízes de A_0 representam a dinâmica do observador. Na equação acima, utiliza-se R e A_0 (além de A e A_m) como sendo polinômios mônicos [AST84b]. Também por analogia com o projeto de alocação de pólos por realimentação das variáveis de estado, onde esta realimentação não introduz qualquer pólo adicional (só o observador é quem introduz), pode-se considerar o polinômio A_m como tendo o mesmo grau do polinômio A .

Em problemas de servomecanismos, onde se deseja que a variável controlada siga uma entrada de referência, é natural que se deseje que a dinâmica do observador não seja alterada pelo sinal de referência. Deste modo, o polinômio T , na eq. (4.3), deve conter o polinômio A_0 , para que haja cancelamento deste termo na função de transferência entre a saída e a entrada de referência ⁶.

A aplicação pretendida neste trabalho é a síntese de estabilizadores de sistemas de potência e é um problema do tipo de regulação, de modo que só os polinômios R e S são importantes. Portanto, no projeto do controlador não mais será considerado o polinômio T .

A lei de controle, no caso do problema de regulação por alocação de pólos, é dada por

$$u(t) = -(S/R) y(t) \quad (4.5)$$

Deste modo, o projeto do controlador consiste na determinação dos parâmetros dos polinômios R e S na eq. (4.4) ⁷. Os graus destes polinômios têm que satisfazer a seguinte expressão de causalidade :

$$\text{grau}\{ S \} \leq \text{grau}\{ R \} \quad (4.6)$$

No caso de controle discreto, se é desejado não introduzir qualquer atraso na ação de controle, pode-se considerar a igualdade nesta expressão, isto é

$$\text{grau}\{ S \} = \text{grau}\{ R \} \quad (4.7)$$

Isto significa que o sinal $y(t)$ contribuirá para os cálculos que determinam $u(t)$. Esta aproximação pode ser considerada válida se o período de amostragem for grande comparado

⁶ Além disto, T poderia ser utilizado para se adicionar zeros desejados no sistema, em problemas de alocação completa de pólos e zeros.

⁷ que é uma equação Diofantina, conforme foi visto no cap. 3.

ao tempo de cálculo do sinal de controle e se este sinal for aplicado imediatamente à planta do sistema, assim que for calculado [AST89]⁸.

No caso de controle adaptativo, isto geralmente corresponde a se determinar o sinal de controle com os parâmetros do controlador determinados no instante de amostragem anterior, como mostrado na fig. 4.2.

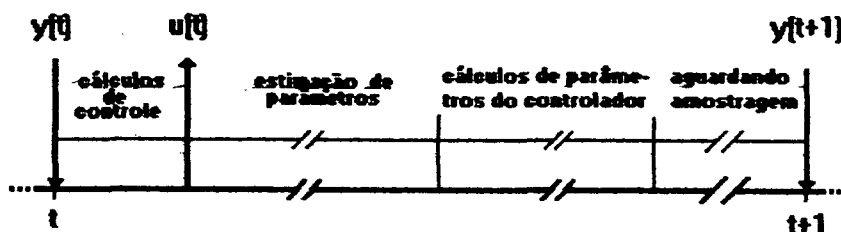


Fig.4.2 Diagrama temporal mostrando os tempos relativos de execução de tarefas num controlador adaptativo.

A utilização da realimentação só da saída é equivalente, em termos de variáveis de estado, a se usar um observador de Luemberger, de ordem $n-1$, onde n é a ordem do sistema em malha aberta [AST84b,LUE71]. Deste modo, pode-se usar o polinômio A_0 como sendo de grau $n-1$, com n igual ao número de pólos da planta ($n=n_a$).

Portanto, usando as equações (4.4) e (4.7), e os graus considerados para os polinômios A , B , A_0 e A_m , obtém-se para os graus dos polinômios do controlador :

$$\text{grau}\{ S \} = \text{grau}\{ R \} = n - 1 \quad (4.8)$$

Então, a equação Diofantina (4.4) pode ser expressa como :

$$A R + B S = A_0 A_m = A_c \quad (4.9)$$

com

⁸ como os parâmetros das plantas aqui consideradas variam lentamente, esta suposição é justificada.

$$\begin{aligned}
 A &= q^n + a_1 q^{n-1} + \dots + a_n \\
 B &= b_0 q^{n-1} + b_1 q^{n-2} + \dots + b_{n-1} \\
 R &= q^{n-1} + r_1 q^{n-2} + \dots + r_{n-1} \\
 S &= s_0 q^{n-1} + s_1 q^{n-2} + \dots + s_{n-1} \\
 A_c &= q^{2n-1} + a_{c_1} q^{2n-2} + \dots + a_{c_{2n-1}}
 \end{aligned}$$

ou, em forma matricial, igualando-se os coeficientes de mesmo expoente:

$$\begin{bmatrix}
 1 & 0 & \dots & 0 & b_0 & 0 & \dots & 0 \\
 a_1 & 1 & \dots & \cdot & b_1 & b_0 & \dots & \cdot \\
 a_2 & a_1 & \dots & \cdot & \cdot & b_1 & \dots & \cdot \\
 \cdot & a_2 & \dots & 1 & \cdot & \cdot & \dots & b_0 \\
 \cdot & \cdot & \dots & a_1 & \cdot & \cdot & \dots & b_1 \\
 a_n & \cdot & \dots & a_2 & b_{n-1} & \cdot & \dots & \cdot \\
 0 & a_n & \dots & \cdot & 0 & b_{n-1} & \dots & \cdot \\
 \cdot & 0 & \dots & \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\
 0 & 0 & \dots & a_n & 0 & \cdot & \dots & b_{n-1}
 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ r_{n-1} \\ s_0 \\ s_1 \\ \cdot \\ s_{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{c_1} - a_1 \\ a_{c_2} - a_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ a_{c_n} - a_n \\ a_{c_{n+1}} \\ \cdot \\ \cdot \\ a_{c_{2n-1}} \end{bmatrix} \tag{4.10}$$

$\xleftarrow{\hspace{1.5cm}}$ $\xleftarrow{\hspace{1.5cm}}$
 $n-1$ n
 colunas colunas

A matriz do lado esquerdo da equação acima é denominada matriz de Sylvester e é não-singular se e somente se os polinômios A e B não têm fatores comuns [AST89].

Concluindo, o problema da alocação de pólos, com as considerações feitas⁹, resume-se na obtenção da solução do sistema linear da eq. (4.9) e os parâmetros de projeto, que devem ser cuidadosamente escolhidos, são :

- a) o período de amostragem;
- b) o polinômio observador A0 e
- c) o polinômio que contém os pólos desejados Am.

Considerações sobre a escolha destes parâmetros são dadas na próxima seção.

⁹ Estas considerações foram : grau{Am}=grau{A} e grau{A0}=grau{R}=grau{S}=grau{A}-1, o que equivale ao projeto por realimentação de estado com somente a saída acessível e as demais variáveis estimadas por um observador de Luenberger.

4.3 Parâmetros de projeto

4.3.1 O Período de Amostragem

O período de amostragem, T_s , apresenta bastante influência no desempenho de um controlador digital e diversos autores apresentam sugestões baseadas em experiência na utilização de controle digital em processos industriais. Na referência [ISE80] é sugerido que T_s deve estar entre 1/5 e 1/15 do tempo para o sistema compensado atingir 95 % de seu valor em regime para entrada degrau. Em [AST84b] a sugestão é que este período deva ser tal que ocorram entre duas a quatro amostras por tempo de subida da resposta ao degrau do sistema compensado. Nesta mesma referência, há também sugestão para se usar uma razão de 10 a 20 entre o período amortecido do sistema compensado (inverso da frequência amortecida) e o período de amostragem.

No projeto de ESP's, o objetivo é introduzir maior amortecimento nos modos dominantes do sistema. Foi visto, no Capítulo 2, que estes modos estão geralmente situados numa faixa entre 0.2 e 2 Hz, de modo que períodos de amostragem numa faixa entre 50 a 200 ms podem ser tipicamente utilizados. Neste trabalho, optou-se por usar sempre valores *em torno de 100 ms*, tomado como um valor medio razoável para testes iniciais do desempenho dos controladores (como será visto posteriormente).

Outras considerações devem ainda ser levadas em conta. Por exemplo, o período de amostragem tem que ser suficientemente grande para se realizar todos os cálculos necessários, incluindo a estimação, para o controle adaptativo (como visto na fig. 4.2). Esta questão do tempo mínimo para o processamento está se tornando menos crítica, à medida que a tecnologia digital avança, com a utilização de modernos microcomputadores, cuja capacidade de processamento é cada vez mais rápida.

Um aspecto também muito importante é que a amostragem influencia bastante na estimação, visto que os pólos e zeros finitos da função de transferência no plano-S, através do processo de amostragem, são mapeados para o plano-Z pelo mapeamento $e^{sT_s} = z$, de modo que, com amostragem muito rápida (T_s muito pequeno), todas estas singularidades da função de transferência em S ficarão localizadas em torno do ponto $z=1$, no plano-Z. Isto pode trazer diversas influências ao projeto, incluindo a precisão dos componentes digitais utilizados. Além disto, os modelos necessários para a estimação, com T_s pequeno, têm que

ser de ordem maior, pois a dinâmica bem amortecida do sistema, que geralmente não precisa ser considerada usando modelos de ordem reduzida, passa a ter que ser modelada, sob pena de perda da estabilidade do controlador adaptativo [ROH85].

Deve-se ressaltar também que, em projeto de ESP's, a função de transferência da planta possui vários pólos a mais que zeros (esta diferença foi igual a três com o modelo utilizado para simular o sistema real no exemplo preliminar do Capítulo 1). É conhecido que, nestes casos, o processo de amostragem origina zeros extras que, com T_s pequeno, são normalmente mal-posicionados no plano-Z [AST84a] e não podem ser cancelados por pólos do controlador¹⁰.

Por outro lado, em implementação de controle digital são usados filtros “anti-aliasing”, que são do tipo passa-baixas e têm como função eliminar os sinais acima da frequência de Nyquist¹¹ [AST84b]. A seleção de uma taxa de amostragem baixa, pela colocação destes filtros com frequência de corte mais baixa ainda, assegura que o ganho de malha é diminuído a partir de certa frequência. Isto também significa que os erros de modelagem para altas frequências passam a ter menor influência, contribuindo para maior robustez do controlador [AST84b].

4.3.2 O Polinômio Observador

Para modelos do tipo CARMA, expressos pela equação (4.1), como os que são considerados neste trabalho, pode ser mostrado [AST84b] que o observador ótimo é o próprio polinômio $C(q)$. Ocorre que, em muitas aplicações práticas, a estimação dos parâmetros de C pode apresentar dificuldades [MOH86]. Neste caso, usa-se como polinômio observador $A_0(q)$, que deve ser escolhido como um parâmetro de projeto.

Como regra geral, a dinâmica do polinômio observador deveria ser mais rápida que a dos pólos do sistema desejado em malha fechada (que são as raízes de A_m). Porém, escolhendo-se os pólos com constantes de tempo mais lentas, pode ser mostrado que a robustez do sistema quanto à dinâmica não-modelada é aumentada [CLA89,ROB91,OLI92].

Em controle adaptativo, pode-se usar o polinômio observador para filtrar os sinais de entrada e saída no estimador [CLA89], concentrando a energia dos sinais na faixa espectral

¹⁰ este aspecto não é muito importante aqui porque optou-se por alocação somente de pólos, sem alterar os zeros.

¹¹ que é igual a metade da frequência de amostragem.

de frequências de interesse ¹². Ao mesmo tempo, A_0 é usado para tornar mais robusto o projeto do controlador, se a escolha de A_m vier a aumentar demasiadamente a banda passante do sistema. Neste caso, A_0 pode ser escolhido por experimentação, como será visto no Capítulo.6, de implementação e teste dos estabilizadores.

4.3.3 A Escolha dos Pólos em Malha Fechada

Como visto no Capítulo 3, em controle adaptativo trabalha-se com modelos de ordem reduzida para representar o sistema. Nestes modelos, somente a dinâmica dominante é considerada, desprezando-se, portanto, a dinâmica de alta frequência, não dominante. Então, o princípio geral envolvido com a escolha de $A_m(q)$ (que é um polinômio de grau n , mesmo grau do polinômio A do modelo da planta, como visto na seção anterior) é a não extensão da banda passante do sistema. Deste modo, a dinâmica não modelada não será excitada e não haverá instabilidade no esquema de controle adaptativo [ROH85].

No capítulo 2, foi visto que a função do ESP é aumentar o amortecimento dos pólos pouco amortecidos (pólos eletro-mecânicos), afastando-os para a esquerda do eixo $j\omega$, no plano-S, sem variar substancialmente sua frequência de oscilação. Este afastamento não pode ser demasiado, sob pena de se excitar os modos não dominantes da planta (pólos devido ao regulador e sistema de excitação).

No plano-Z, o mesmo efeito é conseguido deslocando-se um pouco estes pólos, numa direção radial, movendo-os mais para o interior do círculo unitário. Uma vantagem deste método [GOS84] é que escolhe-se apenas um parâmetro, α , e todos os pólos de A_m estarão escolhidos (serão os pólos de A , deslocados por um fator $0 \leq \alpha < 1$, para o interior do círculo unitário, numa direção radial ¹³).

Com esta escolha do fator α , o polinômio A_m será dado por :

$$A_m(q) = \alpha^n A(\alpha^{-1}q) = q^n + \alpha a_1 q^{n-1} + \alpha^2 a_2 q^{n-2} + \dots + \alpha^n a_n \quad (4.11)$$

e a equação Diofantina, para cálculo dos coeficientes de R e S por :

¹² se o filtro for o próprio polinômio C , obtido por estimação, empregando-se o resíduo da estimação para aproximar o ruído branco discreto não-observável, isto justificaria, em termos práticos, o uso do estimador de máxima verossimilhança, visto no Capítulo 3, como um estimador não-tendencioso [WELL86].

¹³ ressaltando-se, novamente, que o fator α não pode ser demasiadamente pequeno, tentando levar os pólos para próximo da origem do plano-Z, pois isto prejudicaria a robustez do controlador.

$$A(q)R(q) + B(q)S(q) = A_0(q)A_m(q) = A_0(q)\alpha^n A(\alpha^{-1}q) \quad (4.12)$$

que pode ser também colocada numa forma matricial semelhante a da eq.(4.9).

As equações Diofantinas, que dão a solução do problema do projeto do controlador por posicionamento de pólos, podem apresentar problemas de singularidade em sua solução, quando há raízes iguais nos polinômios do numerador e do denominador da planta. Neste caso, supondo que estas raízes sejam estáveis, elas devem fazer parte do polinômio A_m ¹⁴ e eliminadas nos dois lados das equações, contornando-se o problema da singularidade na solução [AST84b]. Em controle adaptativo, onde os polinômios A e B são determinados por estimação e seus coeficientes estimados colocados diretamente na equação Diofantina, cuidados especiais devem ser tomados na solução desta equação. Na aplicação em síntese de estabilizadores de sistemas de potência, usando modelos reduzidos para a planta, é pouco provável que isto venha a ocorrer. De qualquer modo, este problema pode ser evitado, usando-se um enfoque implícito [BAR92 e ALL90], onde A e B não são estimados, mas sim R e S, diretamente, através de reparametrização nas equações anteriores¹⁵, ou usando-se algoritmos que calculem possíveis fatores comuns nos polinômios A e B, como por exemplo o algoritmo de Euclides [AST89]. Neste caso, estes fatores comuns, se estáveis¹⁶ seriam incluídos em A_m .

Muitas outras escolhas são possíveis para o polinômio A_m . A próxima seção apresenta um método, que será o adotado para implementação de ESP's neste trabalho, que utiliza fatoração do polinômio A da planta, deslocando somente os pólos pouco amortecidos (abaixo de um fator mínimo para o coeficiente de amortecimento) e deixando os restantes em sua posição original (deslocamento parcial de pólos).

A intenção da proposição deste tipo de controlador, com deslocamento parcial de pólos, é concentrar o esforço de controle apenas nos pólos que realmente prejudicam o amortecimento do sistema, deixando os outros pólos inalterados.

¹⁴ correspondem a modos fixos estáveis que não podem ser reposicionados.

¹⁵ conforme visto na seção 5 do capítulo 3.

¹⁶ se instáveis, o sistema não pode ser controlado (ou a saída $y(t)$ ou o sinal de controle $u(t)$ ficariam instáveis) [AST89b]

4.4 Alocação Parcial de Pólos

Na seção anterior, foram discutidos os principais parâmetros de projeto relacionados com o método de alocação de pólos. Foi observado que para o emprego do método na síntese do controlador, em um esquema de controle adaptativo que usa estimação de um modelo de baixa ordem para a planta do sistema, a principal consideração para a robustez do projeto é com a não excitação da dinâmica não-modelada. Deste modo, deve-se escolher convenientemente o período de amostragem, o polinômio observador (ou, se possível estimar C , o observador ótimo para um modelo CARMA da planta) e o polinômio A_m , de reposicionamento dos pólos.

Para este reposicionamento, várias alternativas são possíveis. Neste trabalho, optou-se por usar um reposicionamento parcial de pólos, segundo a estratégia descrita a seguir.

4.4.1 A Estratégia de Controle

Após a estimação dos coeficientes dos polinômios da planta, fatora-se o polinômio estimado do denominador, A , em produtos de termos de primeira ordem (pólos reais) e segunda ordem (pólos complexos). Determina-se os termos de pólos complexos com fator de amortecimento inferior a um valor mínimo desejado ζ_d , que serão os pólos a serem reposicionados¹⁷. Deste modo, obtém-se a seguinte fatoração :

$$A = A_f \cdot A_p \quad (4.13)$$

onde o polinômio A_f , de grau n_f , contém todos os pólos que ficarão fixos (que já possuem bom posicionamento) e o polinômio A_p , de grau n_p , contém os pólos que serão reposicionados¹⁸.

Usa-se, então, a seguinte lei de controle para o controlador :

$$u(t) = - (S/R) y(t) = - (A_f \cdot S1 / R) y(t) \quad (4.14)$$

¹⁷ Se, além disto, algum pólo real p_i for determinado fora do círculo unitário, uma hipótese bastante improvável em aplicação de ESP's, optou-se por reposicionar este pólo para p_j , por rebatimento deste pólo para dentro do círculo unitário, no plano-Z, numa posição recíproca, de modo que : $p_i p_j = 1$.

¹⁸ onde : $n_f + n_p = \text{grau}\{A\} = n$.

Escolhendo-se $A_m = A_f \cdot A_d$ (onde A_d é o polinômio desejado de reposicionamento das raízes de A_p), obtém-se a seguinte equação Diofantina, de ordem reduzida ¹⁹ :

$$A_p \cdot R + B \cdot S1 = A_0 \cdot A_d \quad (4.15)$$

Para a escolha de $A_d = \prod_i A_{d_i} \prod_j A_{d_j}$ (igual ao produto de termos de segunda ordem reposicionados vezes o produto de termos de primeira ordem, recíprocos de pólos reais instáveis da planta, se existirem), pode-se usar qualquer uma das seguintes opções, para os termos de segunda ordem reposicionados (A_{d_i}):

Reposicionamento por um fator $\alpha < 1$, na direção radial, no sentido do centro do círculo unitário, no plano-Z [BAZ93] ; ou

Reposicionamento para uma posição com fator de amortecimento $\zeta \geq \zeta_d$, mantendo a frequência natural não-amortecida ²⁰ [BAR94].

Para a primeira opção, emprega-se a seguinte expressão :

$$A_{d_i} = \alpha^2 A_{p_i} (\alpha^{-1} q) \quad (4.16)$$

onde o polinômio $A_{p_i}(q)$ contém os pólos de 2a ordem mal-posicionados, e, para a segunda opção [AST84b] :

$$A_{d_i}(q) = q^2 + a_1^{d_i} q + a_2^{d_i} \quad (4.17)$$

com :

$$a_1^{d_i} = -2 \exp\{ -\zeta_d \omega_{n_i} T_s \} \cos\{ \omega_{n_i} \sqrt{1 - \zeta_d^2} T_s \}$$

e
$$a_2^{d_i} = \exp\{ -2 \zeta_d \omega_{n_i} T_s \}$$

¹⁹ Af foi eliminado de ambos os lados da equação.

²⁰ ζ é um fator mais conhecido pelos engenheiros de controle do que α e o objetivo é não alterar a largura de faixa do sistema.

onde T_s é o período de amostragem ; ω_n é a frequência natural não-amortecida do par de pólos i (que será mantida) e ζ_d é o fator de amortecimento mínimo desejado para os pólos reposicionados.

4.4.2 O Algoritmo de Controle

Com as considerações feitas, um algoritmo de controle pode ser sintetizado, de acordo com o diagrama temporal visto na fig.4.2 :

Algoritmo do controlador adaptativo com reposicionamento de pólos

No instante t :

i) Obter $y(t)$ e, usando os coeficientes mais recentes dos polinômios R e $S1$, concluir os cálculos de $u(t) = -(S1/R) y(t)$, aplicando imediatamente este sinal de controle no sistema;

ii) Atualizar a estimação dos parâmetros da planta (usando algoritmos baseados no método dos mínimos quadrados, visto no Capítulo.3);

iii) Fatorar o polinômio A do denominador da planta em termos de primeira e segunda ordem;

iv) Determinar os termos de segunda ordem com $\zeta \leq \zeta_d$ (se houver termos de primeira ordem instáveis, determinar seus recíprocos para incluí-los no polinômio dos pólos desejados). Os pólos restantes são agrupados no polinômio A_f (que contém os pólos que permanecerão fixos). Os pólos que serão reposicionados formarão o polinômio $A_p = \prod_i A_{p_i} \prod_j A_{p_j}$ (sendo o primeiro termo do lado direito o produto dos termos de segunda ordem pouco amortecidos e, o segundo, o produto dos termos de primeira ordem instáveis);

v) Determinar o polinômio A_d usando uma das opções propostas para o reposicionamento dos termos de segunda ordem :

a) pela opção 1, usando a eq. (4.16) ou

b) pela opção 2, usando a eq. (4.17);

- vi) Resolver a equação Diofantina de ordem reduzida (eq. (4.13)), obtendo os coeficientes dos polinômios R e S_1 ²¹;
- vii) Fazer os cálculos possíveis da lei de controle da próxima iteração e aguardar o novo período de amostragem $(t+1)$, voltando ao passo i.

4.5 Conclusão

Neste capítulo foram apresentadas as características principais do projeto de controladores por posicionamento de pólos, com enfoque do tipo entrada-saída, típico de controle adaptativo, auto-ajustável. Foi mostrada uma formulação simples para o problema (equivalente, no espaço de estado, à realimentação das variáveis de estado estimadas, obtidas por um observador de Luemberger, de ordem $n-1$). Os principais parâmetros de projeto do método, quais sejam, o período de amostragem, o polinômio observador e os pólos de malha fechada foram discutidos amplamente, dentro do enfoque considerado. Por fim, um algoritmo foi proposto, usando alocação parcial de pólos, reposicionando só aqueles que possuem baixo fator de amortecimento ou são instáveis. O desempenho de um ESP sintetizado com este método será mostrado em capítulos posteriores. O próximo capítulo trata de controle preditivo generalizado, o outro método dos dois considerados neste trabalho.

²¹ Dificilmente haverá problemas de singularidade na solução desta equação, pois a planta é um modelo reduzido de sistema de potência [MAL91]. Em todo o caso, poderia-se fatorar também o polinômio B , no passo iii) e eliminar os termos comuns estáveis em A e B , colocando-os como termos de A_d também.

Capítulo 5

Controladores Adaptativos Usando Controle Preditivo Generalizado

5.1 Introdução

O método de controle denominado Controle Preditivo Generalizado (GPC, devido às iniciais do nome em Inglês) é um procedimento de controle aplicável tanto para sistemas com uma entrada e uma saída, quanto para sistemas com múltiplas entradas e/ou saídas. Por simplicidade de apresentação¹, a teoria tratada neste capítulo será referente ao caso monovariável (entrada e saída simples), embora possa ser estendida para o caso multivariável, sem grandes dificuldades.

Desde o surgimento do primeiro controlador auto-ajustável efetivo em 1973 [AST73], várias aplicações industriais promissoras, com uso de controladores adaptativos auto-ajustáveis, começaram a ser reportados nos principais periódicos sobre controle automático. Em particular, as técnicas de variância mínima generalizada [CLA75 e CLA79] e, posteriormente, de alocação de pólos [WEL79b] foram logo aplicadas na indústria, com excelente desempenho sendo alcançado, desde que os parâmetros de projeto relacionados com cada método fossem escolhidos apropriadamente.

À medida que iam sendo cada vez mais utilizados, notou-se que o método de alocação de pólos era sensível à estrutura escolhida para o modelo do sistema (número de coeficientes dos polinômios A , B e C), e o método de variância mínima generalizada era sensível à suposição inicial do tempo de atraso do sistema. O controlador preditivo generalizado (GPC), desenvolvido posteriormente [CLA87], é, em essência, um algoritmo de controle que retém a

¹ bem como devido ao objetivo geral deste trabalho ser a síntese de um estabilizador do tipo monovariável

flexibilidade e desempenho de seus predecessores, sendo ainda robusto quanto à escolha a priori dos parâmetros de projeto.

O GPC usa um método de predição num horizonte que é sempre deslocado (horizonte deslizante)², a cada instante de amostragem. Desta forma, o controlador prediz as variações futuras que são prováveis de ocorrer na variável controlada, usando o conhecimento atual do processo e as ações futuras de controle, que são determinadas por otimização de um funcional (embora só a primeira ação seja realmente aplicada). O uso de predições num intervalo futuro, que deve se estender até em torno do tempo de subida da resposta ao degrau do sistema, dá ao método um nível de robustez de que se ressentem tipos anteriores de controladores auto-ajustáveis.

Nas próximas seções são apresentadas as formulações matemáticas envolvidas com o método, levando ao desenvolvimento do algoritmo básico de implementação do controlador. O desenvolvimento matemático é apresentado de forma simplificada, visto que uma formulação detalhada pode ser encontrada, por exemplo, em [CLA87], que é a referência principal usada neste capítulo. Em seguida, são discutidos o efeito dos principais parâmetros de projeto, notadamente os horizontes de predição, para uma melhor compreensão dos resultados alcançados na aplicação em síntese de ESP's no capítulo seguinte. Na seção de conclusão, são feitas considerações de ordem geral sob o enfoque utilizado neste trabalho.

5.2 Modelo e Função de Custo Adotados ³

O GPC foi originalmente desenvolvido [CLA87] usando um modelo do tipo CARIMA ⁴, dado por

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-1) + \frac{C(q^{-1})\xi(t)}{\Delta} \quad (5.1)$$

onde o operador Δ é igual a $(1-q^{-1})$, de modo que $\Delta x(t) = x(t) - x(t-1)$, e a função de custo a ser minimizada sendo dada por

$$J_{\text{GPCI}}(u, t) = E \left\{ \sum_{i=N_1}^{N_2} [y(t+i) - w(t+i)]^2 + \sum_{i=1}^{N_2} \rho(t+i-1) [\Delta u(t+i-1)]^2 \right\} \quad (5.2)$$

² Em Inglês : Receding Horizon.

³ Os modelos, neste capítulo, voltam a ser apresentados em função do operador q^{-1} , seguindo a referência básica utilizada.

⁴ Devido as iniciais do nome em Inglês: Controlled Auto Regressive and Integrated Moving-Average

onde :

- os sinais $u(t)$, $y(t)$ e $w(t)$ representam a entrada, a saída e a trajetória de referência da planta, respectivamente;
- N_1 e N_2 são os horizontes inicial e final de custo de predição, respectivamente; e
- $\rho(j)$ representa uma sequência de ponderações, sobre as ações de controle futuras.

Esta formulação é conhecida como *controle incremental* e sua principal característica é que o controlador obtido do desenvolvimento das fórmulas possui inerentemente uma ação integral.

Outra formulação, conhecida como *controle posicional*, usa o modelo CARMA ⁵ dado por

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-1) + C(q^{-1})\xi(t) \quad (5.3)$$

e a função de custo é definida por (com as mesmas considerações anteriores) :

$$J_{\text{GPC}}(u, t) = E \left\{ \sum_{i=N_1}^{N_2} [y(t+i) - w(t+i)]^2 + \sum_{i=1}^{N_2} \rho(t+i-1)u^2(t+i-1) \right\} \quad (5.4)$$

Nos modelos acima os polinômios A , B e C são dados por

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_{na}q^{-na} \quad (5.5)$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_{nb}q^{-nb} \quad (5.6)$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + \dots + c_{nc}q^{-nc} \quad (5.7)$$

onde :

- a ordem n_b do polinômio B tem que ser suficientemente grande para que se possa levar em conta possíveis primeiros coeficientes nulos devido à existência de prováveis tempos de transporte não nulos na planta do sistema;
- o polinômio C , da mesma forma que no capítulo anterior, pode representar ou os componentes de ruído externo afetando a saída y (e, neste caso, os coeficientes de C têm

⁵ das iniciais do nome em Inglês: Controlled Auto-Regressive and Moving-Average, visto no cap.4.

que ser estimados), ou um polinômio fixo, escolhido como parte dos parâmetros de projeto, interpretado então como sendo um observador para a predição das saídas futuras [CLA87 e ROB91].

Nas funções de custo (5.2) e (5.4) poderiam também ser considerados polinômios ponderando as saídas e referências futuras, que não foram usados neste trabalho, preferindo-se considerar estes polinômios como sendo iguais a um e concentrando-se a análise nos outros parâmetros do método. A seqüência de ponderações sobre as ações de controle é usualmente definida como sendo uma constante, $\rho(j) = \rho$, para $j = t, \dots, t + N_U - 1$ e toma um valor infinito, $\rho(j) = \infty$, para $j = t + N_U, \dots, t + N_2 - 1$. Desta forma, na formulação de controle incremental, após um intervalo de tempo futuro, denominado *horizonte de controle*, N_U , os incrementos de controle serão todos iguais a zero: $\Delta u(t + j) = 0$, para $j \geq N_U$, e o controle u permanecerá constante do instante N_U em diante.

Todavia, no contexto da aplicação em Estabilizadores de Sistemas de Potência, após a ocorrência de uma perturbação, por exemplo, um curto-circuito, haveria um sinal constante u (a saída do ESP) sendo permanentemente injetado na malha de regulação de tensão, causando um desvio na tensão regulada (isto será mostrado como exemplo no capítulo seguinte).

Para evitar esta interferência prejudicial na aplicação em Sistemas de Potência, optou-se neste trabalho por usar a formulação de controle posicional, usando o modelo CARMA dado em (5.3) e a função de custo (5.4). Deste modo, após o horizonte de controle N_U , e devido ao peso $\lambda = \infty$ para $t \geq N_U$, o próprio sinal de controle u (e não seu incremento) será nulo.

5.3 Obtenção do Controle

Para se obter o controlador que minimiza o funcional dado por (5.4) do método GPC, separa-se as previsões futuras da saída em duas componentes: a primeira é a chamada "resposta livre" da planta supondo futuras ações de controle nulas e a segunda é a parte da resposta devido somente às ações futuras de controle. O desenvolvimento é mostrado a seguir.

Define-se o vetor \underline{f} , de dimensão $N_2 - N_1 + 1$, composto das previsões da resposta livre ⁶, por

$$\underline{f} = [f(t+N_1) \quad f(t+N_1+1) \quad \dots \quad f(t+N_2)]^T = \left[\hat{y}_1(t+N_1/t) \quad \hat{y}_1(t+N_1+1/t) \quad \dots \quad \hat{y}_1(t+N_2/t) \right]^T \quad (5.8)$$

isto é, as previsões $\hat{y}_1(t+k), k = N_1, \dots, N_2$, dado $\{u(s-1), y(s); s \leq t\}$ e supondo $\{u(t+k) = 0, k \geq 0\}$ e $\{\xi(t+k) = 0, k > 0\}$.

Em seguida, define-se o vetor das seqüências futuras de controle \underline{u} , de dimensão $N_U \times 1$, por (note que $u(t+j) = 0$ para $j \geq N_U$):

$$\underline{u} = [u(t) \quad u(t+1) \quad \dots \quad u(t+N_U-1)]^T \quad (5.9)$$

e o vetor de previsão das saídas da planta controlada por

$$\hat{\underline{y}} = \left[\hat{y}(t+N_1) \quad \hat{y}(t+N_1+1) \quad \dots \quad \hat{y}(t+N_2) \right]^T \quad (5.10)$$

Então, a relação entre entradas e-saídas da planta pode ser representada pela seguinte equação [CLA87] ⁷:

$$\hat{\underline{y}} = \underline{G} \cdot \underline{u} + \underline{f} \quad (5.11)$$

onde

$$\underline{G} = \begin{bmatrix} g_{N1} & g_{N1-1} & \dots & 0 & 0 \\ g_{N1+1} & g_{N1} & g_{N1-1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & & & \dots \\ g_{N2-1} & g_{N2-2} & \dots & \dots & g_{N2-NU} \\ g_{N2} & g_{N2-1} & \dots & g_{N2-NU+1} & \dots \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

com os elementos g_i da matriz \underline{G} podendo ser determinados a partir dos pontos da resposta ao degrau da planta (que podem ser obtidos recursivamente do modelo (5.3), considerando ruído nulo e controle unitário). As componentes $f(t+i)$ do vetor das previsões da resposta

⁶ Previsões da resposta em instantes futuros, com entradas nulas de t em diante, e com estimativas dos ruídos futuros, de $t+1$ em diante, também nulos.

⁷ Equação do vetor de previsão das saídas expresso pela soma da componente forçada, devida somente à entrada de controle do instante t em diante, e o vetor de previsão das saídas livres.

livre, \underline{f} , também podem ser computadas de (5.3), para todo i , considerando $\xi(t+1) = 0$ e que ações de controle futuras serão nulas.

Como $w(t+i) = 0$, para todo i , visto que em aplicações de síntese de ESP's o problema é do tipo de regulação, com referência nula, a minimização do funcional quadrático (5.4) torna-se então um problema direto de álgebra linear com custo dado por

$$J_{\text{GPC}} = \hat{\underline{y}}^T \hat{\underline{y}} + \rho \underline{u}^T \underline{u} \quad (5.13)$$

e a solução [CLA87] do vetor de controle \underline{u} dada por ⁸

$$\underline{u} = -(\underline{G}^T \underline{G} + \rho \underline{I})^{-1} \underline{G}^T \underline{f} \quad (5.14)$$

Como o GPC é baseado numa política de controle com horizonte estendido, somente o primeiro elemento de \underline{u} é realmente implementado, a cada intervalo de amostragem.

Considerando $N_1 = 1$ por simplicidade em (5.4), visto que é usualmente considerado um simples atraso unitário em implementação de ESP's digitais, a matriz \underline{G} em (5.12) é de dimensão $(N_2 \times N_u)$ e a inversão matricial envolvida no cálculo do vetor de controle (5.14) é de ordem $(N_u \times N_u)$, sendo N_u tomado como um valor pequeno, na prática (usualmente, entre 1 e 3).

5.4 Extensão do GPC para Garantia de Estabilidade

A despeito do sucesso alcançado pelo GPC em suas muitas aplicações em diversas áreas de controle automático, uma crítica pode ser feita ao método: a falta de uma teoria que possa garantir a estabilidade em malha fechada do sistema projetado com este tipo de controlador ⁹. Alguns autores, como [KOU92 e DEM93], têm recentemente proposto extensões ao método para garantia da estabilidade. A extensão proposta em [DEM93] é baseada na introdução de uma penalização no estado final do sistema, que proporciona sensível melhoria na estabilidade, mesmo para sistemas 'problemáticos' como descritos no comentário anterior. O custo adicional de implementação é o aumento dos cálculos envolvidos na determinação do controlador.

⁸ Uma equação similar ao do método de Levenberg-Marquardt para solução de problemas de mínimos quadrados [RAO80 e SMI71], que apresenta boas características numéricas em sua solução.

⁹Por exemplo, em certas condições, como em plantas com pólos e zeros quase coincidentes e fora do círculo unitário, tem sido mostrado [KOU92] que o GPC necessita de horizontes inviavelmente longos na prática, para estabilização do sistema

Como não foram observados problemas de estabilidade com o GPC sem extensões, em nenhum dos sistemas considerados neste trabalho, optou-se, por simplicidade, por não implementar qualquer destas extensões propostas.

5.5 O Algoritmo de Controle para o GPC posicional

São dados : os horizontes N_2, N_1 e N_u ; o fator de peso ρ e as ordens dos polinômios A, B e C do modelo do processo (5.3) (ou também dado C , se este for considerado um polinômio observador). Com estes valores, o algoritmo de controle para o GPC posicional pode ser desenvolvido com os seguintes passos :

Algoritmo para o GPC posicional

No instante t :

1. obter a saída da planta $y(t)$;
2. estimar os coeficientes dos polinômios do modelo do processo, usando um algoritmo de estimação adequado, como visto no cap.3;
3. calcular os coeficientes g_i da matriz \underline{G} dada por (5.12) (usando o modelo (5.3))
4. fazer a previsão das saídas livres \underline{f} dada por (5.8) (usando também o modelo (5.3))
5. calcular o vetor de controle \underline{u} por (5.14)
6. aplicar o 1º elemento de \underline{u} no processo
7. aguardar o próximo período de amostragem e voltar ao passo 1

Se os cálculos envolvidos nos passos do algoritmo forem da ordem do intervalo de amostragem, é comum (em processos com parâmetros que variam lentamente), para se evitar um atraso extra no controlador, usar-se os dados obtidos da estimação anterior para calcular imediatamente o sinal de controle para o processo, atualizando-se depois a estimação dos parâmetros de seu modelo e os parâmetros do controlador. Esta forma de implementação foi considerada no capítulo anterior, de alocação de pólos, e pode ser empregada, de modo análogo, no caso do GPC deste capítulo.

5.6 Considerações sobre os Parâmetros de Projeto

5.6.1 O Horizonte de Controle N_U e a Ponderação de Controle ρ

Sobre o horizonte de controle, nota-se que o papel desempenhado por N_U é o de delimitar o intervalo no qual o controle tem peso finito. De N_U em diante há um peso infinito ($\rho = \infty$) sobre as ações de controle, forçando pois o controlador a gerar entradas nulas após este intervalo de tempo. No trabalho original sobre GPC [CLA87], é sugerido o uso de $N_U = 1$ em plantas simples (do tipo estáveis em malha aberta, embora possam apresentar fase não-mínima), aumentando-se o valor de N_U , para plantas mais complexas (que necessitam controles mais ativos). É também sugerido o uso de N_U como sendo igual ao número de pólos pouco amortecidos destas plantas.

Além disto, nos cálculos do controlador, nota-se a grande vantagem em se usar preferencialmente valores baixos de N_U , pela simplicidade na inversão da matriz em (5.14), que é de ordem ($N_U \times N_U$). Em aplicações de sistemas de potência, para cada máquina está associado um par de pólos eletromecânicos, geralmente pouco amortecidos. Deste modo, o valor de $N_U = 2$ será usado inicialmente como valor básico, no próximo capítulo.

Usualmente [CLA89], o peso de controle ρ , que pondera as primeiras N_U ações de controle, é tomado como sendo zero. Se um amortecimento adicional nestas ações de controle é requerido, pode-se aumentar um pouco o valor de ρ . Além disto, um valor diferente de zero é também útil por questões numéricas, devido à inversão matricial na fórmula (5.14), de obtenção do sinal de controle. O reforço da diagonal proporcionado por $\rho \mathbf{I}$ pode ser importante do ponto de vista numérico-computacional. Portanto, é preferível usar um valor pequeno mas diferente de zero para ρ .

5.6.2 Os Horizontes de Predição N_1 e N_2

Se o tempo de atraso do processo for conhecido, (k , em número de períodos de amostragem, como visto no Capítulo 3), deve-se usar o horizonte inicial N_1 como sendo este valor, visto que não haveria sentido em se penalizar saídas que não podem ser afetadas pelo controlador. No caso de não se conhecer este atraso, ou se ele for variável, é sugerido [CLA87] usar-se $N_1 = 1$ (tomando-se o grau do polinômio $B(q^{-1})$ suficientemente grande para acomodar este tempo de atraso).

Quanto ao horizonte final de previsão N_2 , ele deve ser escolhido suficientemente grande para ao menos ultrapassar a parte negativa do início da resposta ao degrau, em sistemas de fase não-mínima. É aconselhado, em [CLA87], usar-se N_2 de modo que: $N_2 \times$ (período de amostragem) seja da ordem do tempo de subida da resposta ao degrau. O período de amostragem T_s já foi amplamente discutido, no capítulo anterior¹⁰. Uma consideração adicional sobre T_s é que sua variação provoca variação no horizonte de previsão da saída controlada, relacionado ao método do GPC. Assim sendo, por exemplo, se uma determinada escolha de N_2 e T_s proporciona um bom desempenho do controlador, variando-se T_s (além das outras implicações que isso provoca no esquema adaptativo) deve-se, em princípio, variar também N_2 , de modo que $N_2 \cdot T_s$ seja mantido, para se obter um desempenho equivalente.

5.6.3 O Polinômio de Observação C

Da mesma forma como foi considerado no projeto por alocação de pólos, no modelo (5.3) os coeficientes do polinômio C podem ser estimados usando-se um estimador como o de mínimos quadrados recursivo estendido ou de máxima verossimilhança aproximada (vistos no Capítulo 3). Isto corresponderia a se obter melhor estimação do processo de ruído perturbando o sistema [AST89].

Ocorre que muitas vezes a estimação de C é lenta, além de que os ruídos perturbando o sistema podem apresentar características bastante variantes no tempo [MOH86]; isto tudo pode complicar o processo de estimação de C . No contexto de controle adaptativo

¹⁰ As considerações feitas para T_s continuam válidas, entre as quais as relacionadas à interação com o processo de estimação, visto que o controlador e o estimador devem trabalhar em conjunto.

(conforme visto no capítulo anterior), normalmente o polinômio C pode ser escolhido como um polinômio de projeto que pode ser útil tanto na fase de estimação como na fase de controle ¹¹. Na estimação, ele pode ser usado como um filtro passa-baixas, reduzindo o efeito da dinâmica rápida não-modelada, tornando os sinais mais "persistentemente excitantes" na faixa de frequência dominante, melhorando pois a modelagem. Na determinação do controlador, ele é usado como um polinômio observador, de modo a reduzir os ganhos de alta frequência do controlador, sem afetar suas propriedades em baixa frequência, melhorando a robustez do projeto [ROB91, CLA89 e OLI92].

Em todo o caso, como optou-se neste trabalho por usar o GPC posicional ao invés do incremental, a escolha de um polinômio observador não é tão crítica, visto que o controlador posicional apresenta reduzida sensibilidade aos ruídos de alta frequência, bem como reduzida sensibilidade às dinâmicas não-modeladas [CLA89].

5.7 Conclusão e Considerações Complementares

Neste capítulo, foram apresentados, de modo resumido, os principais tópicos relacionados com Controle Preditivo Generalizado (GPC), incluindo um algoritmo para determinação da lei de controle e diversas considerações sobre a sintonia dos principais parâmetros envolvidos neste método. Deve-se ressaltar que um projeto de controlador feito pelo GPC é equivalente a um projeto feito por alocação de pólos, sendo que o polinômio dos pólos desejados (A_m , no Capítulo.4) não é especificado pelo usuário, mas sim definido, de forma, indireta, através da escolha da sintonia de seus parâmetros de projeto [ROB91].

Uma relação geral entre os pólos do sistema em malha fechada e os parâmetros de projeto do GPC não é conhecida [BIT90]. São conhecidos apenas os ajustes de parâmetros que dão posicionamento especiais para os pólos em malha fechada. Dois destes ajustes, que dão os pólos de A_m explicitamente prescritos, são bem conhecidos [CLA87]: a) o chamado GPC com controlador de nível médio ('mean level'), que não altera os pólos da planta, mas apenas seus zeros; e b) o chamado GPC com controlador 'dead-beat' (que coloca todos os pólos de A_m na origem do plano-Z).

Estes dois métodos de sintonia são de pouca utilidade em projeto de ESP's. O GPC de nível médio porque não altera nenhum pólo da planta, enquanto que o projeto de um estabilizador é sempre feito para se aumentar o amortecimento dos pólos dominantes da

¹¹ Em controle adaptativo deve haver sinergia entre os procedimentos de estimação e controle [BIT90].

planta. O GPC 'dead-beat' porque , com os valores pequenos de período de amostragem envolvidos, geralmente dão origem a um controlador que estende em demasia a banda passante do sistema (a não ser que se utilize um polinômio observador com dinâmica lenta [ROB91]), sendo, portanto, pouco robusto.

Neste trabalho, não se usa o GPC de modo a fazê-lo funcionar como um determinado tipo de controlador por posicionamento de pólos. Este método já é considerado no Capítulo 4, onde um tipo de reposicionamento foi proposto para avaliação de desempenho, nos próximos capítulos. Ao contrário, o GPC é aqui utilizado como um método de otimização de um funcional, com horizontes prescritos, simples e rápido de se sintonizar e que apresenta boa robustez, mesmo quando há pouco conhecimento da planta a ser controlada.

Dentro deste enfoque, analisou-se, de maneira geral, os principais aspectos relacionados com a escolha adequada dos parâmetros de projeto e implementou-se um algoritmo que será usado para avaliação do desempenho de um ESP adaptativo, através de simulação digital de sistemas. Isto será feito no próximo capítulo.

Capítulo 6

ESTABILIZADORES ADAPTATIVOS DE SISTEMAS DE POTÊNCIA

6.1 Introdução

Nos capítulos anteriores, foram apresentados os conceitos gerais envolvidos com estabilizadores de sistemas de potência (ESP's) e com estimação e controle adaptativo. Neste capítulo, é feita uma avaliação de desempenho de um estabilizador adaptativo, implementado num gerador síncrono ligado a uma barra infinita, usando dois métodos de controle: reposicionamento parcial de pólos e controle preditivo generalizado. A avaliação do ESP adaptativo é feita por simulação digital, usando o programa interativo MAQBI desenvolvido especialmente para isto ¹.

Levando em conta as diversas considerações feitas nos capítulos anteriores, são realizados vários testes, iniciando com a estimação do modelo e depois com o esquema completo, incluindo o estimador e o controlador (com os dois métodos propostos). Os principais fatores que influenciam o desempenho do ESP adaptativo são analisados e, através dos testes realizados e das análises e considerações feitas, chega-se a um conjunto de valores básicos propostos, que produzem bons resultados nos testes de simulação.

Os testes considerados, além dos de estimação para obtenção de modelos, incluem os tipicamente usados para avaliação de estabilizadores de sistemas de potência, quais sejam, variação em degrau na tensão de referência, curto-circuito trifásico sólido na rede de transmissão, junto ao terminal do gerador síncrono, com ou sem perda de linha, etc. São apresentadas várias curvas obtidas ² evidenciando as conclusões feitas. Os valores básicos

¹ Este programa encontra-se disponível no LABSPOT da UFSC.

² E muitas mais são só comentadas.

propostos para os parâmetros de operação do ESP, com os dois controladores analisados, serão usados, no capítulo posterior, em sistemas multimáquinas. A próxima seção apresenta os tópicos relacionados ao programa de simulação desenvolvido.

6.2 Descrição Geral do Programa de Simulação

6.2.1 Estrutura do Programa

A estrutura do programa de simulação MAQBI desenvolvido para avaliação de ESP's adaptativos em um sistema máquina-barra infinita segue a configuração apresentada no exemplo preliminar do Capítulo 1, que é repetida na figura 6.1, a seguir.

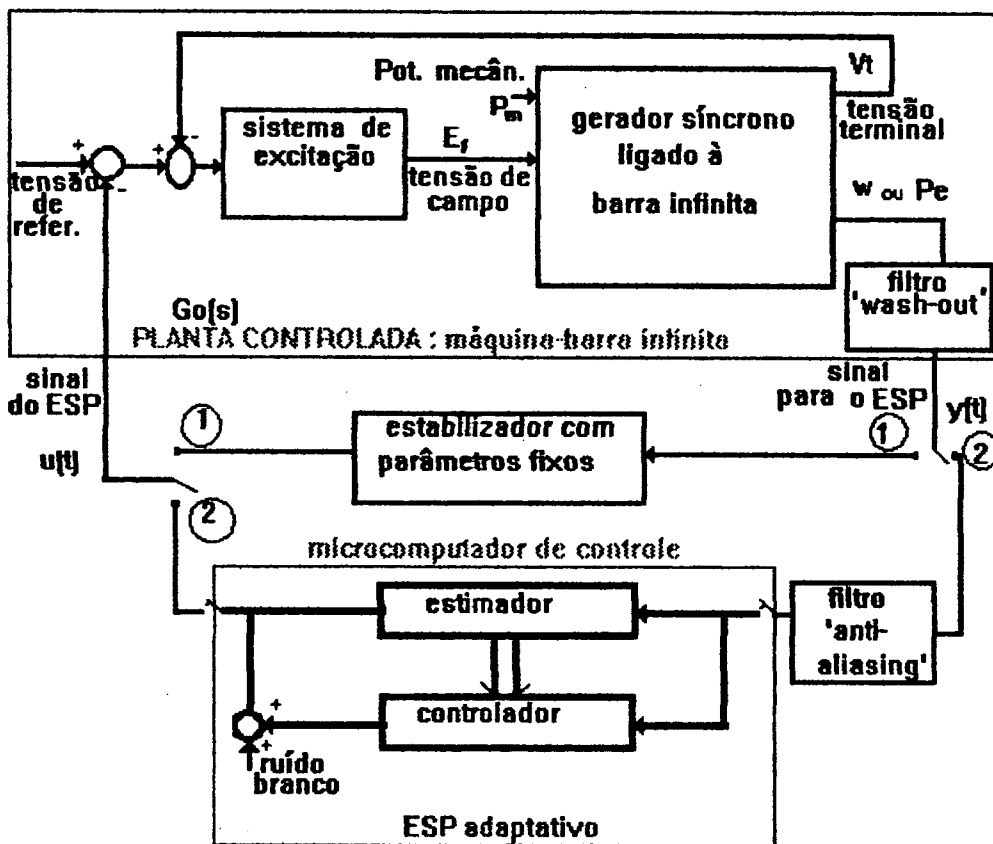


Fig. 6.1 Diagrama em blocos representando a implementação do programa de simulação para os testes de avaliação

Nas sub-seções seguintes são discutidos os diversos blocos considerados.

6.2.2 - Descrição das Partes Principais

1) A Planta Controlada (Sistema máquina-barra infinita)

Neste programa, o modelo considerado para o gerador síncrono ligado à barra-infinita (modelo 4 da referência [ARR83]), consiste de um conjunto de equações não-lineares, algébricas e diferenciais, relacionando as variáveis da máquina, da rede e a tensão na barra infinita. As equações diferenciais são em número de cinco, todas de primeira ordem. Duas delas são equações mecânicas, sendo uma do ângulo do rotor da máquina, em relação ao referencial do sistema (o ângulo do fasor da barra infinita), e a outra da velocidade angular de rotação do eixo do rotor da máquina. As outras 3 equações diferenciais representam os circuitos do rotor do gerador que são: o circuito do enrolamento de campo e dois enrolamentos amortecedores nos eixos direto e de quadratura da máquina.

Os enrolamentos do estator da máquina são representados por equações algébricas, em termos de tensões, correntes e potências que interagem com as equações da rede elétrica de transmissão e a tensão da barra infinita. As equações deste modelo, com a definição de seus parâmetros e variáveis é feita no Apêndice A.

A Tabela 6.1 apresenta valores numéricos típicos para os parâmetros da máquina usados nos testes de simulação³. A frequência da geração é de 60 Hz e a rede elétrica considerada é formada por duas linhas idênticas, com os seguintes valores para a resistência, reatância e susceptância, de cada uma: $R_T=0,04$ p.u. ; $X_T = 0,830$ p.u. e $B = 0,00$ p.u. (base de 100MVA). A tensão na barra infinita é dada por : $V_\infty = 1.0$ p.u. $\angle 0^\circ$; o ponto de operação básico considerado para a máquina, na maioria dos testes, é : $P_e = 0,75$ p.u. e $|V_T| = 1,008$ p.u. (base de 100 MVA).

³ Todos os valores numéricos usados para os parâmetros da planta nas simulações deste capítulo são os descritos nesta seção, a não ser que valores diferentes, explicitamente citados no texto, sejam também considerados.

Tabela 6.1 - Dados do Gerador Síncrono : resistências e reatâncias em p.u.(base de 100 MVA) e constantes de tempo em s.

H	4.27	X'd	0.316	Ra	0.02	T'd0	5.256
Xd	1.445	X''d	0.179	D	0.00	T''d0	0.0282
Xq	0.959	X''q	0.162			T''q0	0.157

O sistema de excitação é considerado como um simples bloco de primeira ordem, com limitadores, formado por um ganho de valor elevado e uma constante de tempo rápida (típico de sistemas modernos, a tiristores). Sua função de transferência, considerada nas simulações é: $200/(1+0,03S)$; e os limites são de +/- 6 p.u.. Pode-se ainda, se desejado, considerar blocos compensadores, do tipo 'lead-lag', em cascata. A potência mecânica foi considerada constante nos testes apresentados (mas o programa tem opção para considerar blocos com modelos para o governador e a turbina, se desejado).

O filtro 'wash-out', de eliminação do termo DC da variável usada como sinal de entrada para o ESP (potência elétrica no terminal do gerador, P_e , embora velocidade angular do eixo do rotor, ω , possa também ser usada ⁴), é do tipo passa-altas, dado por : $TS/(1+TS)$, (usou-se $T=10$ seg, nas simulações deste capítulo).

2) O Estabilizador Convencional

O bloco usado como opção para implementação analógica do ESP, com parâmetros fixos, é constituído por um compensador do tipo 'lead-lag', um ganho e um limitador ⁵, como mostrado na Figura 6.2. Os valores de seus parâmetros (T_1 , T_2 , T_3 , T_4 e K_{ESP}) são determinados pelo usuário, de acordo com um projeto, como foi feito no Capítulo 1, por exemplo. Neste capítulo, este bloco não foi usado.

⁴ Quando ω for usada, isto é indicado no texto.

⁵ Usualmente, emprega-se ± 0.1 p.u. como limites [MEL69].

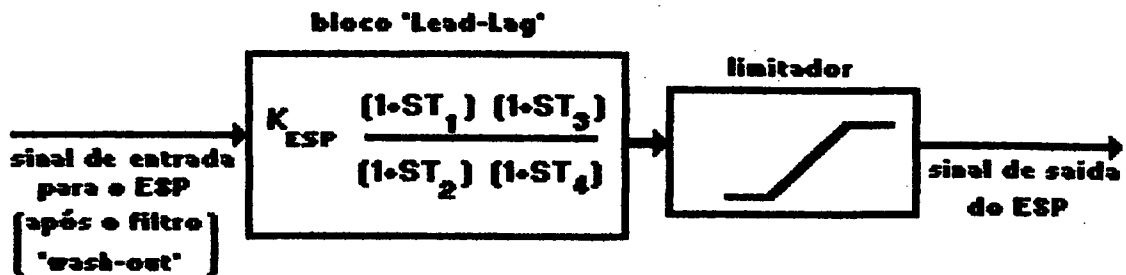


Fig. 6.2 Diagrama em Blocos de um ESP convencional

1) O Estabilizador Adaptativo

O estabilizador adaptativo é formado pelo estimador e o controlador. Como a implementação é digital, considerou-se o uso de um filtro 'anti-aliasing' para eliminar, no sinal $y(t)$, as frequências acima da frequência de Nyquist (metade da frequência de amostragem, $f_N=f_s/2$; $f_s=1/T_s$), evitando que estas frequências, por efeito da amostragem, influenciem o sinal amostrado nas frequências mais baixas, de interesse [AST84b]. Neste trabalho, optou-se por usar um filtro de Bessel, de segunda ordem, com fator de amortecimento $\zeta=0,87$. A característica principal deste tipo de filtro é que ele aproxima um atraso no transporte até frequências da ordem de sua largura de faixa [AST89]. Deve-se ressaltar que, dependendo da frequência de amostragem usada, a dinâmica do filtro pode ou não ter influência no modelo estimado. Usou-se também um limitador de ± 0.1 pu na saída.

3.1) O Estimador

O estimador é o responsável principal pelo excelente desempenho que um estabilizador adaptativo pode proporcionar, para diferentes condições de operação (como foi visto no exemplo do Capítulo.1, em que se fez comparações de desempenho com um ESP com parâmetros fixos, bem projetado). Portanto, o algoritmo de estimação empregado foi cuidadosamente elaborado, de modo a se obter um estabilizador bastante eficiente. Este algoritmo é baseado no método dos mínimos quadrados e possui, entre outras, as seguintes características⁶ :

⁶ Quase todas estas características já foram suficientemente comentadas no Capítulo 3, de modo que comentários adicionais só serão feitos para acrescentar algum detalhe.

-usou-se o método de fatoração U-D da matriz de covariância P , para melhor condicionamento numérico do algoritmo [BIE77];

-para evitar que o ganho de estimação dos parâmetros torne-se demasiadamente pequeno, inibindo a estimação, implementou-se no algoritmo a possibilidade de se usar, por escolha, fatores de esquecimento variáveis com o tempo [FOR81 e YDS85]. Além disto, o algoritmo permite também o uso da técnica de restauração⁷ periódica da matriz da covariância (com ou sem o uso concomitante de fator de esquecimento variável no tempo);

-se desejado, pode-se fazer a estimação do termo devido ao ruído $v(t) = C \xi(t)$, aproximando-se, no vetor regressor, o sinal não-observável $\xi(t)$, tanto pelo erro de predição (mínimos quadrados estendidos), quanto pelo resíduo da estimação (máxima verossimilhança aproximada);

-uso de uma sequência binária pseudo-aleatória (PRBS), do tipo ruído branco discreto, acrescida ao sinal de controle, gerada por 'shift-register', com magnitude e faixas de frequência estabelecidas pelo usuário [HOR80, BARK67 e DAV70], para garantir a persistência de excitação do sinal $u(t)$. Esta sequência é usada visto que, em simulação, com as variáveis em regime, não há qualquer sinal excitando o sistema.

-introduziu-se também o emprego, por escolha, de filtros nas variáveis que formam o vetor regressor, de modo a concentrar a modelagem na faixa de maior interesse⁸. Várias opções para os filtros são possíveis (por exemplo, filtros de segunda ordem, com fator de amortecimento e frequência natural escolhidos; o próprio polinômio observador, escolhido (Ao) ou estimado (C)).

Alguns resultados mostrando o bom funcionamento do estimador, serão mostrados posteriormente.

3.2) O Controlador

Foram implementados dois algoritmos de controle, um para cada dos métodos analisados: o de alocação de pólos, com reposicionamento somente dos pólos pouco amortecidos, e o de controle preditivo generalizado, com controle posicional. Estes algoritmos já foram descritos, em linhas gerais, nos Capítulos 4 e 5, respectivamente.

⁷ Tradução empregada para o termo, em inglês: resetting.

⁸ o que, aliado a uma política de controle que não estenda a banda passante do sistema, aumenta a robustez com relação à dinâmica não-modelada.

Comparações com o desempenho de ESP's convencionais não serão mais feitas, visto que no Capítulo 1 isto já foi apresentado.

Nos testes para a avaliação dos métodos propostos, nenhuma tentativa foi feita de se obter parâmetros tais que um método funcionasse de modo equivalente ao outro; nem foram feitas comparações explícitas entre o desempenho dos dois métodos, projetados independentemente. O objetivo foi simplesmente obter valores adequados para os parâmetros de projeto de cada método individualmente, de modo que o desempenho de cada estabilizador, para testes típicos de sistemas de potência, seja considerado bom.

Deste modo, no método de alocação de pólos, o objetivo é conseguir uma localização adequada para os pólos do sistema em malha fechada, como em todo projeto realizado seguindo esta técnica. A peculiaridade da aplicação é que, num sistema de potência do tipo máquina-barra infinita, há uma função de transferência típica para a planta (como visto no Capítulo 1), com um ou dois zeros na origem (dependendo do sinal considerado para $y(t)$, se derivado de ω ou P_e); um par de pólos complexos pouco amortecidos (os pólos eletromecânicos), e outros pólos mais afastados (ligados principalmente ao sistema de excitação e que constituem a dinâmica que, geralmente, não é modelada). O objetivo do ESP é simplesmente melhorar o amortecimento dos pólos eletromecânicos, sem piorar demasiadamente o amortecimento dos outros pólos.

Outra peculiaridade, esta envolvida com o método, é que se optou por escolher uma técnica que procura reposicionar somente os pólos com pouco amortecimento, fixando os demais em suas posições originais. Ocorre que, em controle adaptativo de sistemas de potência, trabalha-se com modelos reduzidos, por uma série de razões: dificuldades para se conseguir boa estimação, em sistemas reais, usando muitos parâmetros; tempos de amostragem rápidos devido às constantes de tempo envolvidas, etc. [MAL91]. Deste modo, procura-se apenas obter um conjunto de valores para os parâmetros de projeto ⁹ que proporcionam bom desempenho do sistema para perturbações típicas nele aplicadas. Da mesma forma, no método do GPC posicional, procura-se sintonizar valores para os horizontes de predição e controle e demais parâmetros de projeto, que também proporcionam bom desempenho para os testes acima especificados.

Antes de expor a análise com considerações resultantes dos testes de simulação realizados, ressalta-se mais uma vez que o desempenho de controladores adaptativos é função

⁹ Vários deles têm mútua interferência, como será visto, dificultando qualquer análise, a não ser baseada em considerações de aspecto geral e uso de testes exaustivos.

de seus dois componentes básicos (o estimador e o controlador) que interagem sinergicamente para realizar o objetivo de controle [BIT90]. Porém, como a diferença principal de um controlador adaptativo sobre outros controladores é a sua capacidade de estimação, inicia-se a análise pelo estimador ¹⁰. Deste modo, tendo obtido um conjunto de parâmetros que permitem boa estimação para o sistema considerado (como estrutura do modelo, período de amostragem, etc.), reduz-se sensivelmente a quantidade de experimentação para se determinar os parâmetros restantes, associados ao controlador.

Ressalta-se também que uma série bastante grande de testes de simulações foram realizadas. Mas, obviamente, só alguns resultados são mostrados para evidenciar as principais conclusões obtidas.

6.3 Análise de Resultados de Testes e Escolha de Parâmetros de Projeto.

6.3.1 Considerações Preliminares sobre o Estimador.

A função do estimador é a obtenção de um modelo com uma estrutura adequada para representar o processo na faixa de frequência de interesse (que, para o projeto de ESP's, está na faixa de 0,2 a 2,0 Hz.). O modelo utilizado é do tipo CARMA, já visto anteriormente, dado por :

$$A(q^{-1}) y(t) = B(q^{-1}) u(t-1) + C(q^{-1}) \xi(t)$$

com os polinômios A, B e C expressos por :

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1 q^{-1} + \dots + a_n q^{-n} ; \\ B(q^{-1}) &= b_0 + b_1 q^{-1} + \dots + b_{n_b} q^{-n_b} \quad e \\ C(q^{-1}) &= 1 + c_1 q^{-1} + \dots + c_{n_c} q^{-n_c} . \end{aligned}$$

Na simulação de um sistema do tipo máquina-barras infinita não há ruído externo influenciado o sistema ¹¹, de modo que se optou por usar um polinômio fixo $A_0(q^{-1})$ ao invés de $C(q^{-1})$. Este polinômio foi usado como um filtro dos sinais na estimação, bem como um

¹⁰ Além disso, o estimador é comum aos dois métodos considerados para o controlador.

¹¹ Na simulação de sistemas multimáquinas, que será vista no próximo capítulo, há este ruído devido à injeção de seqüências pseudo-aleatórias em outros ESP's do sistema.

observador no projeto dos controladores. Como o modelo empregado não é do tipo incremental, a escolha deste filtro não é tão crítica [CLA89 , AST89]. Optou-se, então, por usar um simples polinômio de segundo grau do tipo : $A_0(q^{-1}) = (1 - a_0 q^{-1})^2$, com o parâmetro a_0 podendo ter uma ampla faixa de variação, desde que os outros parâmetros de projeto não estendam em demasia a banda passante do sistema. Mesmo com $a_0 = 0$, que representa um observador rápido, do tipo “dead-beat”, obtém-se bons resultados, escolhendo com cuidado os demais parâmetros. Portanto, na estimação só os coeficientes a_i e b_i dos polinômios A e B, são estimados.

Quanto ao período de amostragem, já foi dito que ele tem forte influência tanto na modelagem como na lei de controle e é um dos parâmetros chaves para o sucesso de um controlador adaptativo (mesmo uma lei de controle que reposicione todos os pólos para a origem do plano-Z, controlador “dead-beat”, pode funcionar bem, usando um modelo com ordem adequada, desde que a taxa de amostragem seja baixa [AST84b]). Como foi visto anteriormente, valores para T_s numa faixa entre 50 e 100 ms.¹² são preferencialmente usados nos trabalhos sobre ESP's adaptativos [MAL91]. Neste trabalho, optou-se por escolher $T_s = 100$ ms., como um valor básico adequado (outros valores na faixa acima podem também ser usados).

Com $T_s = 100$ ms., a frequência de Nyquist é igual a 5 Hz e o filtro “anti-aliasing” da implementação digital (um filtro de Bessel, como citado na seção anterior), para fornecer atenuação de cerca de 10 db, nesta frequência, deve ter frequência de corte em torno de 3 hz. Logo ele tem influência no modelo estimado, para a faixa de frequência considerada. Então, como esta influência é maior em termos de defasamento, optou-se por aproximar este filtro como sendo um termo de atraso e considerando, portanto, alguns coeficientes a mais (entre 2 e 3) no polinômio $B(q^{-1})$ ¹³ (como visto no Capítulo 3).

¹² Valores mais baixos de T_s exigem modelos com ordem elevada e valores mais altos podem perder parte da dinâmica ainda importante para o projeto.

¹³ Deste modo, o filtro é considerado no modelo [AST89] e, além disto, devido a frequência de corte baixa do filtro, haverá diminuição da influência da dinâmica não-modelada da planta do sistema, tornando mais robustos os estabilizadores.

6.3.2 Testes com o Estimador.

Em seguida, foram realizados alguns testes com o sistema em malha aberta (usando como entrada uma seqüência binária pseudo-aleatória de magnitude 0.0025 pu), para se determinar uma estrutura apropriada para o estimador ¹⁴. Sabe-se que o sistema tem um par de pólos dominantes e, portanto, o valor mínimo para o expoente n_a é dois e, considerando o filtro “anti-aliasing”, o valor mínimo para n_b é dois ou três. Experimentando-se diversos valores, obteve-se um estrutura adequada com $n_a = 3$ e $n_b = 4$ ou 5 (qualquer dos dois valores). Com $n_b = 5$, estes valores implicam em 9 parâmetros a estimar ($a_1, a_2, a_3, b_0, b_1, b_2, b_3, b_4$ e b_5). As curvas para os parâmetros e o erro de predição apresentaram variações menores do que para modelos com menor número de parâmetros (estruturas com mais parâmetros, por exemplo com n_a igual a 4 e 5, também apresentaram bom desempenho, mas optou-se por usar modelos com o menor número de parâmetros para o qual assegura-se bom desempenho).

A figura 6.3 apresenta, como ilustração, resultados de estimação com duas estruturas : ($n_a = 2 ; n_b = 3$) e ($n_a = 3 ; n_b = 5$). Nota-se da figura que a segunda estrutura, com ($n_a = 3 ; n_b = 5$), apresenta menos variações nas curvas dos parâmetros e menor variância do erro de previsão, indicativos de um modelo mais adequado para o sistema.

Depois, foram realizados alguns testes para se verificar a capacidade do estimador em seguir variações do ponto de operação do sistema (pois isto é um dos principais motivos para se utilizar um estabilizador adaptativo). Obteve-se boa adaptação, usando um algoritmo com restauração periódica da matriz de covariância (a cada 20 a 40 períodos de amostragem, em testes de simulação) para uma matriz do tipo identidade, com traço igual a 10000 * (número. de parâmetros a estimar), utilizando seqüências binárias pseudo-aleatórias com magnitude de 0.0025 p.u., e com cada termo diagonal sendo reajustado proporcionalmente ao seu valor imediatamente antes de cada período de restauração. Com esta política de restauração obteve-se boa adaptação, mesmo usando fator de esquecimento fixo ($\lambda = 0.995$) ¹⁵.

¹⁴ É conhecido que o espectro do sinal de entrada influencia a estimação [BIT90]. Aqui considerou-se o sistema em malha aberta só para se ter uma idéia da estrutura do modelo. Em testes posteriores, será verificado o desempenho do estabilizador já completo, incluindo o controlador.

¹⁵ Sem o perigo de “explosão” da matriz de covariância, conforme visto no capítulo 3.

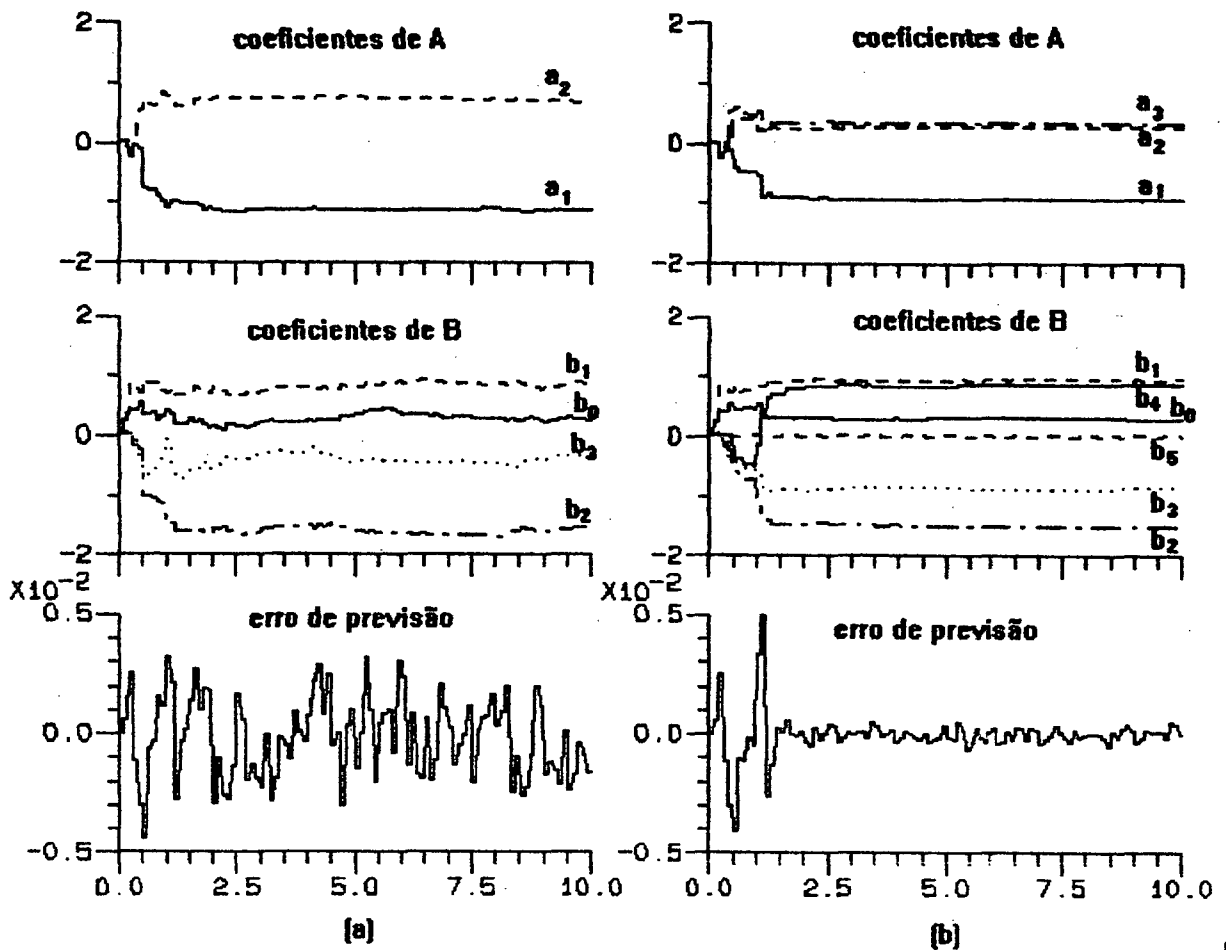


Fig.6.3 Resultados de estimação, em malha aberta, mostrando as curvas dos parâmetros de $A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$ e o erro de previsão ε para : a) estrutura com $n_a=2$ e $n_b=3$; b) estrutura com $n_a=3$ e $n_b=5$.

A figura 6.4 mostra curvas de estimação paramétrica (com $n_a=3$ e $n_b=4$), usando o método especificado acima, bem como o traço da matriz de covariância, para uma mudança no ponto de operação do sistema (perturbação do tipo retirada de funcionamento de uma das duas linhas da rede de transmissão). Destas curvas, pode-se observar a excelente capacidade de adaptação do estimador, com os parâmetros indo para seu novo valor correspondente ao novo ponto de operação do sistema (assim que cessa o “congelamento da estimação”, aplicado durante os primeiros segundos do transitório pós-falta).

Com o estimador ajustado de acordo com as técnicas e os parâmetros de projeto acima descritos, juntou-se então o controlador, formando o esquema completo para ajuste dos parâmetros restantes, considerando os dois métodos de controle propostos.

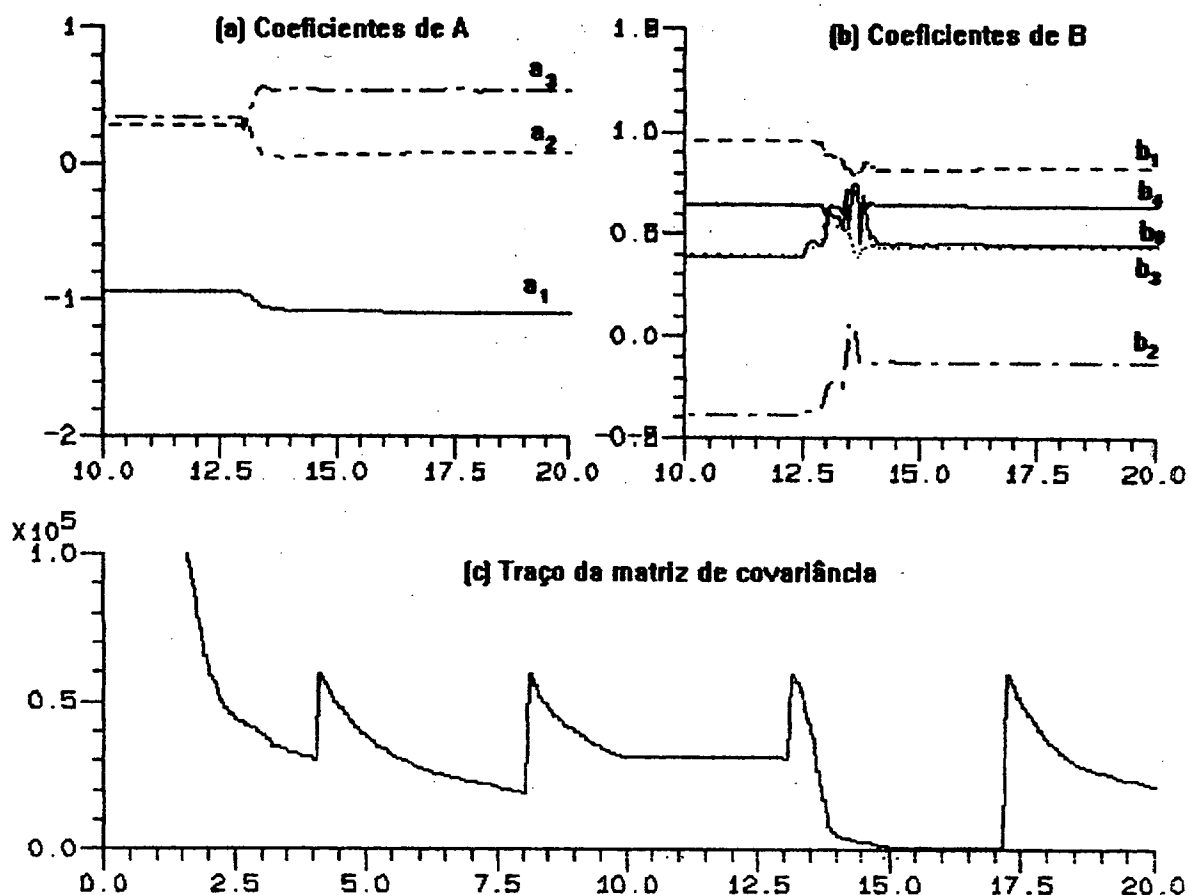


Fig. 6.4 Curvas de estimação para teste do tipo perda de uma linha de transmissão, com congelamento pós-falta de 3 s, mostrando : (a) coeficientes de A; (b) coeficientes de B ; e (c) traço da matriz de covariância.

6.3.2 Considerações e Testes com o Controlador.

Os valores para os parâmetros de projeto dentro da faixa considerada adequada pelos testes de estimação ($n_a = 3$; $n_b = 4$; $T_s = 100$ msec. ; filtro “anti-aliasing” do tipo de Bessel, com frequência de corte de 3 Hz ; polinômio observador de segunda ordem, com polo duplo real em a_0 , com a_0 entre 0 e 0.5) serão agora mantidos, escolhendo-se só os parâmetros restantes envolvidos com cada método proposto.

a) Controlador com reposicionamento parcial de pólos.

Com o valor $n = 3$, só haverá, no máximo, um par de pólos complexos a ser reposicionado (o outro pólo, se estável, será mantido em sua posição atual e, se instável¹⁶, será reposicionado pelo seu recíproco). A política aqui adotada é a de não estender em demasia a banda passante do sistema. Se for usado um reposicionamento dos pólos complexos muito para dentro da região de estabilidade no plano-Z, isto só será conseguido usando-se um controlador que estende muito esta banda passante, tornando o sistema mais sensível a ruídos e à dinâmica não-modelada. Por outro lado, em aplicações a sistemas de potência, um amortecimento maior que 10 % já é considerado um bom valor para estabilidade dinâmica destes sistemas [LAR81].

Embora tenha-se conseguido bons resultados nos testes de simulação aqui realizados, usando-se valores bem maiores para o fator de amortecimento, optou-se por fixar um valor de amortecimento mínimo desejado de 20 % ($\zeta_d = 0,20$). Com este valor (e todos os outros valores como especificados anteriormente), em todos os testes realizados as oscilações pós-falta no sistema foram rapidamente amortecidas, não tendo sido observados qualquer problema quanto à excitação dos pólos não-dominantes (devidos ao sistema de excitação).

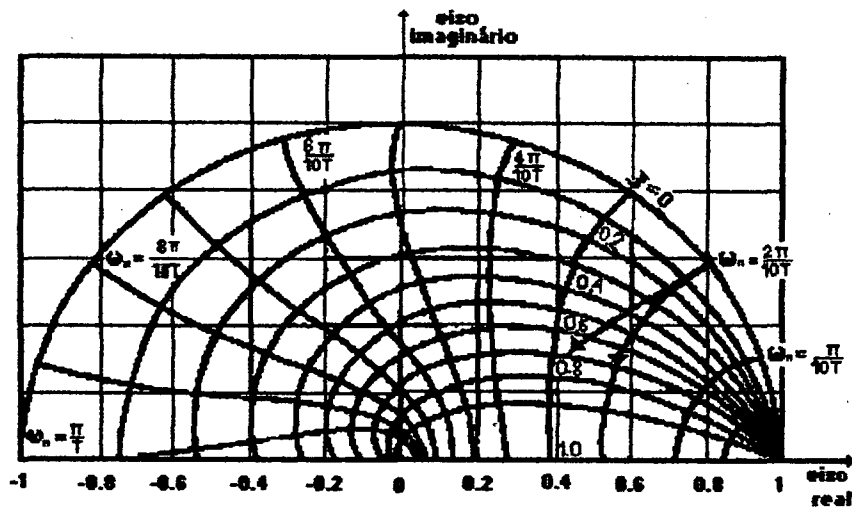


Fig. 6.5 Direções de reposicionamento dos pólos dominantes propostas no trabalho (direção radial e direção com ω_n constante). Para coeficientes de amortecimento pequenos (até $\zeta = 0.2$) o reposicionamento é idêntico.

¹⁶ Em nenhuma das simulações realizadas durante o desenvolvimento deste trabalho, encontrou-se pólos reais instáveis.

Para este valor pequeno de ζ_d , tanto a política de reposicionamento na direção de ω_n constante, quanto a política de reposicionamento na direção da origem do plano-Z, por um fator α , oferecem resultados similares, devido à proximidade dos pontos correspondentes aos pólos desejados em malha fechada (ver Figura 6.5). Deste modo, só será considerado uma direção de reposicionamento, daqui para frente ¹⁷.

Quanto ao valor de a_0 , coeficiente do polinômio observador proposto anteriormente, quando usado com valores bem acima de 0.5 (com $T_s = 100$ ms.), seu efeito foi o de diminuir um pouco a rapidez da resposta inicial do sistema para qualquer falta aplicada. Para valores de a_0 menores (e até com valor nulo, correspondendo a um observador "dead-beat") não foi notado qualquer influência negativa, nem no retardo inicial da resposta, nem na excitação de modos não-dominantes (mantendo-se os outros valores de projeto) ¹⁸. Deste modo, quando nada for especificado, considerou-se observador do tipo "dead-beat" nos testes mostrados.

A Figura 6.6 apresenta resultados de simulação para teste do tipo curto-circuito, com duração de 100 ms, sem perda de linha, considerando entrada P_e para o ESP e controlador com reposicionamento de pólos, mantendo ω_n constante (os demais valores para os parâmetros de projeto são os especificados neste capítulo). Da curva do ângulo do rotor, nota-se o bom desempenho alcançado no amortecimento das oscilações decorrentes da falta aplicada (sem o ESP a curva apresentava várias oscilações, como visto no exemplo do Capítulo 1). Observe também as curvas do espectro do sinal de saída $y(t)$ obtidas em dois instantes: no início da estimação com o ESP ainda não sintonizado; e depois, pouco antes da falta, com o ESP já sintonizado. Pode-se observar o excelente amortecimento efetuado pelo ESP na frequência dos pólos dominantes, em torno de 1 Hz.

¹⁷ Optou-se por usar o reposicionamento com ω_n constante, especificando-se ζ_d .

¹⁸ Estas considerações são também válidas para o GPC posicional.

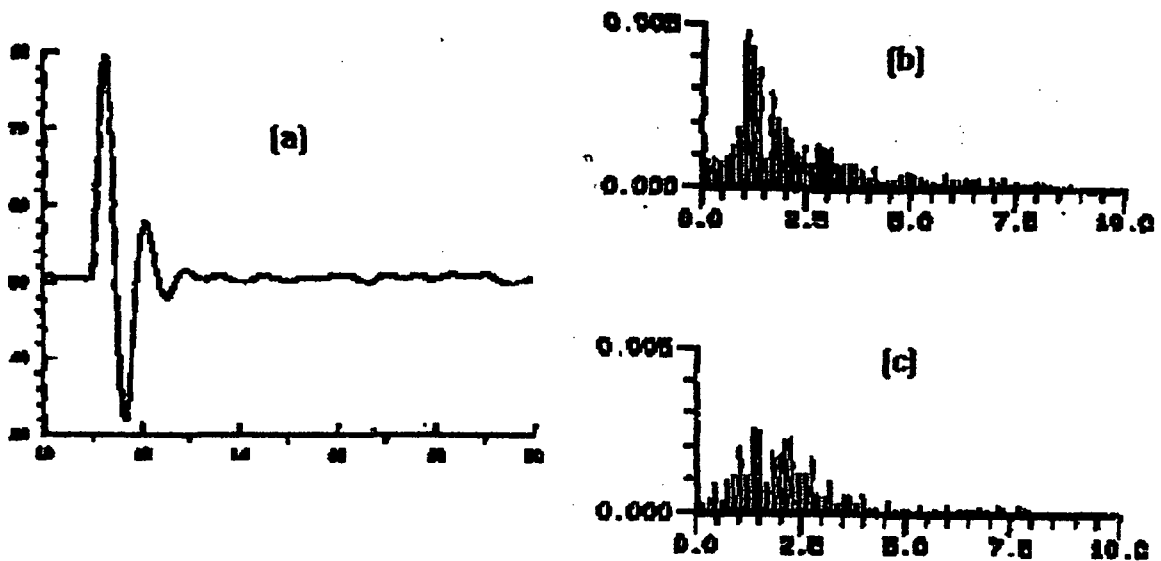


Fig. 6.6 Resultados de simulação para teste do tipo curto-circuito (ESP adaptativo com reposicionamento parcial de pólos) : (a) Curva do ângulo do rotor em graus ; (b) Espectro da curva de saída do sistema (P_e) no início da estimação ; e (c) Espectro desta mesma curva de saída com o ESP já sintonizado.

b) Controlador com GPC posicional.

Antes de se analisar os parâmetros complementares envolvidos com este método, alguns testes preliminares são realizados para justificar o que foi dito no Capítulo 5 sobre a escolha do GPC posicional (usando modelo CARMA), ao invés do GPC incremental (usando modelo CARIMA). O motivo disto é que o GPC incremental anula só o incremento do sinal de controle e não o próprio sinal de controle, após transcorrido um intervalo de tempo correspondente ao horizonte de controle. Isto pode causar interferência com o controle de tensão do gerador síncrono, visto que é através da malha de controle de excitação que se fecha a malha estabilizadora que aumenta a estabilidade dinâmica do sistema.

A Figura 6.7 apresenta resultados da aplicação de uma falta do tipo curto-circuito aplicada no terminal da máquina, considerando a implementação de um ESP adaptativo com GPC incremental (com horizontes $N_2 = 5$ e $N_u = 2$; $\rho = 0$, entrada ω e demais valores como especificados neste capítulo). Nota-se um desempenho muito bom alcançado no amortecimento das oscilações (como visto na curva para o sinal ω após a passagem pelos filtros). Porém, o sinal do ESP, em regime, introduz um nível DC que causará um desvio na

tensão terminal controlada do gerador. Esta interferência não é permitida na operação de um ESP, de modo que optou-se pelo emprego do GPC posicional (que, além disto, é menos sensível a problemas de interferência com ruídos e com a dinâmica não-modelada, como visto no Capítulo 5).

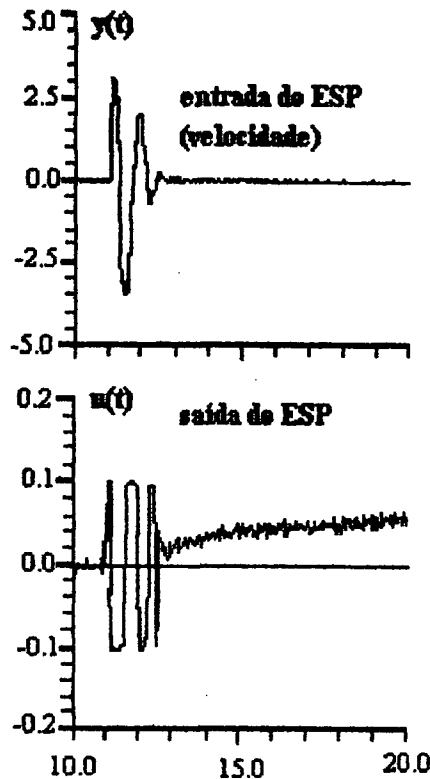


Fig. 6.7 Simulação para falta do tipo curto-circuito, usando GPC incremental, com modelo CARIMA, ($N_2=5$, $N_u=2$ e $\rho=0$).

Considerando os parâmetros restantes para o controlador com GPC posicional, foram realizados testes, tanto do tipo variação em degrau na tensão de referência, quanto do tipo curto-circuito na barra do gerador do sistema, e observadas as curvas das variáveis do gerador para diversos valores de sintonização de seus parâmetros, escolhendo-se deste modo os parâmetros de projeto restantes (que são : o horizonte de predição N_2 ; o horizonte de controle N_u e a ponderação no sinal de controle ρ).

Inicialmente, fixou-se $N_u=2$ (devido aos dois pólos pouco amortecidos do sistema [CLA87]) e $\rho=0$ e variou-se N_2 de 2 até 10 (usando $T_s=100$ ms). Notou-se uma progressiva melhora no amortecimento, até o valor $N_2=5$. Daí em diante, a resposta não variou quase nada. Portanto, escolheu-se $N_2=5$, por simplicidade nos cálculos de controle. N_u foi então

variado para valores de 1 a 5, tendo os melhores resultados sido observados com $Nu=1$ e 2. O valor $Nu=2$ foi então escolhido ¹⁹. Com $N2=5$ e $Nu=2$, ρ foi variado para os valores 0,001 ; 0,01 ; 0,1 ; 1,0 ; 5,0 e 10,0. Foi notada uma sucessiva deterioração do amortecimento, iniciando com o valor $\rho=1,0$ (para valores menores, as curvas foram praticamente idênticas), devido à ponderação aumentada sobre o esforço de controle. Foi adotado então um valor positivo, próximo a zero ($\lambda=0,001$), para evitar possíveis problemas com a inversão matricial envolvida nos cálculos do controlador (como visto no Capítulo 5).

A Figura 6.8 apresenta resultados da simulação para um curto-circuito trifásico, aplicado no barramento da máquina, com duração de 100 ms, sem perda de linha, utilizando os parâmetros de projeto escolhidos para o GPC posicional. Nota-se também que o amortecimento das oscilações é excelente, da mesma forma como foi obtido para o método anterior. Pode-se observar, além disso, que não há qualquer valor em regime na saída do ESP (sinal $u(t)$), provocando desvio permanente na tensão de saída (como havia no teste com o GPC incremental).

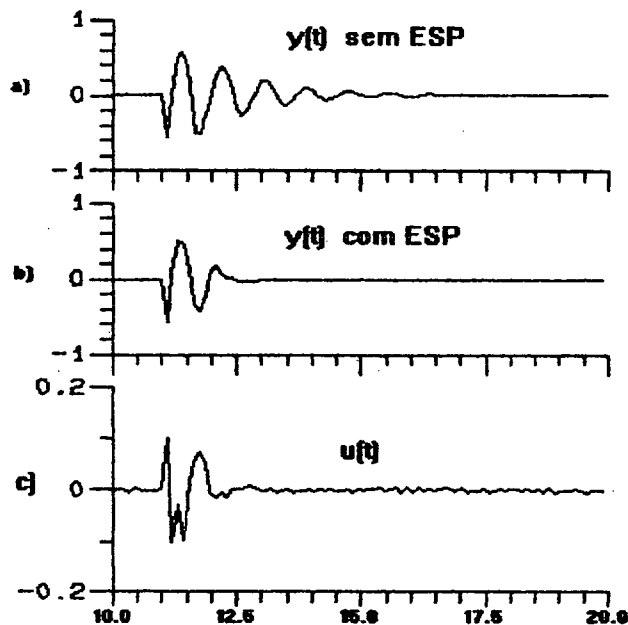


Fig. 6.8 Resultados de simulação para teste do tipo curto-circuito usando ESP adaptativo com GPC posicional ($N2=5$, $Nu=2$, $\rho=0.001$).

¹⁹ Para concordar com a sugestão dos proponentes do método [CLA87].

6.4 Conclusão

Este capítulo apresentou uma análise, baseada em testes de simulação com um sistema máquina-barra infinita, dos principais parâmetros de projeto usados na implementação de um ESP adaptativo, com controladores projetados usando reposicionamento parcial de pólos e GPC posicional. Foram escolhidos valores adequados destes parâmetros que proporcionaram um bom desempenho conjunto do estimador e controlador, com os dois métodos propostos ²⁰. Estes valores podem ser usados como valores básicos iniciais em outros sistemas de potência. O próximo capítulo apresenta resultados da implementação destes estabilizadores em simulação de sistemas multimáquinas.

²⁰ Deve-se ressaltar que estes valores não são únicos, havendo outras combinações destes parâmetros que podem proporcionar também bons resultados. Os valores aqui escolhidos o foram com o intuito de se utilizar um modelo de baixa ordem e com políticas de controle que não estendam a banda passante do sistema.

Capítulo 7

APLICAÇÕES A SISTEMAS MULTIMÁQUINAS

7.1 Introdução

O propósito deste capítulo é verificar o desempenho do ESP adaptativo proposto neste trabalho, implementado usando as técnicas de controle de reposicionamento parcial de pólos e de controle preditivo generalizado, quando aplicado a sistemas do tipo multimáquinas. No capítulo anterior, foram determinados, por experimentação, valores básicos indicados para uso como parâmetros de projeto para o ESP, com seus dois tipos de controladores. Estes mesmos valores serão basicamente utilizados nas simulações apresentadas neste capítulo ¹.

As seguintes observações adicionais de ordem geral são também feitas:

- Como visto no Capítulo 2, existem na literatura técnica métodos para determinar as localizações adequadas dos estabilizadores em sistemas de potência multimáquinas, por exemplo [MAR90,CAS92,PER82 e FON95]. Neste trabalho, que não aborda especificamente este tipo de problema, foram apenas usados resultados de programas referentes a esta localização, baseados nas referências citadas.
- Embora, num futuro próximo, possa haver troca de informações confiáveis entre os estabilizadores localizados em usinas geradoras próximas, ou mesmo distantes uma das outras ², até a presente data há ainda limitações tecnológicas que impedem a aplicação de ESP's com influência de sinais remotos. Neste Capítulo, portanto, os estabilizadores funcionam de forma completamente independente, sem qualquer troca de informações entre eles.

¹ A não ser que outros valores sejam explicitamente citados no texto.

² O desenvolvimento da área de redes de comunicações de dados tem sido grande e, brevemente, as diversas usinas geradoras poderão compartilhar informações, de maneira rápida e confiável [PIE89].

- Foi visto, no capítulo anterior, que, em um sistema do tipo máquina-barra infinita, há somente um par de pólos pouco amortecidos e que um modelo com grau $\{A\}=3$ é bastante adequado para conseguir bom desempenho neste tipo de sistema. Em sistemas multimáquinas, a planta do sistema, como vista a partir do microcomputador de implementação do ESP adaptativo num gerador, pode apresentar dois modos de oscilação pouco amortecidos, na faixa de freqüência de interesse, entre 0,2 a 2 Hz. Estes modos são: o modo local referente aos pólos eletromecânicos do próprio gerador e caracterizado por uma freqüência nas vizinhanças de 1,0 Hz; e o modo inter-área, devido à influência conjunta de vários dos geradores do sistema caracterizado por uma freqüência tipicamente próxima a 0,5 Hz (como visto no Capítulo 2). Neste caso, pode-se usar para o polinômio A do modelo do estimador do ESP associado a este gerador, um grau igual a quatro ou cinco. Entretanto, como é descrito em outros trabalhos [MAL91 e BAZ93], um modelo com grau $\{A\}=3$, também fornece resultados tão bons quanto àqueles obtidos com grau maior ³.

Os sistemas multimáquinas considerados neste capítulo ⁴ foram: a) um equivalente reduzido do sistema de potência do Sul do Brasil, apresentado em [MAR93 e MAR89]; e b) o sistema norte-americano conhecido como New-England [BYE78]. A próxima seção apresenta uma avaliação do desempenho do ESP adaptativo, com os dois métodos de controle propostos, baseada em resultados de simulações de testes típicos (do tipo curto-circuito) realizadas nos dois sistemas considerados. Segue-se uma seção de conclusão finalizando o capítulo.

7.2 Desempenho dos Estabilizadores em Sistemas Multimáquinas

7.2.1 Considerações Gerais

Foram aplicados estabilizadores de sistemas de potência adaptativos, como descritos nos capítulos anteriores, de maneira completamente descentralizada, em alguns dos geradores dos sistemas descritos nas sub-seções seguintes. Nenhum procedimento de coordenação

³ Optou-se então por usar, em princípio, o modelo mais simples, o que, inclusive, facilita o processo de estimação, que torna-se mais lento e difícil, principalmente em sistemas reais, quando há um número muito grande de parâmetros a estimar [MAL91].

⁴ Como dito anteriormente, pela disponibilidade de dados e por serem sistemas de amplo uso em trabalhos sobre avaliação de ESP's em sistemas multimáquinas, havendo, portanto, resultados de outros métodos disponíveis para comparação.

global entre os estabilizadores foi realizado, sendo pois a implementação extremamente simples e com resultados muito promissores, como será visto.

Para a escolha dos locais mais indicados para a implementação dos estabilizadores, foram empregadas técnicas baseadas nos fatores de participação dos autovalores nas variáveis de estado e métodos dos resíduos, conforme sugerido nas referências [PER82, BAZ93 e MAR89] ⁵. Quanto aos parâmetros de projeto, considerou-se para a estrutura do modelo estimado: $n_a = 3$, $n_b = 4$ e $n_c = 2$ (ou uso de um polinômio observador ⁶ com $A_o = (1 - 0.5 q^{-1})^2$). Foi usada filtragem dos sinais na estimação, sendo o filtro o próprio polinômio observador. Quanto ao período de amostragem, para a estrutura considerada para o modelo, bons valores foram obtidos com T_s numa faixa entre 50 e 100 ms (foi utilizado $T_s=80$ ms, para as curvas apresentadas nas seções seguintes). Considerando estes valores, os demais parâmetros de projeto dos controladores utilizados foram:

- a) para o método de reposicionamento parcial de pólos, usou-se o fator de amortecimento mínimo $\xi_d = 0.20$ ⁷ ;e
- b) para o GPC posicional, usou-se $N_2 = 6$, $N_u = 2$ e $\rho = 0.001$.

Deve-se frisar, como visto no capítulo anterior, que estes valores de parâmetros de projeto devem ser considerados em conjunto, pois eles têm interferência mútua. Se fosse reduzido o período de amostragem, por exemplo, o controlador estenderia a largura de faixa do sistema e talvez fosse necessário utilizar um modelo estrutural diferente, etc.

Empregou-se, na estimação, a técnica dos mínimos quadrados recursivo, com o resíduo da estimação sendo usado como medida da sequência não-correlacionada dos ruídos (quando os coeficientes do polinômio C foram estimados). Foi adicionalmente aplicada uma sequência binária pseudo-aleatória PRBS superposta ao sinal de controle, (com valor de +/- 0.0025 p.u., de modo que as variáveis da saída da máquina sofressem variação máxima aproximada de apenas 1% de seu valor em regime). Usou-se ainda o 'congelamento' do estimador por um período de cerca de 5 segundos, após a ocorrência das faltas, do tipo curto circuito sem perda de linha. Foi utilizada a técnica de restauração periódica da matriz de covariância, citada no capítulo anterior, com período de $30.T_s$, com fator de esquecimento $\lambda=0.995$. O sinal de entrada usado para o estabilizador foi derivado da velocidade ω , após um

⁵ O Apêndice B apresenta um breve resumo da teoria envolvida com estes métodos.

⁶ Resultados similares foram obtidos tanto com a estimação do polinômio C, quanto com o uso do polinômio A_o , como especificado.

⁷ Com $T_s = 80$ msec, isto equivale, aproximadamente, ao deslocamento radial para a origem por um fator $\alpha = 0.90$, para pólos, com frequência em torno de 1 Hz, no limite de estabilidade [BAZ93].

filtro “wash-out” com constante de tempo $T = 10$ s. Foi também utilizado um filtro ‘anti-aliasing’ de 2ª ordem, com $\zeta = 0.87$ e com atenuação de cerca de 10 dB na frequência de Nyquist.

7.2.2 O Sistema Equivalente do Sul do Brasil

Este sistema é um modelo simplificado do sistema de potência do Sul do Brasil apresentado nas referências [MAR89 e MAR93] e reproduzido na fig. 7.1. O equivalente, aqui utilizado, não considera o elo de corrente contínua que existe neste sistema.

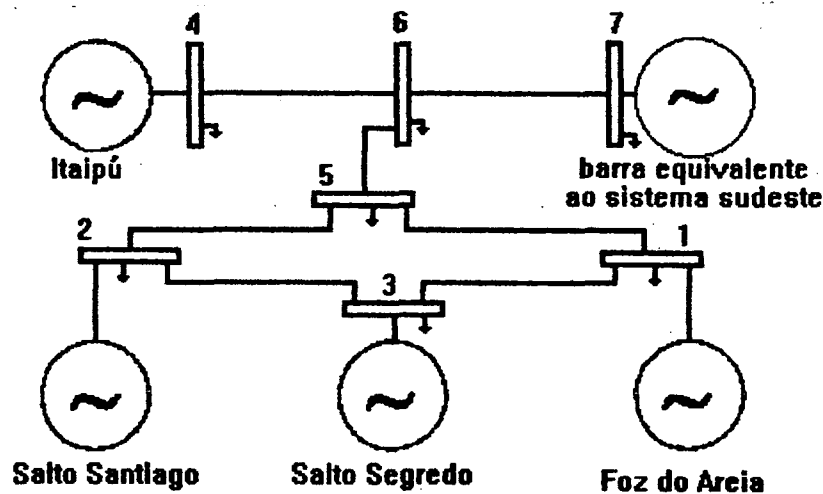


Fig 7.1 Diagrama Unifilar do Sistema Simplificado do Sul do Brasil

O sistema é um equivalente, ligeiramente modificado, com 7 barras, do modelo usado nos estudos iniciais sobre estabilidade dinâmica, relacionados à usina de Itaipú e a correspondente rede de transmissão AC. O gerador equivalente à Usina de Itaipú está conectado ao Sistema Sudeste do Brasil (que é representado por uma carga estática, em conjunto com um grande motor síncrono) através de uma linha de transmissão de 765 KV. Uma barra intermediária de 765 KV está conectada a um anel de linhas de transmissão em 500 KV, contendo três outras usinas hidrelétricas: Salto Santiago, Salto Segredo e Foz do Areia.

Modelos simples, de 1ª ordem, foram considerados para os reguladores automáticos de tensão de todos os geradores. Suas funções de transferências, para todos os reguladores, são :

$$30 S / (1 + 0.05 S) \quad , \text{ com limites de } \pm 5,0 \text{ pu na tensão de campo.}$$

As cargas são representadas por modelo do tipo impedância constante. Todos os dados referentes ao sistema e o ponto de operação considerado (uma condição com grande potência sendo transmitida, apresentando dificuldades para estabilização do sistema) são dados no Apêndice 2 da referência [MAR89] ⁸. Na Tabela 7.1 são mostrados os modos eletromecânicos do sistema em malha aberta, onde se observa a presença de um modo pouco amortecido e outro com amortecimento negativo.

Tabela 7.1 Modos Eletromecânicos do Sistema Sul do Brasil

modo	amortecimento (%)
-1.801 +/- j 9.176	19.2
-2.013 +/- j 9.168	21.4
0.646 +/- j 5.392	- 11.9
-0.226 +/- j 5.877	3.8

Através do método dos fatores de participação, citado anteriormente, escolheu-se os geradores das barras 4 e 3 (Itaipú e Salto Segredo) como locais adequados para instalação dos estabilizadores ⁹. Foram então realizadas simulações ¹⁰, com modelos não-lineares (ver apêndice A), para uma falta do tipo curto-circuito trifásico na barra 3, com impedância de falta de $0,01 + j 0,05$ (p.u.) e retirada, sem perda de linha, após 87 msec. Estas simulações, mostradas na Fig 7.2, são para o ângulo do rotor das máquinas em relação ao ângulo interno do motor síncrono da barra 7 e foram feitas para os casos:

- (a) sem ESP (onde nota-se o crescimento das oscilações, correspondendo a um sistema instável);
- (b) com ESP's a parâmetros fixos;

⁸ E reproduzidos no Apêndice C deste trabalho.

⁹ A máquina da barra 7 apresenta grande fator de participação, para o modo instável. Porém, como esta barra é um equivalente do Sistema Sudeste, foi preterida pelas barras onde estão Itaipú e Salto Segredo.

¹⁰ Usando um programa para simulação multimáquinas, desenvolvido em [SIL90] e especialmente adaptado, neste trabalho, para uso com estabilizadores adaptativos.

- (c) com ESP's adaptativos baseados no reposicionamento parcial dos pólos pouco-amortecidos (para uma posição com $\zeta_d = 0.20$, mantendo a mesma frequência natural não-amortecida); e
- (d) com ESP's adaptativos baseados em GPC posicional (com $N_u = 2$; $N_2 = 6$ e $\rho = 0.001$).

Nas curvas (b), com ESP's a parâmetros fixos, apresentadas apenas para efeito de comparação, foi usado um eficiente método de ajuste coordenado dos parâmetros dos estabilizadores [ARA92, LIM85 e ELA87] por posicionamento de pólos, de modo que os dois pares de pólos que tinham menor amortecimento ficassem com amortecimento de cerca de 20%. Observando as curvas para os ESP's adaptativos, utilizando os parâmetros de projeto citados (curvas (c) para os ESP's com reposicionamento parcial de pólos e curvas (d) para os ESP's com GPC posicional), nota-se o excelente desempenho alcançado com ambos os controladores, não sendo notados efeitos de interações adversas entre os estabilizadores adaptativos aplicados independentemente em dois geradores distintos (Itaipú e Salto Segredo).

Embora as curvas (b), do teste com ESP's a parâmetros fixos, apresentem bom amortecimento, estabilizando o sistema para uma condição de operação difícil, como comentado anteriormente, as curvas (c) e (d), dos estabilizadores adaptativos, são, ainda melhores, com superior amortecimento das oscilações.

Além disto, deve-se salientar que o projeto dos ESP's a parâmetros fixos foi realizado incluindo várias etapas, desde o levantamento de dados confiáveis sobre o sistema, linearização de equações em torno do ponto de operação considerado, uso do método proposto de ajuste coordenado dos parâmetros dos ESP's, recursivamente, até se encontrar valores com o fator de amortecimento desejado, etc.

O projeto dos ESP's adaptativos é feito automaticamente, usando um modelo estrutural paramétrico, ajustado permanentemente pelo algoritmo de estimação dos estabilizadores. Em ambos os métodos propostos para o controlador, o número de parâmetros envolvidos com a implementação dos ESP's é pequeno, permitindo rápida sintonização

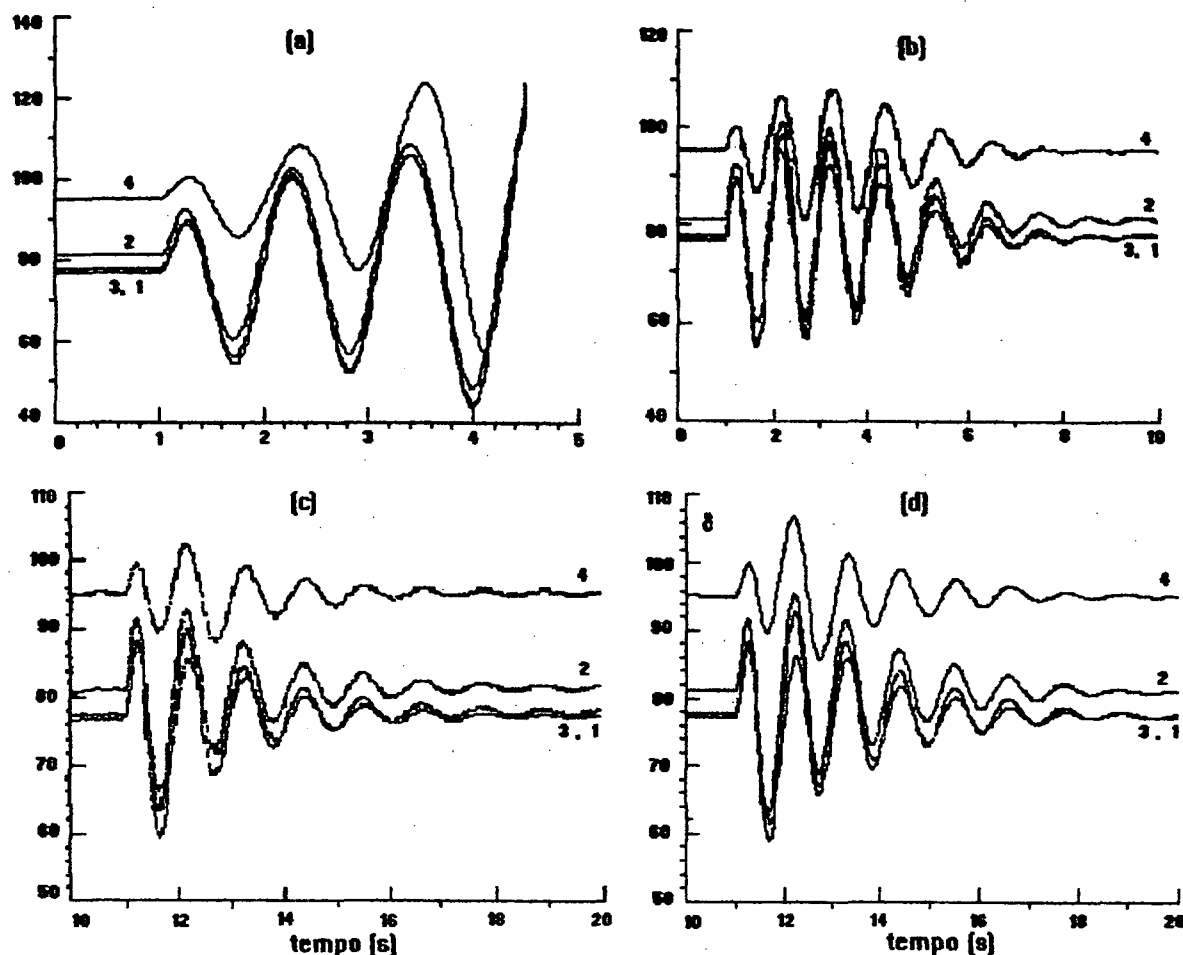


Fig 7.2 Sistema equivalente do Sul do Brasil. Ângulo dos rotores, em graus em relação ao ângulo do motor da barra 7, para testes de curto circuito:

- (a) curvas sem estabilizadores;**
- (b) com ESP's a parâmetros fixos;**
- (c) curvas com ESP's adaptativos, usando reposicionamento parcial de pólos; e**
- (d) curvas com ESP's adaptativos, usando GPC posicional.**

7.2.3 O Sistema New-England

O segundo sistema multimáquinas considerado corresponde ao sistema norte-americano conhecido como New-England, reproduzido na Figura 7.3, cujos dados, parâmetros e ponto de operação são especificados no Apêndice F da referência [BYE78]¹¹.

¹¹ E reproduzidos no Apêndice C deste trabalho.

Os dados dos sistemas de excitação dos geradores são fornecidos na Tabela 7.2. O gerador da barra 39 tem inércia elevada e pode ser considerado, aproximadamente, como uma barra infinita.

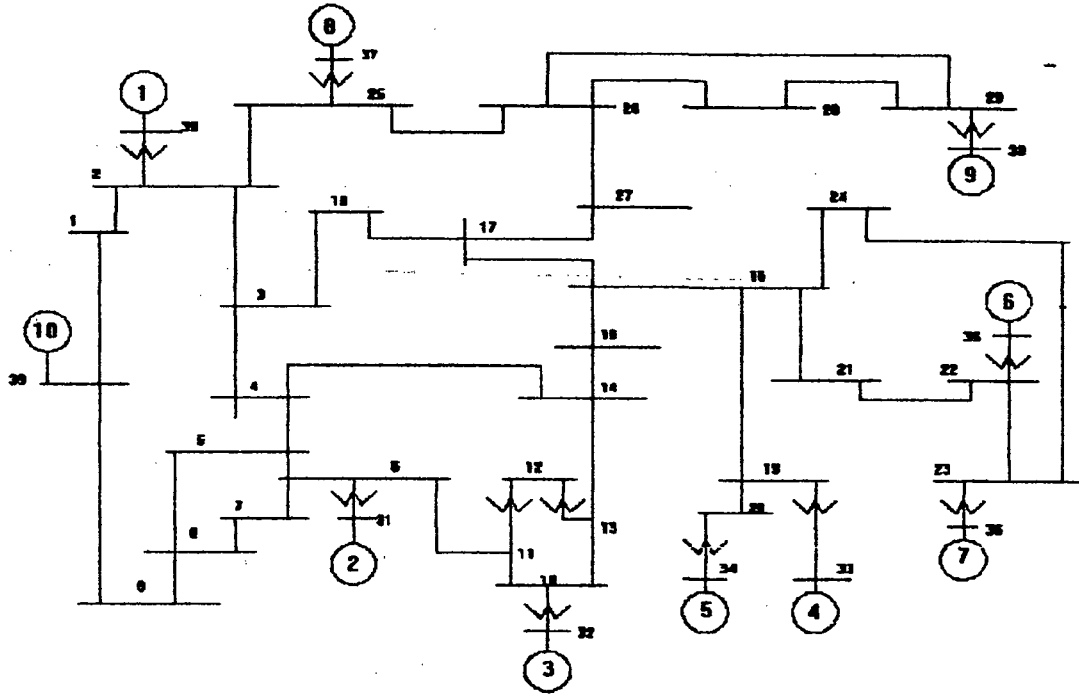


Fig 7.3 Diagrama Unifilar para o Sistema New-England

A Tabela 7.3 apresenta os modos instáveis deste sistema para a condição de operação considerada, onde se notam 3 modos locais instáveis, com frequência em torno de 1 Hz, e um modo interárea instável com frequência de cerca de 0,6 Hz.

TABELA 7.2 : Dados de excitação para os geradores do sistema “New England” (modelo ST1 de [IEEE86a], com $K_F = 0$)

<i>Barra</i>	K_a	T_a	$V_{R\ min}$	$V_{R\ max}$	$E_{F\ min}$	$E_{F\ max}$
30	5.0	0.06	-5.0	5.0	-5.0	5.0
31	6.2	0.05	-5.0	5.0	-5.0	5.0
32	5.0	0.06	-5.0	5.0	-5.0	5.0
33	5.0	0.06	-5.0	5.0	-5.0	5.0
34	40.0	0.02	-10.0	10.0	-10.0	10.0
35	5.0	0.02	-5.0	5.0	-5.0	5.0
36	40.0	0.02	-6.5	6.5	-6.5	6.5
37	5.0	0.02	-5.0	5.0	-5.0	5.0
38	40.0	0.02	-10.5	10.5	-10.5	10.5

Tabela 7.3 : Modos Eletromecânicos Instáveis do Sistema “New England”.

<i>Modo</i>	<i>amortecimento (%)</i>
$0.107 \pm j\ 6.020$	-1.77
$0.063 \pm j\ 6.313$	-1.00
$0.004 \pm j\ 7.040$	-0.06
$0.007 \pm j\ 3.823$	-0.18

Foram selecionados, através do método dos resíduos (ver Apêndice B), os geradores¹² das barras 38, 34, 36, 32 e 31, como locais mais adequados para a localização dos ESP's, usando as técnicas mencionadas no exemplo anterior, para estabilizar os modos instáveis (e melhorar o amortecimento de alguns modos estáveis, mas pouco amortecidos). Em seguida, foram realizadas simulações para perturbações do tipo curto-circuito sólido, trifásico, na barra 26, com 50 ms de duração, retornando o sistema à mesma condição pré-falta. A Figura 7.4 apresenta resultados destas simulações, observando-se o excelente desempenho obtido com os

¹² Não foi possível implementar ESP's adaptativos em mais de 5 geradores, num sistema multimáquinas, por limitações de memória no microcomputador empregado, usando o sistema operacional DOS 6.2, com a versão do programa de simulação utilizada até a data da escrita do trabalho.

ESP's adaptativos, usando ambos os controladores propostos, com seus parâmetros como descritos anteriormente (curvas (c), com reposicionamento parcial de pólos, e curvas (d), com GPC posicional).

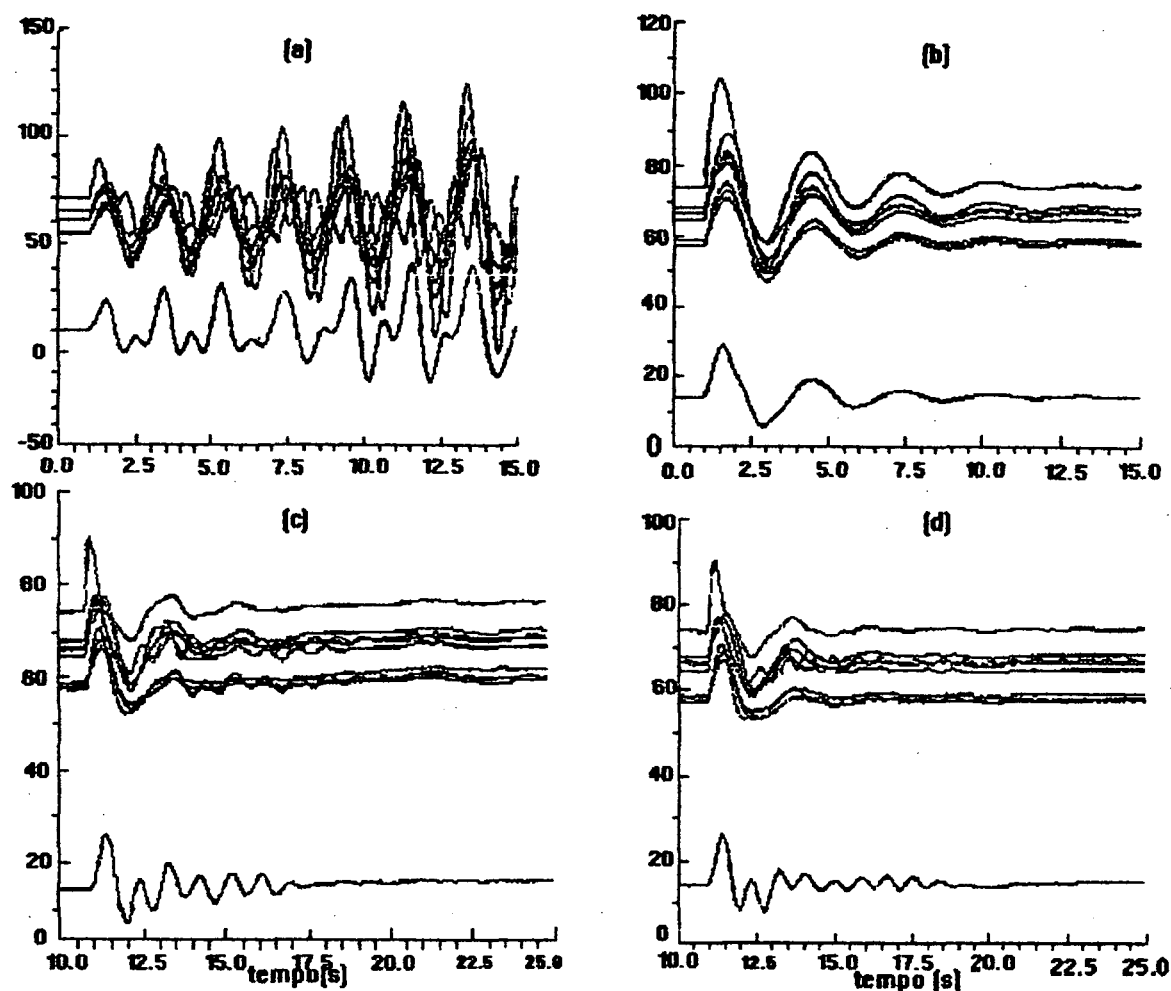


Fig 7.4 Sistema New-England. Ângulo dos rotores dos geradores síncronos (em graus), em relação ao ângulo do gerador da máquina 39, tomado como referência, para teste do tipo curto-circuito:

- (a) sem estabilizadores;
- (b) com ESP's fixos projetados usando controle ótimo descentralizado;
- (c) com ESP's adaptativos, com reposicionamento parcial de pólos; e
- (d) com ESP's adaptativos, com GPC posicional.

As curvas (a) são para o sistema sem qualquer estabilizador, onde se pode notar que as oscilações dos ângulos estão crescendo (sistema instável). A curva (b) apresenta os resultados para ESP's a parâmetros fixos, localizados em todas as máquinas (excluindo-se a da barra 39, que é aproximadamente uma barra infinita), projetados de acordo com uma eficiente técnica baseada em controle ótimo descentralizado [FRE95 e MAC92]. Comparando as curvas dos ESP's adaptativos (curvas (c), com reposicionamento de pólos, mantendo ω_n constante e com amortecimento $\zeta_d = 0.20$; e curvas (d), com GPC posicional, com $N2 = 6$, $Nu = 2$, e $\rho = 0.001$) com as dos ESP's fixos (curvas (b)), pode-se notar que o desempenho dos ESP's adaptativos propostos é pelo menos tão bom quanto o dos ESP's fixos, projetados usando métodos eficientes, não sendo notadas, aparentemente, interações adversas entre os controladores.

Novamente, deve-se ressaltar que o projeto dos ESP's com parâmetros fixos é feito através de uma série de estudos e procedimentos preliminares, que demandam bastante tempo de engenheiros especializados, enquanto que nos ESP's adaptativos o projeto é automático ¹³ e a sintonização dos estabilizadores depende de poucos parâmetros, que são rapidamente ajustados.

7.3 Conclusões

Este capítulo apresentou resultados de simulações de testes do tipo curto-circuito (um dos testes mais usados para avaliação de estabilizadores porque excita o sistema tanto em sua região linear como na região não-linear) em dois sistemas multimáquinas, amplamente utilizados neste tipo de avaliação. Os ESP's adaptativos, usando controladores tanto com reposicionamento parcial de pólos, quanto com GPC posicional, apresentaram excelente desempenho no amortecimento das oscilações pós-faltas. Os parâmetros de projeto utilizados foram similares aos determinados por testes num sistema mais simples, do tipo máquina-barras infinita, feitos no capítulo anterior.

Como característica interessante, notou-se que, nestas aplicações de simulação, os parâmetros do polinômio C foram facilmente estimados e este polinômio pôde ser usado como um observador ótimo ¹⁴. Entretanto, resultados igualmente bons foram obtidos com

¹³ Embora também deva ser supervisionado por profissional qualificado.

¹⁴ O ruído externo percebido por cada estimador, nos sistemas simulados, deveu-se, principalmente, à injeção de sequências binárias pseudo-aleatórias em todos os outros ESP's adaptativos dos sistemas.

um observador Ao especificado como parâmetro de projeto (descrito anteriormente). Em sistemas reais, devido às dificuldades da estimação de C [MOH86], seria preferível usar Ao.

Nas figuras com as curvas de avaliação de desempenho dos ESP's adaptativos nos dois sistemas (Figs 7.2 e 7.4), foram apresentadas sempre curvas obtidas com ESP's fixos (curvas (b) nas duas figuras), projetados de acordo com métodos eficientes propostos em outros trabalhos. Por comparação com estas curvas, notou-se que as curvas para os ESP's adaptativos eram pelo menos tão bem amortecidas quanto elas, evidenciando o bom desempenho dos ESP's adaptativos.

Não se apresentaram, neste Capítulo, simulações de curtos-circuitos com perdas de linhas (variando, portanto, o ponto de operação inicial) e, em seguida, aplicando-se uma nova falta (por exemplo, do tipo curto-circuito), já com o sistema operando no novo ponto de operação, diferente do ponto de operação para o qual os projetos dos ESP's a parâmetros fixos foram realizados ¹⁵. Neste caso, é de se esperar que seria mais evidente ainda o desempenho superior dos ESP's adaptativos (como foi feito no exemplo preliminar do Capítulo 1, para o caso máquina-barra infinita).

Portanto, a partir dos testes que foram apresentados, pode-se concluir que os ESP's propostos têm excelente potencial para aplicações práticas. Outras considerações serão feitas no próximo capítulo, que finaliza o trabalho.

¹⁵ Isto foi devido a limitações do programa de simulação multimáquinas usado que não permitiu este tipo de teste.

Capítulo 8

CONCLUSÕES GERAIS E SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS

As empresas de energia elétrica têm adotado a utilização de estabilizadores de sistemas de potência para melhoria da estabilidade dinâmica dos sistemas sob sua responsabilidade. As técnicas predominantemente utilizadas em projetos usam modelos linearizados para o sistema, que não levam em conta interações entre as máquinas, bem como não consideram variações na demanda de energia e de topologia da rede inerentes à operação de sistemas de transmissão de energia.

Este trabalho oferece uma alternativa de estrutura para ESP's, que visa contornar a maioria dos problemas relacionados ao seu projeto convencional, abordando o emprego de Estabilizadores de Sistemas de Potência sintetizados através de técnicas de controle adaptativo, do tipo auto-ajustáveis.

O ESP adaptativo proposto no trabalho é do tipo indireto. Primeiro é feita a estimação paramétrica do modelo especificado, usando um algoritmo baseado no método dos mínimos quadrados, com vários recursos adicionais para acrescentar eficiência e robustez ao método. Em seguida, o modelo estimado é usado para a síntese do controlador, utilizando-se dois métodos de controle : um baseado em alocação de pólos e o outro na otimização de uma função de custo (Controle Preditivo Generalizado).

No Capítulo 1 deste trabalho, além de uma descrição sucinta dos principais tipos de trabalhos anteriores relacionados à implementação de ESP's adaptativos, é apresentado um exemplo preliminar comparando-se o desempenho de um ESP digital adaptativo e um ESP contínuo com parâmetros fixos. Ambos os projetos foram feitos usando alocação dos pólos dominantes para posições que fornecem idênticos amortecimentos.

O projeto do ESP com parâmetros fixos é feito pelo lugar geométrico das raízes, considerando-se todos os pólos e zeros da função de transferência do modelo linearizado do sistema. Isto raramente é feito num projeto convencional, onde só se considera a influência das singularidades próximas à região de alocação dos pólos do projeto [BOL75]. Em seguida, são realizados vários testes com e sem variação do ponto de operação do sistema. É mostrado então, de maneira clara, simples e objetiva, que ESP's adaptativos podem apresentar comportamento semelhante ao de ESP's a parâmetros fixos, bem projetados, para as condições de operação do sistema, e, sem qualquer dúvida, são superiores em desempenho quando se variam estas condições.

Este exemplo serve como motivação para a leitura do resto do trabalho e deixa bastante claras, as vantagens que se pode obter com o emprego de estabilizadores adaptativos.

O Capítulo 2 apresenta sucintamente os principais aspectos relacionados à estabilidade dinâmica de sistemas de potência e ao projeto de ESP's, com parâmetros fixos. Em seguida, no Capítulo 3, é feita uma apresentação geral descrevendo os principais tópicos relacionados à estimação e controle adaptativo. Estes dois capítulos fornecem o embasamento teórico necessário à compreensão do trabalho.

Nos Capítulos 4 e 5 são apresentados os fundamentos matemáticos dos métodos de Alocação de Pólos e de Controle Preditivo Generalizado (GPC). Os capítulos seguintes, 6 e 7, tratam da escolha dos parâmetros de projeto dos estabilizadores sintetizados com estes métodos e suas aplicações em testes de simulação em sistemas de potência.

No método de alocação de pólos, é proposta uma técnica de reposicionamento parcial somente dos pólos com baixo fator de amortecimento, mantendo os demais pólos em suas posições originais. No reposicionamento proposto para os pólos, escolhe-se apenas um fator: α , se a reposição for na direção radial para o centro do círculo unitário no plano-Z; ou ζ_d , fator de amortecimento mínimo desejado, se a reposição for numa direção que mantenha a banda passante do sistema. Para aplicações com ζ_d pequeno, como em sistemas de potência, é mostrado que ambas as escolhas levam a um reposicionamento quase idêntico, no plano-Z. Este método de reposicionamento proporciona uma grande simplificação na obtenção dos polinômios do controlador, através da resolução de uma equação Diofantina simplificada, quando comparado a métodos com especificação completa dos pólos de malha fechada.

Para o método de Controle Preditivo Generalizado, usou-se a técnica de controle posicional, ao invés de controle incremental, mais comum em aplicações de outras áreas de

controle, para evitar interferências na malha de regulação de tensão do gerador síncrono. Isto ocorre porque, com a técnica de controle incremental, os incrementos de controle são fortemente penalizados (com peso infinito) a partir de um determinado horizonte, levando o controle a manter-se constante daí em diante. Como este sinal de saída do estabilizador é injetado no ponto de soma da tensão de referência na malha de regulação de tensão, haverá um desvio na tensão controlada de saída do gerador. Esta interferência não pode ser tolerada em sistemas de potência.

Por isto, optou-se pelo controle posicional que penaliza não o incremento de controle, mas o próprio sinal de controle. Desta forma, após cessada a influência de uma perturbação aplicada, o sinal de saída do estabilizador volta ao seu valor nulo, não interferindo com a malha do regulador.

Além deste aspecto, deve-se salientar que a técnica de controle posicional leva a um controlador mais robusto no que diz respeito à excitação da dinâmica não-modelada, devida ao sistema de excitação e de ruídos e outros sinais de frequências mais altas (por exemplo, os referentes aos modos torsionais do eixo de turbo-geradores, que nem foram considerados na modelagem). Deste modo, há menos preocupações quanto à escolha do polinômio observador [ROB91,CLA89] e de filtros para atenuar estas possíveis interferências.

Quanto à rejeição de perturbações de carga do tipo degrau (principal razão para o predominante uso do controlador incremental em controle de processos industriais), deve-se esclarecer que, em sistemas de potência, quando há perturbações deste tipo, como entradas e saídas de cargas de consumidores, que poderiam causar desvio permanente, por exemplo, da velocidade e frequência do sistema, é função dos governadores de velocidade, nas malhas de controle de carga-frequência, sua correção.

Não é função dos estabilizadores a eliminação destes desvios em regime. Estes desníveis permanentes não são sequer considerados pelo ESP devido à existência do filtro “wash-out” que os eliminam, sem serem sentidos, portanto, pelo estabilizador. A função do ESP é a de aumentar artificialmente o amortecimento natural de um sistema de potência, de modo que ele opere com maior segurança (maior margem de estabilidade), mesmo em condições de carga elevada.

O efeito dos principais parâmetros de projetos relacionados a ambos os métodos foram investigados, através de testes de simulação, em um sistema de potência do tipo

máquina-barra infinita ¹, e foram então sugeridos valores básicos adequados para sua utilização, que devem servir em aplicações gerais, pelo menos como uma primeira aproximação. Embora, na sintonização destes parâmetros, tenha-se iniciado com o estimador e posteriormente com o controlador, o efeito indissolúvel e sinérgico destes componentes foi sempre considerado, para se obter um estabilizador robusto.

Em seguida, o ESP adaptativo (usando ambos os métodos de controle) foi utilizado em dois sistemas do tipo multimáquinas, escolhidos pela disponibilidade de dados e pelo seu uso freqüente em trabalhos técnicos referentes à estabilidade dinâmica de sistemas de potência. O desempenho alcançado na simulação de testes típicos nestes sistemas ², com os estabilizadores adaptativos colocados em algumas das máquinas, de maneira completamente independente, foi então comparado com o de outros métodos considerados eficientes, obtendo-se resultados promissores, no mínimo tão bons quanto o dos outros métodos, e com maior simplicidade de projeto.

Acredita-se que vários aspectos relacionados aos métodos de controle propostos para o estabilizador adaptativo, neste trabalho, sejam inéditos, e os resultados obtidos no amortecimento das oscilações decorrentes de faltas aplicadas aos sistemas considerados confirmam o excelente desempenho esperado para o ESP adaptativo, com ambos os métodos de controle analisados.

8.3 Sugestões para futuros trabalhos.

Como sugestões para futuros trabalhos, tem-se :

1) Continuar avaliando novas técnicas para síntese do controlador, bem como a investigação da introdução de artificios que tornem cada vez mais robustos e confiáveis os algoritmos de estimação utilizados, que constituem a parte essencial dos controladores adaptativos auto-ajustáveis.

¹ Usando um programa elaborado durante o desenvolvimento desta tese.

² Usando um programa de simulação para ambiente multimáquinas, que foi especialmente modificado, neste trabalho, para introdução de ESP's adaptativos, nos geradores síncronos.

2) Além disto, as técnicas adaptativas aqui consideradas podem ser investigadas quanto à sua aplicação como estabilizadores em outros componentes de sistemas de potência, tais como nos controladores de corrente DC em elos de corrente contínua de alta tensão, em compensadores estáticos de reativo, e outros dispositivos FACTS ³ que possam ser usados para a melhoria da estabilidade dinâmica de sistemas de potência. Em princípio, as mesmas técnicas podem ser utilizadas nestes dispositivos, aumentando, portanto, a aplicabilidade de técnicas adaptativas em sistemas de potência.

3) Diversas estratégias usadas neste e em outros trabalhos que investigam ESP's adaptativos, através de simulação, poderiam também ser mais profundamente analisadas, como por exemplo: critérios de decisão sobre o uso do 'congelamento' do estimador no transitório pós-falta; análise espectral 'on-line' dos sinais medidos para verificar a persistência da excitação e suas propriedades no domínio da frequência; necessidade de uso contínuo ou periódico de injeção de ruído branco para melhoria da estimação, etc. O resultado de todas as análises e decisões feitas poderiam ser agrupados numa base de conhecimento e, usando um mecanismo de inferência baseado em uma ou mais variáveis sintomáticas da qualidade da estimação ⁴, poderia se tomar ações corretivas. Isto formaria um sistema especialista para a implementação de ESP's adaptativos.

4) Com o grande desenvolvimento tecnológico na área de redes de comunicações de dados, é provável que, muito em breve, troca de informações confiáveis e rápida possam ser feitas entre as diversas usinas geradoras, num sistema de potência do tipo multimáquinas. Deste modo, recomenda-se também que sejam estudados, em futuros trabalhos, técnicas sobre aplicação de estabilizadores adaptativos que usem estas informações gerais sobre o sistema [PIE89, TRU91].

5) Por último, mas mais importante que tudo, deve-se citar também a necessidade da investigação da implementação de ESP's adaptativos em sistemas de potência reais. Muitos aspectos não podem ser bem analisados, usando somente simulação digital ⁵ e testes em

³ Sigla devido às iniciais do nome em Inglês para Sistemas de Transmissão AC Flexíveis.

⁴ Por exemplo, os traços dos blocos da matriz de covariância referentes à estimação dos parâmetros A, B e C do modelo do sistema.

⁵ Embora simulação digital seja um primeiro passo importante, e talvez, essencial, na avaliação de uma nova técnica.

campo devem ser realizados. Como é natural se encontrar resistências quanto à experimentação de novas técnicas diretamente nos sistemas reais das empresas de geração de energia elétrica, devem ser realizados, preliminarmente, testes em micromáquinas de laboratório. Este é um passo intermediário entre a simulação digital e o objeto final, que é a aplicação em sistemas reais, num futuro próximo.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [ALL90] A.Y. Allidina, B.K. Khosrowshahi e F.M. Hughes, "*Implicit Pole-assignment Self-tuning Algorithm*", Int. J. Control, Vol. 51, 1, pp.51-70, 1990.
- [AND77] P.M. Anderson e A.A. Fouad, "*Power System Control and Stability*", The Iowa State University Press, USA, 1977.
- [ARA92] V.R.U. Aramayo, "*Ajuste de Sinais Adicionais em Sistemas de Potência Incluindo Compensadores Estáticos de Reativo*", MSc Tese, CPGEEL-UFSC, 1992.
- [ARC80] E.F. Arcidiacono, R. Marconato, J. dos Ghali e D. Grandez, "*Evaluation and Improvement of Eletromechanical Oscillation Damping by Means of Eigenvalue-Eigenvector Analysis, Pratical Results in the Central Peru Power System*", IEEE Trans. on Power App. System, Vol. PAS-99, pp.769-778, 1980.
- [ARR83] J. Arrillaga, C.P. Arnold e B.J. Harker, "*Computer Modelling of Electrical Power Systems*", John Wiley & Sons, 1983.
- [AST73] K.J. Aström e B. Wittenmark, "*On Self-tuning Regulators*", Automatica, Vol. 9, pp.185-199, 1973.
- [AST84] K.J.Aström, P.Hagonder e J.Sternby, "*Zeros of Sampled Systems*", Automatica, Vol.20,1,pp.31-38, 1984.
- [AST89] K.J. Aström e B. Wittenmark, "*Adaptive Control*", Addison Wesley Publishing Company, Series in Eletrical Engineering: Control Engineering, 1989.
- [BAR92] J.A.L. Barreiros, A.J.A. Simões Costa e A.S. Silva, "*Estabilizador de Sistema de Potência Adaptativo Auto-ajustável com Posicionamento de Pólos pelo Método Implícito*", Anais do 9º C.B.A., pp.263-267, Vitória(ES), 1992.

[BAR94] J.A.L. Barreiros, A.S. Bazanella e A.S. Silva; "*Um Estabilizador Auto-Ajustável para Sistema de Potência*"; Anais do 10º C.B.A., pp 518-520, Rio de Janeiro, 1994.

[BAK67] H.A. Barker; "*Choice of Pseudorandom Binary Signals for System Identification*", *Electronic Letters*, Vol. 3, nº 11, pp. 524-526, 1967.

[BAZ93] A.S. Bazanella; "*Controle Auto-Ajustável de Sistemas de Potência*"; Dissertação de mestrado, CPGEEL-UFSC, 1993.

[BIE77] G.J. Bierman e C.L. Thornton, "*Factorization Methods for Discrete Sequential Estimation*", Academic Press, London, 1977.

[BIT90] R.R. Bitmead, M. Gevers e V. Wertz, "*Adaptive Optimal Control-the thinking man's GPC*", Prentice-Hall, 1990.

[BOL75] K. Bollinger, A. Laha, R. Hamilton e T. Harras. "*Power Stabilizer Design using Root Locus Methods*", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-94, pp.1484-1488, 1975.

[BUS79] E.L. Busby, J.D. Hurley, F.W. Keay e C. Raczowski, "*Dynamic Stability Improvement at Monticello Station- Analytical Study and Field Tests*", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-98, 3, pp.889-901, 1979.

[BYE78] R.T. Byerly, D.E. Sherman e R.J. Bennon, "*Frequency Domain Analysis of Low-Frequency Oscillations in Large Electric Power Systems*", Interim Report EL-726, EPRI, 1978.

[CAS92] J.C. de Castro, "*Técnicas Baseadas em Análise Modal Aplicadas à Localização e Ajustes de Sinais Estabilizadores de Sistemas de Potência*", WSP1-Workshop em Aplicações de Técnicas Lineares de Análise e Síntese a Sistemas de Potência, artigo 1, durante o 9º C.B.A (Congresso Brasileiro de Automatica), Vitória (ES), 1992.

[CHA88] A. Chandra, O.P. Malik e G.S. Hope, "*A Self-tuning Controller for the Control of Multi-machine Power Systems*", *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 3, 3, pp.1065-1071, 1988.

[CHE86] S. Cheng, Y.S. Chow, O.P. Malik e G.S. Hope, "*An Adaptive Synchronous Machine Stabilizer*", IEEE on Power Systems, Vol. PWRs-1, 3, pp.101-109, 1986.

[CLA75] D.W. Clarke e B.A. Gawthrop, "*Self-tuning Controller*", Proc. IEE, Vol. 122, nº 9, pp. 929-934, 1975.

[CLA79] D.W. Clarke e P.J. Gawthrop, "*Self-tuning Control*", Proc. IEE, Vol. 126, 9, pp.633-640, 1979.

[CLA87] D.W. Clarke, C. Mohtadi e P.S. Tuffs, "*Generalized Predictive Control: Part 1, The Basic Algorithm: Part 2, Extensions and Interpretations*", Automatica, Vol. 23, 2, pp.137-160, 1987.

[CLA88] D.W. Clarke; "*Applicationn of Generalized Predictive Control to Industrial Processes*", IEEE Control Systems Magazine, Vol. 8, pp 49-55, 1988.

[CLA89] D.W. Clarke e C. Mohtadi, "*Properties of Generalized Predictive Control*", Automatica, Vol. 25, 6, pp.859-875, 1989.

[DAN76] P.L. Dandeno e P. Kundur, "*Practical Application of Eigenvalue Techniques in the Analisis of Power System Dynamic Stability problems*", Can. Elec. Eng. J., Vol. 1, 1, pp.35-46, 1976.

[DAV70] W.D.T. Davies; "*System Identification for Self-Adaptative Control*", John Willy & Sons Ltd, 1970.

[DEM93] H. Demircioglu e D.W. Clarke, "*Generalized Predictive Control with End-point State Weighting*", IEEE Procddings-D, Vol. 140, 4, pp.275-282, 1993.

[DOI84] A. Doi e S. Abe, "*Coordinated Synthesis of Power Systems Stabilizer in Multimachine Power System*", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-103, 1473-1479, 1984.

[ELA87] S. Elagovan e C.M. Lim; "*Efficient Pole-Assignement Method for Designers Stabilizers in Multimachine Power Systems*", IEE Proceedings, Pt.C, nov 1987.

[EDM76] J.M.Edmunds, "*Digital Adaptive Pole-Shifting Regulators*", PhD Thesis, UMIST, 1976.

[EYK74] P.Eykhof, "*System Identification, Parameter and State Estimation*", John Wiley and Sons, 1974.

[FAR83] R.G. Farmer e B.L. Agrawal, "*State-of-the-Art Technique for Power Systems Stabilizer Tuning*", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, pp.699-709, 1983.

[FOR81] T.R. Fortescue, L.S. Kershenbaum e B.E. Ydstie, "*Implementation of Self-tuning Regulators with Variable Forgetting Factors*", Automatica, Vol.17,6,pp.831-835, 1981.

[FRE95] Freitas, F.D. "*Ajuste de Estabilizadores de Sistemas de Potência via Controle Ótimo com Restrições Estruturais*". Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, UFSC, 1995.

[GOO84] G.C.Goodwin e K.S. Sin, "*Adaptive Filtering, Prediction and Control*", Prentice Hall, 1984.

[GOS84] A.Gosh, G.Ledwich, O.P.Malik e G.S.Hope, "*Power System Stabilizer Based on Adaptive Control Technique*", IEEE Trans. on Power Apparatus Systems, Vol.PAS-103,pp.1983-1989, 1984.

[GU89] W. Gu e K.E. Bollinger, "*A Self-tuning Power System Stabilizer for Wide-Range Synchronous Generator Operation*", IEEE Trans. on Power Systems, Vol. 4, 3, pp.1191-1199, 1989.

[HAM89] P.A.L. Ham, "*Digital Turbine Governor and AVR Systems*", 10th Int. Meeting on Power Stations, A.I.M., Liege (Belgium), 1989.

[HAR85] C.J.Harris e S.A.Billings,(editores), "*Self-tuning and Adaptive Control : Theory and Application*", Peter Peregrinus, revised 2nd Edition, 1985.

[HIN89] R.S. Hingston, P.A.L. Ham e N.J. Green *"Development of a Digital Excitation Control System"*, 4th Int. Conf. on Electrical Machines and Drives, London (UK), 1989.

[HIR93] K. Hirayama, Y. Tone, K. Takagi, H. Murakami, M. Shibata, H. Nagamura e Y. Takagi, *"Digital AVR Application to Power Plants"*, IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 8, 4, pp.602-609, 1993.

[HOP77] G.S. Hope e S.T. Nichols, *"Measurement of Transfer Functions of Power Systems Components under Operating Conditions"*, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-96, pp.1798-1808, 1977.

[HOR80] P. Horowitz e W. Hill; *"The art of Eetronics"*, Cambrigde University Press, 1980.

[HUG86] F.M. Huges, *Self-tuning and Adaptative Control-A review of some basic techniques"*, Trans. Inst. M.C., Vol. 8, n°2, pp.100-110,1986.

[HUG90] F.M. Hughes, *"Self-tuning Generator Excitation Control - Is it Ready for Power?"*, Anais do 8° C.B.A., pp.TC 18-26, Belém (PA), 1990.

[IEEE68a] IEEE Committee Report, *"Computer Representation of Excitation Systems"*, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-87, pp.1460-1464,1968.

[IEEE68b] IEEE Std 421A, *"IEEE Guide for the Identification, Testing and Evaluation of Dynamic Perfotmance of Excitation Control Systems"*, IEEE, New York, 1968.

[IEEE80] IEEE Tutorial Course, *"Power System Stabilization via Excitation Control"*, IEEE 81 EHO 175-0 PWR, 1980.

[IEEE81] IEEE Committee Report, *"Excitation System Models for Power System Stability Studies"*, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, 2 , pp.494-509, 1981.

[IOA83] P.A. Ioannou e P.V. Kokotovic; *"Adaptative Systems with Reduced Models"*, Springer Verlag, 1983.

[ISE80] R. Isermann; *"Practical Aspects of Process Identification"*, Automatica, Vol. 16, pp 575-587, 1980.

[KAI80] T. Kailath: *Linear Systems*; Englewood Cliffs, N.J. : Prentice-Hall, Inc, 1980.

[KAL60] R.E.Kalman, *"On the General Theory of Control Systems"*, Proc. First IFAC Congress , Moscow, Butterworths,1,pp.481-492, 1960.

[KOU92] B. Kouvaritakis, J.A. Rossiter e A.O.T. Chang, *"Stable Generalised Predictive Control: an Algorithm with Guaranteed Stability"*, IEE Proceedings-D, Vol. 139, 4, pp.349-362, 1992.

[KUR80] H.Kurz, R.Isermann e R.Schumann, *"Experimental Comparison and Application of Various Parameter-Adaptive Control Algorithms"*, Automatica, Vol.16, pp.117-133, 1980.

[LAM80] K.P. Lam, *"Implicit and Explicit Self-tuning Controllers"*, D. Phil. Thesis, Oxford University, 1980.

[LAR81] E.V. Larsen e D.A. Swann, *"Applying Power System Stabilizers: Part 1- General Concepts, Part 2- Performance Objectives, Part 3- Practical Considerations"*, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, 6, pp.3014-3046, 1989.

[LIM85] C.M. Lim e S. Elangovan, *"Design of Stabilizers in Multimachine Power Systems"*, IEE Proceedings, Vol. 132, PtC, 3, 146-153, 1985.

[LJU83] L.Ljung e T. Soderstrom, *"Theory and Practice of Recursive Identification"*, MIT Press, 1983.

[LUE64] D.G. Luenberg; *"Observing the State of a Linear System"*, IEEE Trans. Mil. Electronic, MIL-8, pp 74-80,1964.

[LUE71] D.G. Luenberg; *"An Introduction to Observers"*, IEEE Trans. Acitom. Control, Vol. AC-16, pp 596-603, 1971.

[MAC92] H.E.P. Macleod, "*Controle Descentralizado Ótimo para o Projeto e Coordenação de Sinais Estabilizadores de Sistemas Elétricos de Potência*", Tese de Doutorado, CPGEEL-UFSC, 1992.

[MAL91] O.P. Malik, G.S. Hope e S.J. Cheng; "*Some issues on the practical use of recursive Least squares identification in Self-tuning control*", Int. J. Control, Vol. 5, pp 1021-1033, 1991.

[MAL93] O.P. Malik, C.X. Mao, K.S. Hope e G.C. Hancock, "*Tests with a Microcomputer based Adaptive Synchronous Machine Stabilizer on a 400 Mw Thermal Unit*", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 8, 1, pp.6-12, 1993.

[MAO90a] C.X. Mao, K.S. Prakash, O.P. Malik, G.S. Hope e J. Fan, "*Implementation and Laboratory Test Results for an Adaptive Power System Stabilizer Based on Linear-Optimal Control*", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 5, 4, pp.666-672, 1990.

[MAO90b] C.X. Mao, O.P. Malik e G.S. Hope, "*An Adaptive Generator Excitation Controller Based on Linear Optimal Control*", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 5, 4, pp.673-678, 1990.

[MAR86] Martins, N. e Baitelli, R. "*Programa AUTOVAL: Manual do Usuário*", Relatório Técnico, ELETROBRAS, 1986.

[MAR89] N. Martins e L.T.G. Lima; "*Eigenvalue and Frequency Domain Analysis of Small-Signal Electromechanical Stability Problems*"; IEEE Symposium on Applications of Eigenanalysis and Frequency Domain Methods for System Dynamic Performance, USA, 1989

[MAR90] N. Martins e L.T.G. Lima, "*Determination of Suitable Locations for Power System Stabilizers and static VAR Compensators for Damping Electro-mechanical Oscillations in Large Scale Power Systems*", IEEE Trans. on Power Systems, Vol. 6, pp.1455-1469, 1990.

[MAR92] N. Martins, H.J.C. Pinto, L.T.G. Lima, "*Método para Escolha de Malhas de Controle em Sistemas Dinâmicas de Grande Porte*", Anais do 9º C.B.A., pp 123-128, Vitória, 1992.

[MAR93] N. Martins, N.J.P. Macedo, A. Bianco, H.J.C.P. Pinto e L.T.G. de Lima; *"Proposal for a Benchmark System for Power System Oscillation Analysis and Control"*; CIGRE Colloquim on Power System Dynamic Performance, pp 1-16, Brasil, 1993.

[MEL69] F.P. de Mello e C. Concordia, *"Concepts of Synchronous Machines as Affected by Excitation Control"*, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-88, 4, pp.316-329, 1969.

[MEL78] F.P. de Mello, L.N. Hannet e J.M. Undrill, *"Practical Approaches to Supplementary Stabilizing from Accelerating Power"*, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-97, pp.1515-1522, 1978.

[MEL80] F.P. de Mello, P.J. Nolan, T.F. Laskowski e J.M. Undrill, *"Coordinated Application of Stabilizers in Multi-machine Power System"*, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-89, pp.892-901, 1980.

[MEL82] F.P. de Mello, L.N. Hannet, D.W. Parkinson e J.S. Czuba, *"A Power System Stabilizer Design Using Digital Control"*, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-101, 8, pp.2860-2866, 1982.

[MOH86] C. Mohtadi, *"Studies in Advanced Self-tuning Algorithms"*, D. Phil. Thesis, University of Oxford, Inglaterra, 1986.

[MOT81] W.S. Mota, *"Optimal Control Techniques in the Design of Power System Stabilizers"* PhD. Thesis, University of Waterloo, 1981.

[NAR80] K.S.Narendra e R.V.Monopoli, (editores), *"Applications of Adaptive Control"*, New York, Academic Press, 1980.

[NOR93] W.E. Norum e K.E. Bollinger, *"Lab and Field Tests of a Self-tuning Power System Stabilizer"*, IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 8, 3, pp.1017-1023, 1993.

[OLI92] G.H.C. Oliveira, W.C. Amaral e L.G. Latre, *"O Controlador Preditivo Generalizado (GPC) com Ajuste do Polinômio Observador para Aumento da Robustez"*, Anais do 9º C.B.A., pp.431-436, Vitória (ES), 1992.

[PET70] V. Peterka, *"Adaptative Digital Regulation of Noisy Systems"*, Preprints 2nd IFAC Symposium on Identification and Process Parameter Estimation, Prague, 1970.

[PER82] I.J. Pérez-Arriaga, G.C. Verghese e F.C. Schweppe; *"Selective Modal Analysis with Applications to Eletric Power Systems, Part1: Heuristic Introduction"*; IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol 101 (9), pp 3117-3125, 1982.

[PIE87] D.A. Pierre, *"A Perspective on Adaptative Control of Power Systems"*, IEEE Trans. on Power Systems, Vol. PWRS-2, pp.387-396, 1987.

[PIE89] D.A. Pierre, I. Sadighi e .D. J.Trudnowski; *"Adaptive Damping of Low-Frequency Oscillations in Power Systems : One-Controller Results, Local Model. Identification Methods, and Multiple Adaptive Controller Strategies"*; Proceedings of the Joint EPRI/CRIEPI Symposium on Power System Dynamics and Control, USA-JAPAN, may 8-10, 1989.

[PRA80] D.L.Prager e P.E.Wellstead, *"Multivariable Pole-assignement Self-tuning Regulators"*, IEE Proc., Vol. 128,Pt.D,1,pp.9-18, 1980.

[ROB81] A.J.Robins e P.E.Wellstead, *"Recursive System Identification Using Fast Algorithms"*, Int. J. Control, Vol.33,3,pp.455-480, 1981.

[ROB91] B.D. Robinson e D.W. Clarke, *"Robustness Effects of a Prefilter in Generalised Predictive Control"*, IEE Proceedings-D, Vol. 138, 1, pp.2-8, 1991.

[ROH85] C.E. Rohrs, L.S. Valavani, M. Athans e G. Stern, *"Robusteness of continuous-time adaptative control algorithms in the presence of unmodeled dynamics"*, IEEE Trans. Automat. Control, Vol. AC-30, pp 881-889, 1985.

[SEB86] D.E.Seborg, T.F.Edgart e S.L.Shah, *"Adaptive Control Strategies for Process Control : A Survey"*, AIChE Journal 32,6,pp.881-913,1986.

[SEI90] H. Seifi e F.M. Hughes, *"Adaptive Power System Stabilizer Using a Bang-Bang Pole-placement Strategy"*, Int. J. Control, Vol. 51, 1, pp.33-50, 1990.

[SIL90] A.S. Silva; "*Placement and Control of Static Compensators for Power System Stability*", PhD. Thesis, UMIST, (UK), 1990.

[SIL92] A.S. Silva e J.A.L. Barreiros, "*Application of Adaptive Controllers to a Multimachine Power Systems*", LATINCON'92 Conferencia Latino-americana del IEEE, Santiago, Chile, pp 9-13, 1992.

[SOL80] V. Solo, "*Some Aspects of Recursive Parameter Estimation*", Int. J. of Control, Vol. 32, pp 355-400, 1980.

[TRU91] D.J. Trudnowski, D.A. Pierre, J.R. Smith e R. Adapa; "*Coordination of Multiple Adaptive PSS Units Using a Decentralized Control Scheme*"; 91 SM 433-3 PWRs, IEEE/PES Summer Meeting, 1991.

[TEI91] R.G.T. Teive, "*Ajuste Coordenado dos Sinais Estabilizadores de Sistemas de Potência Multimáquinas*", MSc. Tese, CPGEEL-UFSC, 1991.

[XU88] W. Xu e Q. Lu, "*A New Stabilizer Design Technique for Multimachine Power System*", Electric Power System Research, Vol. 15, 2, pp.89-97, 1988.

[YDS85] B.E.Ydstie , L.S.Kershenbaum e R.W.H.Sargent, "*Theory and Applications of an Extended Horizon Self-tuning Controller*", AIChE Journal 31,pp. 1771-1780, 1985.

[YOU84] P.C. Young, "*Recursive Estimation and Time-Series Analysis*", Springer Verlag. Berlim, 1984.

[WAR81] K.Warwick, "*Self-tuning Regulators - a State Space Approach*", Int. J. Control, Vol.33,5,pp.839-858, 1981.

[WEL78] P.E. Wellstead e P. Zanker, "*Techniques of Self-tuning*", Report nº 432, Control Systems Centre, UMIST, 1978.

[WEL79a] P.E. Wellstead, J.M. Edmunds e D. Prager, "*Self-tuning Pole/Zero Assignment Regulators*", *Automatica, Int. J. Control*, Vol. 30, nº 1, pp.1-26, 1979.

[WEL79b] P.E. Wellstead, D.L. Prager e P.M. Zanker, "*Pole Assignment Self-tuning Regulator*", *Proc.*, Vol. 126, 8, pp.781-787, 1979.

[WEL86] P.E. Wellstead, "*Introduction to Self-tuning Systems*", Lecture Notes, MSc Course, Control System Centre, UMIST, Manchester, 1986.

[WIE71] J. Wieslander e B. Wittenmark, "*An Approach to Adaptive Control Using Real Time Identification*", *Automatica*, Vol. 7, pp.211-217, 1971.

APÊNDICE A

Modelagem da Máquina Síncrona

A.1 Introdução

O modelo da máquina síncrona que foi adotado para elaborar o programa de teste de estabilizadores adaptativos em um sistema máquina-barra infinita ¹ é o modelo 4 da referência [ARR83]. Este modelo, que representa um gerador com pólos salientes e enrolamentos amortecedores, é constituído por cinco equações diferenciais não-lineares de primeira ordem, sendo duas referentes à parte mecânica e três à parte elétrica (além delas, há também equações algébricas ligando as variáveis da máquina à rede elétrica do sistema). Estas equações são descritas a seguir.

A.2 Equações Mecânicas

Para estas equações as seguintes suposições básicas foram feitas:

1. o eixo do rotor comporta-se como um corpo rígido.
2. a velocidade do rotor da máquina não varia substancialmente com relação à velocidade síncrona.

¹ No programa para sistemas multimáquinas, além deste modelo, pode-se usar outros modelos, por opção.

3. perdas na potência de rotação devidas ao atrito são desprezadas.
4. a potência mecânica aplicada ao rotor é considerada constante, exceto pela ação de um governador de velocidade.

Com estas suposições obtém-se a chamada equação de oscilação da máquina, que pode ser expressa pelas seguintes equações diferenciais de primeira ordem:

$$\frac{d \omega(t)}{d t} = \frac{1}{Mg} \left[P_M(t) - P_E(t) - D \frac{d \delta(t)}{d t} \right] \quad (\text{A.1})$$

$$\frac{d \delta(t)}{d t} = \omega(t) - \omega_s = \omega(t) - 2 \pi f_s \quad (\text{A.2})$$

onde:

- a) δ é o ângulo do rotor da máquina² (em radianos elétricos), medido em relação a um referencial que gira em velocidade síncrona;
- b) ω é a correspondente velocidade angular do rotor (em radianos elétricos por segundo);
- c) P_M e Mg são a potência mecânica, em valores por unidade do sistema base, e o momento angular, respectivamente, do eixo da máquina. O momento angular Mg é usualmente expresso por:

$$Mg = \frac{H}{\pi f_s} \quad (\text{A.3})$$

onde H , em (Megawatts x seg)/(Megawatts x Amperes), é a constante de inércia da máquina e f_s , em Hertz, é a frequência base do sistema (no Brasil, $f_s = 60$ Hz);

- d) P_E , em valores por unidade do sistema base, é a potência elétrica absorvida no estator; e
- e) D , em valor por unidade de potência dividido por radianos por segundo, é o coeficiente de amortecimento.

² também chamado de ângulo de carga.

A.3 Equações Elétricas

Os geradores elétricos são trifásicos e consistem de três enrolamentos no estator, um enrolamento de campo, e dois enrolamentos amortecedores no rotor. Estes enrolamentos são magneticamente acoplados e dependem da posição de rotação do rotor, que causa uma dependência temporal entre as indutâncias mútuas dos enrolamentos. Através da transformação de Park [AND77], obtém-se um sistema de equações invariantes no tempo para representar as grandezas físicas nestes enrolamentos. Estas equações, obtidas da transformada de Park, relacionam as projeções dos fasores de tensões e correntes da máquina em três eixos. Dois destes eixos estão girando à velocidade síncrona, um atrelado ao eixo do enrolamento de campo do rotor, o eixo d , e o outro em quadratura com este, o eixo q . O terceiro eixo é estacionário e, sob condições de equilíbrio trifásico, os componentes neste eixo são nulos.

As aproximações consideradas nestas equações são:

1. Todas as indutâncias são independentes da corrente; efeitos devido à saturação no ferro não são considerados.
2. As indutâncias dos enrolamentos da máquina podem ser representadas como constantes mais termos senoidais do rotor.
3. Enrolamentos distribuídos podem ser considerados como concentrados.
4. A máquina pode ser representada por uma tensão atrás de uma impedância.
5. A velocidade do rotor varia tão pouco, em relação à velocidade síncrona, que pode ser considerada constante.
6. São desprezadas as perdas e efeitos derivados da histerese.
7. Reatâncias de dispersão somente existem no estator.
8. Uma tensão de campo unitária, em p.u., produz 1.0 p.u. de corrente de campo e 1.0 p.u. de tensão terminal, em circuito aberto, com velocidade síncrona.
9. O sistema por unidade usado é normalizado de modo a se eliminar fatores multiplicativos como $\sqrt{3}$, π , etc.

Com estas suposições as equações elétricas são dadas, a seguir.

- para o enrolamento de campo:

$$\frac{d E_q'(t)}{d t} = \frac{1}{T_{d_o}'} \left[E_f(t) + (X_d - X_d') I_d(t) - E_q'(t) \right] \quad (\text{A.4})$$

- para o enrolamento no eixo d:

$$\frac{d E_q''(t)}{d t} = \frac{1}{T_{d_o}''} \left[E_q'(t) + (X_d' - X_d'') I_d(t) - E_q''(t) \right] \quad (\text{A.5})$$

- para o enrolamento no eixo q:

$$\frac{d E_d''(t)}{d t} = \frac{1}{T_{q_o}''} \left[- (X_q - X_q'') I_q(t) - E_d''(t) \right] \quad (\text{A.6})$$

- para os enrolamentos do estator:

$$E_q''(t) - V_q(t) = R_a I_q(t) - X_d'' I_d(t) \quad (\text{A.7})$$

$$E_d''(t) - V_d(t) = R_a I_d(t) + X_q'' I_q(t) \quad (\text{A.8})$$

$$P_E(t) = V_d(t) I_d(t) + V_q(t) I_q(t) + R_a \left(I_d^2(t) + I_q^2(t) \right) \quad (\text{A.9})$$

Nestas equações, as variáveis representando tensões, correntes e potência estão em valores p.u. do sistema base; as constantes de tempo, em segundos, e as resistências e reatâncias também em valores p.u. do sistema base. As definições das variáveis e demais grandezas são dadas na Tabela A.1.

Cada usina geradora de um sistema de energia elétrica possui diversos geradores. Visto que os geradores de uma mesma usina são geralmente semelhantes e operam sob condições idênticas, estando fortemente acoplados, considera-se o modelamento de todos os geradores de uma usina como sendo um único gerador equivalente. Portanto, as equações apresentadas representam, em geral, grupos de geradores.

Tabela A.1 Variáveis e Parâmetros do Modelo da Máquina Síncrona

E'_q	tensão transitória no eixo em quadratura
E''_q	tensão sub-transitória no eixo em quadratura
E'_d	tensão sub-transitória no eixo direto
I_q	corrente no eixo em quadratura
I_d	corrente no eixo direto
V_q	tensão terminal no eixo em quadratura
V_d	tensão terminal no eixo direto
P_E	potência elétrica fornecida ao estator
X_d	reatância do eixo direto
X'_d	reatância transitória do eixo direto
X''_d	reatância sub-transitória do eixo direto
X_q	reatância do eixo em quadratura
X'_q	reatância sub-transitória do eixo em quadratura
R_s	resistência de armadura
T_{d0}	constante de tempo transitória do eixo direto
T'_{d0}	constante de tempo sub-transitória do eixo direto
T''_{d0}	constante de tempo sub-transitória do eixo em quadratura

APÊNDICE B

Conceitos Gerais sobre Análise Modal

Neste Apêndice são mostrados os principais conceitos relacionados à análise modal, tendo em vista seu emprego na localização dos estabilizadores numa rede de transmissão de energia elétrica. O material aqui apresentado segue basicamente as referências [KUN94, FRE95 e PAG89].

B.1 Definições Básicas

Considere o sistema linear

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} & ; \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0 \\ \mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{x} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

onde $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$ é um vetor representando o estado do sistema, $\mathbf{u} \in \mathbf{R}^m$ é o vetor de entradas de controle e $\mathbf{y} \in \mathbf{R}^p$ é o vetor de sinais de saída. \mathbf{A} , \mathbf{B} e \mathbf{C} são matrizes de dimensões apropriadas.

Os autovalores de A são as n raízes λ_i , $i=1, \dots, n$, da equação característica do sistema dada por

$$\det(\lambda I - A) = 0 \quad (\text{B.2})$$

Seja λ_i um autovalor de A . O autovetor à direita g_i , e o autovetor `esquerda v_i , associados com λ_i , são definidos por

$$A g_i = \lambda_i g_i \quad (\text{B.3})$$

$$e$$

$$v_i^T A = \lambda_i v_i^T$$

Considerando que os autovalores do sistema são distintos, resulta a seguinte equação de ortogonalidade [KUN94]:

$$\begin{aligned} v_i^T g_j &= k_j \neq 0 && \text{se } i = j \\ &= 0 && \text{se } i \neq j \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

A constante k_j é normalmente escolhida como $k_j = 1$, como será considerado daqui em diante neste texto, e os vetores v_i e g_i passam a formar um conjunto *ortonormal* (ortogonal com norma unitária).

A resposta livre do sistema (B.1) é obtida a partir de suas condições iniciais, considerando entrada de controle nula. Esta resposta pode ser expressa como uma soma de funções exponenciais do tipo $x(t) = \sum_{i=1}^n p_i e^{\lambda_i t} g_i$, onde p_i são constantes que dependem das condições iniciais, e cada termo $e^{\lambda_i t}$, associado ao autovalor λ_i , é definido como um *modo de oscilação* do sistema.

Definindo-se $\Gamma_i = p_i e^{\lambda_i t}$, tem-se:

$$x(t) = \sum_{i=1}^n g_i \Gamma_i \quad (\text{B.5})$$

Substituindo-se $\mathbf{x}(t)$ dado por (B.5) na primeira equação do sistema (B.1), com $\mathbf{u} = \mathbf{0}$, e pré-multiplicando-se por cada autovetor à esquerda, pode-se separar o sistema em equações por modo [FRE95,KUN94]:

$$\dot{\Gamma}_i = \lambda_i \Gamma_i \quad ; \quad \Gamma_i(0) = \mathbf{v}_i^T \mathbf{x}(0) \quad (\text{B.6})$$

A solução de (B.6) é:

$$\Gamma_i = \mathbf{v}_i^T \mathbf{x}(0) e^{\lambda_i t} \quad (\text{B.7})$$

Os autovetores à direita descrevem como os modos do sistema estão distribuídos através do vetor de estado³ (equação (B.5)) e os autovetores à esquerda, em conjunto com as condições iniciais, determinam as magnitudes dos modos (equação (B.7)).

Definindo-se as matrizes modais \mathbf{G} , dos autovetores à direita, e \mathbf{V} , dos autovetores à esquerda por:

$$\mathbf{G} = [\mathbf{g}_1 \ \mathbf{g}_2 \ \dots \ \mathbf{g}_n] \quad \text{e} \quad \mathbf{V} = [\mathbf{v}_1 \ \mathbf{v}_2 \ \dots \ \mathbf{v}_n] \quad (\text{B.8})$$

obtém-se as seguintes relações [KUN94]:

$$\mathbf{G} = (\mathbf{V}^T)^{-1} \quad (\text{B.9})$$

com $\mathbf{G} = \mathbf{V}$, para vetores ortonormais; e

$$\Lambda = \text{diag}(\lambda_1 \ \lambda_2 \ \dots \ \lambda_n) = \mathbf{V}^T \mathbf{A} \mathbf{G} \quad (\text{B.10})$$

B.2 Fatores de Controlabilidade e Observabilidade

Considerando-se o sistema (B.1), com a entrada \mathbf{u} presente, pode-se separar as equações modais como [KUN94]:

$$\dot{\Gamma}_i = \lambda_i \Gamma_i + \mathbf{v}_i^T \mathbf{B} \mathbf{u} \quad ; \quad \Gamma_i(0) = \mathbf{v}_i^T \mathbf{x}(0) \quad (\text{B.11})$$

³ Característica denominada de 'mode shape' dos estados [PAG89].

e expressar a equação da saída em termos dos modos por :

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} \mathbf{x} = \mathbf{C} \mathbf{G} \mathbf{\Gamma} \quad (\text{B.12})$$

com $\mathbf{\Gamma} = [\Gamma_1 \Gamma_2 \dots \Gamma_n]^T$

Define-se então $\bar{\mathbf{B}} = \mathbf{V}^T \mathbf{B}$ como sendo a *matriz de controlabilidade de modo* do sistema e os seus elementos como os *fatores de controlabilidade de modo*. De modo análogo, define-se $\bar{\mathbf{C}} = \mathbf{C} \mathbf{G}$ como sendo a *matriz de observabilidade de modo* do sistema e os seus elementos como os *fatores de observabilidade de modo*. Se alguma linha de $\bar{\mathbf{B}}$ for nula, o correspondente modo é dito ser não controlável; da mesma forma, se uma coluna de $\bar{\mathbf{C}}$ for nula, o correspondente modo é dito ser não-observável [MAR90,FRE95].

B.3 Resíduos

Pode-se obter a resposta do sistema relacionando-se as equações modais com a equação de saída do sistema (B.1). Para a i -ésima entrada u_i e a i -ésima saída y_i , a seguinte função de transferência pode ser obtida :

$$H_i(S) = \frac{y_i(S)}{u_i(S)} = \mathbf{c}^i \mathbf{G} \mathbf{\Gamma}(S) = \mathbf{c}^i \mathbf{G} (\mathbf{S}\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{V}^T \mathbf{b}^i = \bar{\mathbf{c}}^i (\mathbf{S}\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \bar{\mathbf{b}}^i \quad (\text{B.13})$$

Os pólos de $H_i(S)$ correspondem aos autovalores da matriz de estado; $\bar{\mathbf{b}}^i$ é a i -ésima coluna da matriz de controlabilidade de modo e $\bar{\mathbf{c}}^i$ é a i -ésima linha da matriz de observabilidade de modo.

A expressão (B.13) pode ser colocada em função dos modos $e^{\lambda_k t}$ do sistema a partir da seguinte equação :

$$H_i(S) = \sum_{k=1}^n \frac{R_k^i}{S - \lambda_k} \quad (\text{B.14})$$

com

$$R_k^i \triangleq \lim_{s \rightarrow \lambda_k} \frac{H_i(s)}{s - \lambda_k} = c_k^{-i} b_k^{-i} \quad (\text{B.15})$$

A constante R_k^i , que pode ser complexa, é definida como sendo o *resíduo* da função de transferência $H_i(s)$ associado ao pólo λ_k e pode ser obtida pelo produto dos fatores de observabilidade e de controlabilidade de modo.

Quanto à interpretação física, os fatores de observabilidade indicam os modos mais observáveis em uma determinada saída; enquanto que os fatores de controlabilidade indicam as malhas mais propícias para controlar um modo do sistema. Os resíduos englobam ambas as informações, sendo bastante adequados para se analisar a possível localização de uma malha de controle com o objetivo de se amortecer um determinado modo do sistema.

B.4 Fatores de Participação

O fator de participação P_{ik} mede a participação do estado i sobre o k -ésimo modo de oscilação do sistema e é definido por

$$P_{ik} = g_{ik} v_{ik} \quad (\text{B.16})$$

onde g_{ik} é a i -ésima componente do k -ésimo autovetor à direita e v_{ik} é a i -ésima componente do k -ésimo autovetor à esquerda.

O fator de participação P_{ik} fornece uma medida da sensibilidade do k -ésimo autovalor às variações do elemento a_{ii} da diagonal da matriz de estado do sistema e pode também ser usado em estudos sobre a localização de estabilizadores em sistemas de potência [PAG89].

APÊNDICE C

Dados dos Sistemas Multimáquinas

C.1 Dados do Sistema Equivalente do Sul do Brasil

(Frequência = 60 Hz ; Base MVA = 1000)

Tabela C-1.1 Dados de Barras

Barra	Tensão		Geração		Carga		'Shunt' ⁴
	Magnit.	Ângulo(°)	Mw	MVAr	Mw	MVAr	MVAr
1	1,03	24,5	1.658,0	-412,0	2.405,0	-467,0	0,1792
2	1,03	27,2	1.332,0	-200,1	692,3	-184,0	0,1491
3	1,029	26,6	1.540,0	-446,5	688,2	-235,0	0,1142
4	1,039	48,5	6.500,0	1.958,6	62,6	24,3	0,0368
5	0,998	21,2			845,8	-9,2	0,0330
6	0,989	21,4			-4,9	79,8	2,1420
7	0,966	0	-3.164,0	952,7	2.884,0	-196,0	0,0420

⁴ Inclue as susceptâncias das linhas e os reatores em paralelo nas barras.

Tabela C-1.2 Dados de Linha

da Barra	para a Barra	R + j X (pu)
1	3	0,0030 + j 0,0380
2	3	0,0050 + j 0,0760
4	6	0,0029 + j 0,0734
5	1	0,0190 + j 0,2450
5	2	0,0150 + j 0,2250
6	5	0,0000 + j 0,0390
6	7	0,0040 + j 0,0570

Tabela C-1.3 Dados dos Geradores Síncronos
(Ra = 0 e D = 0 para todos os geradores)

	Barra do Gerador				
	1	2	3	4	7
MVA	1.900	1.400	1.944	6.633	6.000
T'do s	5,0	5,0	5,0	7,6	8,0
T''do s	0,053	0,053	0,060	0,090	0,090
T''qo s	0,123	0,123	0,090	0,190	0,200
H s	4,50	4,50	4,50	5,07	5,00
Xd pu	0,85	0,85	0,88	0,90	1,00
Xq pu	0,70	0,70	0,69	0,68	0,70
X'd pu	0,30	0,30	0,30	0,30	0,30
X''d pu	0,20	0,20	0,20	0,24	0,25
X''q pu	0,20	0,20	0,20	0,27	0,25

C.2 Dados do Sistema "New-England"

(Frequência = 60 Hz ; Base MVA = 100)

Tabela C-2.1 Dados de Barras

Barra	Tensão		Carga		Geração	
	Magnit.	Ângulo(°)	Mw	MVAr	Mw	MVAr
1	1,0475	-9,58				
2	1,0489	-7,03				
3	1,0304	-9,87	322,000	2,400		
4	1,0038	-10,67	500,000	184,000		
5	1,005	-9,48				
6	1,0073	-8,78				
7	0,9966	-10,98	233,800	84,000		
8	0,9957	-11,49	522,000	176,000		
9	1,0280	-11,31				
10	1,0170	-6,39-				
11	1,0125	-7,21				
12	0,9999	-7,22	8,500	88,000		
13	1,0141	-7,11				
14	1,0117	-8,78				
15	1,0157	-9,20	320,000	153,000		
16	1,0322	-7,79	329,400	32,300		
17	1,0339	-8,79				

continuação						
18	1,0312	-9,63	158,000	30,000		
19	1,0500	-3,17				
20	0,9909	-4,58	680,000	103,000		
21	1,0320	-5,39	274,000	115,000		
22	1,0499	-0,94				
23	1,0449	-1,14	247,500	84,600		
24	1,0377	-7,67	308,600	-92,200		
25	1,0575	-5,66	224,000	47,200		
26	1,0521	-6,92	139,000	17,000		
27	1,0379	-8,93	281,000	75,500		
28	1,0501	-3,41	206,000	27,600		
29	1,0499	-0,65	283,500	26,900		
30	1,0475	-1,61			250,000	144,920
31	0,9820	0,00	9,200	4,600	573,230	207,110
32	0,9831	1,60			650,000	205,740
33	0,9972	2,05			632,000	108,940
34	1,0123	0,61			508,000	166,990
35	1,0493	4,02			650,000	211,120
36	1,0635	6,71			560,000	100,440
37	1,0278	1,12			540,000	0,654
38	1,0265	6,41			830,000	22,663
39	1,0300	-11,12	1104,000	250,000	1000,000	87,885

Tabela C-2.2 Dados de Linha

da Barra	para a Barra	R (pu)	X (pu)	carregamento (MVar)	'tap' de transformador
1	2	0,0035	0,041	69,87	
1	39	0,0010	0,0250	75,00	
2	3	0,0013	0,0151	25,72	
2	25	0,0070	0,0086	14,60	
2	30	0,0000	0,0181		1,025
3	4	0,0013	0,0213	22,14	
3	18	0,0011	0,0133	21,38	
4	5	0,0008	0,0128	13,42	
4	14	0,0008	0,0129	13,82	
5	6	0,0002	0,0026	4,34	
5	8	0,0008	0,0112	14,76	
6	7	0,0006	0,0092	11,30	
6	11	0,0007	0,0082	13,89	
6	31	0,0000	0,0250		1,070
7	8	0,0004	0,0046	7,80	
8	9	0,0023	0,0363	38,04	
9	39	0,0010	0,0250	120,00	
10	11	0,0004	0,0043	7,29	
10	13	0,0004	0,0043	7,29	
10	32	0,0000	0,0200		1,070
12	11	0,0016	0,0435		1,006
12	13	0,0016	0,0435		1,006
13	14	0,0009	0,0101	17,23	

14	15	0,0018	0,0217	36,60	
15	16	0,0009	0,0094	17,10	
16	17	0,0007	0,0089	13,42	
16	19	0,0016	0,0195	30,40	
16	21	0,0008	0,0135	25,48	
16	24	0,0003	0,0059	6,80	
17	18	0,0007	0,0082	13,19	
17	27	0,0013	0,0173	32,16	
19	33	0,0007	0,0142		1,0701
19	20	0,0007	0,0138		1,060
20	34	0,0009	0,0180		1,009
21	22	0,0008	0,0140	25,65	
22	23	0,0006	0,0096	18,46	
22	35	0,0000	0,0143		1,025
23	24	0,0022	0,0350	36,10	
23	36	0,0005	0,0272		1,000
25	26			51,30	
25	37				1,025
26	27			23,96	
26	28			78,02	
26	29			2,90	
28	29			24,90	
29	38	0,0008	0,0156		1,025

Tabela C-2.3 Dados dos Geradores Síncronos

unidade	H s	Ra pu	X _d pu	X _d ' pu	X _q pu	X _q ' pu	T' _{do} pu	T' _{qo} pu	D pu
1	42,0	,00014	0,1000	0,0310	0,069		10,2		4,0
2	30,3	,00270	0,2950	0,0697	0,282	0,1700	6,56	1,5	9,75
3	35,8	,000386	0,2495	0,0531	0,237	0,0876	5,7	1,5	10,0
4	28,6	,000222	0,2620	0,0436	0,258	0,1660	5,69	1,5	10,0
5	26,0	,00014	0,6700	0,1320	0,620	0,1660	5,4	0,44	3,0
6	34,8	,00615	0,2540	0,0500	0,241	0,0814	7,3	0,40	10,0
7	26,4	,000268	0,2950	0,0490	0,292	0,1860	5,66	1,5	8,0
8	24,3	,000686	0,2900	0,0570	0,280	0,0911	6,7	0,41	9,0
9	34,5	,0003	0,2106	0,0570	0,205	0,0587	4,79	1,96	14,0
10	10.000			0,006					10,0