

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

**UM ESTUDO DE
ESTABILIZADORES DE SISTEMAS
DE POTÊNCIA ADAPTATIVOS
BASEADOS EM
POSICIONAMENTO DE PÓLOS.**

Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**

Nicole Sharon Orfali

Florianópolis, 16 de julho de 1999.

UM ESTUDO DE ESTABILIZADORES DE SISTEMAS DE POTÊNCIA ADAPTATIVOS BASEADOS EM POSICIONAMENTO DE PÓLOS

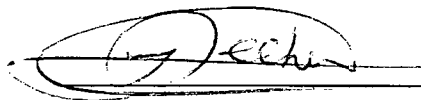
Nicole Sharon Orfali

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica**, Área de concentração **Sistemas de Potência**, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.



Prof. Aginaldo Silveira e Silva, Ph.D.

Orientador



Prof. Ildemar Cassana Decker, D.Sc.

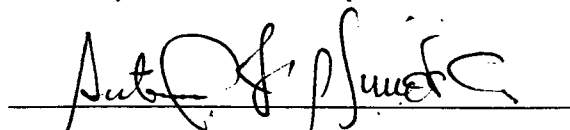
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora

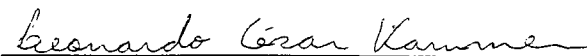


Prof. Aginaldo Silveira e Silva, Ph.D.

Presidente



Prof. Antônio José Alves da Costa, Ph.D.



Prof. Leonardo César Kammer, Ph.D.

*Dedico a minha mãe,
por sua luta e por proporcionar
as condições para que eu aqui chegasse.*

Agradecimentos

Agradeço ao Professor Aguinaldo Silveira e Silva pela competente orientação, apoio e interesse com que sempre contei durante o período de execução deste trabalho, além de sua valiosa amizade.

Aos colegas de pós-graduação pela amizade e companherismo ao longo do desenvolvimento deste trabalho, em especial aos amigos Ivana Fontanive Capanema, Karina Acosta Barbosa, Sandro Battistella, Priscila Penélope de Pereira e Souza, Welch Leite Cavalcanti, Marcos Fonseca Mendes, Mariani Almeida dos Santos e Howard Herrera Jimenez.

Ao amigos Adriano de Souza, Marcelo Neujarh Agostini e João Marco Francischetti pelo apoio dado durante a época de créditos.

Ao Marcelo Neujarh Agostini em particular pela colaboração no desenvolvimento do programa, sem a qual não teria sido possível a realização deste trabalho.

A todos os amigos e colegas do LABSPOT, pela convivência agradável e produtiva.

Aos funcionários e amigos Denise Lopes Meireles, Ana Paula Delayte e Marcos Luiz de Assis pelo auxílio prestado.

Ao meu querido Wallace Carpes pelo eterno interesse, carinho, amizade e apoio.

Ao Cnpq pelo suporte financeiro.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

**UM ESTUDO DE ESTABILIZADORES DE SISTEMAS DE POTÊNCIA
ADAPTATIVOS BASEADOS EM POSICIONAMENTO DE PÓLOS**

Nicole Sharon Orfali

Julho/1999

Orientador: Aguinaldo Silveira e Silva

Área de Concentração: Sistemas de Potência

Palavras-chave: Estabilizadores de Sistemas de Potência, Controle Adaptativo

Número de Páginas: 81

Este trabalho trata de aplicação de técnicas de controle adaptativo auto-ajustável a síntese de estabilizadores de sistemas de potência. O método de controle proposto é do tipo indireto, sendo que o processo é dividido em duas etapas: identificação e controle. Para a estimação dos parâmetros é utilizado o algoritmo dos mínimos quadrados recursivo, e uma variante deste método, o método dos mínimos quadrados recursivo estendido, o qual pretende melhorar o desempenho do método original em aplicações a sistemas de potência. O método de controle investigado é o posicionamento de pólos, completo e parcial. No posicionamento completo posiciona-se os pólos de malha fechada em posições previamente especificadas. Neste caso, os pólos de malha aberta são deslocados radialmente em direção ao centro do círculo unitário, por um fator de redução constante. No posicionamento parcial, reposiciona-se somente os pólos com fator de amortecimento indesejável, mantendo os demais em suas posições originais. O algoritmo de auto-procura do fator de redução é estudado. A cada iteração um novo valor para este fator é calculado baseado na condição de operação do sistema. É proposta a extensão deste método para a aplicação em posicionamento parcial de pólos. Os estabilizadores de sistemas de potência adaptativos são implementados em dois sistemas multimáquinas. Os parâmetros de projeto envolvidos em cada método de controle são analisados, juntamente com os do estimador, dado que estes devem atuar em conjunto. Os resultados de simulação apresentados mostram o bom desempenho conseguido pelos estabilizadores propostos.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

A STUDY OF ADAPTIVE POWER SYSTEM STABILIZERS BASED ON POLE PLACEMENT

Nicole Sharon Orfali

July/1999

Advisor: Aguinaldo Silveira e Silva

Area of Concentration: Power Systems

Keywords: Power System Stabilizers, Adaptive Control

Number of Pages: 81

This work is concerned with the application of self-tuning control techniques to the synthesis of Power Systems Stabilizers. The proposed method is of an indirect type, and the process is divided in two steps: identification and control. For the parameter estimation, the recursive least squares algorithm and the extend recursive least squares algorithm aiming, to improve the original method, are used. The control methods investigated are the full and partial pole placement. In the full pole placement, all the closed loop poles are placed in pre-selected positions. In this case, the open loop poles are shifted radially towards the origin by a constant shifting factor. In the partial placement, only those poles whose damping coefficient is lower than a specified value are moved, keeping the other ones in their original places. The self-searching pole shifting factor algorithm is studied. In every iteration, a new pole shifting factor is calculated based on the operating conditions. The extension of this strategy to partial pole placement is proposed. The adaptive power system stabilizers are applied to two multimachine systems. The identification and control design parameters are analyzed. The results of the tests indicate the good performance obtained by the application of the proposed stabilizers.

Sumário

1	Introdução	1
2	Princípios de Controle Adaptativo	5
2.1	Introdução	5
2.2	O Esquema Adaptativo	6
2.3	Esquema de Controle Discreto	6
2.4	Identificação de Sistemas	9
2.4.1	O Método dos Mínimos Quadrados	10
2.4.2	O Método dos Mínimos Quadrados Recursivo	13
2.4.3	Parâmetros Variantes no Tempo	14
2.5	Estratégias de Controle Adaptativo Auto-Ajustável	17
2.5.1	Controlador de Variância Mínima	17
2.5.2	Controle de Variância Mínima Generalizada	19
2.5.3	Controle por Posicionamento de Pólos	19
2.5.4	Controle Preditivo Generalizado	23
2.6	Conclusão	25
3	Técnicas de Controle Adaptativo Aplicadas a Sistemas de Potência	26
3.1	Introdução	26
3.2	Identificação do Sistema	27
3.2.1	O Modelo do Sistema	27
3.2.2	O Método dos Mínimos Quadrados Recursivo Estendido	28
3.3	Estratégia de Controle	30
3.3.1	Posicionamento Parcial de Pólos	31
3.4	Auto-procura do Fator de Redução α	36
3.4.1	Auto-procura de α para Posicionamento Completo de Pólos	37
3.4.2	Auto-procura de α para Posicionamento Parcial de Pólos	39
3.5	Conexão da Identificação e Controle	43

3.6	Aspectos Práticos e Implementação	44
3.6.1	Geração do Sinal PRBS	45
3.6.2	Modelagem do Sistema	46
3.6.3	Inicialização do Algoritmo	48
3.6.4	Congelamento da Identificação	50
3.7	Conclusão	50
4	Aplicação e Avaliação das Técnicas Consideradas	52
4.1	Introdução	52
4.2	Sistema WSCC	53
4.2.1	Detalhes de Implementação	54
4.2.2	Resultados das Simulações	55
4.3	Sistema New England	60
4.3.1	Detalhes de Implementação	64
4.3.2	Resultados das Simulações	65
4.4	Conclusão	70
5	Conclusão Geral	74
A	Implementação da Classe ESP Adaptativo	78
A.1	Introdução	78
A.2	O SimSP	78
A.3	Programação Orientada a Objetos	79
A.4	Modelagem da Classe Estabilizador de Sistemas de Potência Adaptativo . .	80

Capítulo 1

Introdução

Um sistema elétrico de potência consiste em geradores elétricos e cargas elétricas conectados a uma rede elétrica juntamente com transformadores, linhas de transmissão, barras e equipamentos de controle. Estes sistemas têm por objetivo é fornecer energia elétrica a seus consumidores de forma confiável e segura, obedecendo padrões de qualidade.

Um sistema de potência necessita manter uma dada frequência e tensão constantes, de forma que todos os geradores conectados permaneçam em sincronismo. As cargas, em sistemas de potência, variam constantemente no tempo segundo o grau de consumo; a geração de energia deve ser alocada de forma a atender esta demanda variante no tempo. Mesmo quando o fluxo de potência varia, os níveis de tensão bem como a frequência entregues em diferentes pontos da rede devem ser mantidos próximos aos níveis previamente estabelecidos, com estreitas faixas de tolerância, atendendo assim aos requisitos de qualidade. Esse é o objetivo principal da Engenharia de Sistemas de Potência.

Atualmente, os sistemas elétricos têm sofrido uma evolução de suas características, como consequência de restrições ambientais e de investimento, que limitam a expansão da rede de transmissão, aliado ainda ao crescimento desordenado da demanda. A reforma do setor elétrico que ocorre em vários países, impõe novos requisitos, já que cria-se um ambiente competitivo e de livre acesso à rede de transmissão. Isto ocasiona uma intensiva utilização dos recursos existentes, fazendo com que os sistemas tendam a operar em condições de alto carregamento e configurações em que as margens de estabilidade são consideravelmente reduzidas.

O problema de estabilidade de sistemas de potência, embora seja um problema de estabilidade de um sistema dinâmico, e portanto um problema único, tem sido tratado como diversos problemas em separado. Devido à complexidade dos sistemas de potência, os fenômenos dinâmicos englobam uma larga faixa de frequência. Uma abordagem baseada no sistema completo levaria a análise de um modelo de alta dimensão. Desta forma,

os fenômenos são classificados segundo a faixa de frequência que ocorrem e a análise e síntese dos controladores das diversas malhas de controle são feitas em cima de modelos de ordem reduzida, porém adequados. Este tratamento diferenciado da estabilidade em sistemas elétricos tem facilitado a análise e a determinação de ações de controle.

Assim, a estabilidade eletromecânica é dividida em estabilidade para pequenas perturbações e estabilidade transitória. Mais recentemente emergiu o problema de estabilidade de tensão, como um novo problema. As diversas malhas de controle associadas aos geradores também têm papel importante na manutenção da estabilidade de sistema elétrico.

Um sistema elétrico de potência, constantemente variando seu ponto de operação de modo a atender a demanda de energia, está sujeito a oscilações nos eixos dos rotores das máquinas geradoras. Tais oscilações, na faixa de 0,2 a 2,5 Hz são chamadas de oscilações eletromecânicas e estão associadas a modos de oscilação dominantes no sistema.

A ocorrência das oscilações eletromecânicas pouco amortecidas depende fundamentalmente da ação dos reguladores de tensão, principalmente os de ganhos altos e respostas rápidas. De forma a melhorar, de maneira geral, a qualidade da energia entregue aos consumidores, faz-se uso de estabilizadores de sistemas de potência (ESPs) que são instalados junto às máquinas do sistema, adicionados ao sistema de excitação dos geradores.

Estes controladores têm a função de aumentar a estabilidade dinâmica dos sistemas de potência, amortecendo as oscilações eletromecânicas, que se sustentam ou crescem no sistema ao longo do tempo. Sua eficácia tem sido comprovada há bastante tempo, por aplicações práticas. Estes controladores devem ter seus parâmetros corretamente ajustados, de forma que o sistema de potência tenha o desempenho almejado. O projeto deste tipo de controlador é baseado em modelos lineares que representam o sistema em determinada condição típica de operação. Ou seja, o modelo do sistema é obtido através da linearização das equações que descrevem o sistema, na vizinhança de um determinado ponto de operação. O procedimento de projeto destes controladores pode ser resumido da seguinte maneira: inicialmente são identificados os modos de oscilação problemáticos, os quais são associados às máquinas geradoras. Em seguida, o projeto é executado considerando um modelo máquina-barras infinita. O novo sistema, já com o estabilizador adicionado, é analisado e os novos modos problemáticos são identificados, assim sucessivamente, até que todos os modos tenham sido eliminados. Este procedimento é dito sequencial e o projeto considera o sistema como sendo descentralizado.

Ocorre porém, que os sistemas elétricos de potência são sistemas multivariáveis complexos e altamente não-lineares, cujas características e condições de operação mudam constantemente, conforme o carregamento do sistema e os níveis de geração. Isto pode contribuir para degradar o desempenho de seus controladores, já que o ponto de operação

destes sistemas varia ao longo do tempo e os controladores de parâmetros fixos projetados para um determinado ponto de operação podem não manter a performance desejada em diferentes condições de operação.

Atualmente, técnicas não-lineares para a análise de estabilidade transitória, pequenas perturbações e estabilidade de tensão têm sido bastante pesquisadas. Embora um número considerável de trabalhos de pesquisa explorem o uso de uma abordagem não-linear para o controle de sistemas elétricos de potência [16,17], os resultados ainda são bastante limitados. Para a síntese, técnicas lineares ainda constituem grande parte das aplicações. Surge então a necessidade do desenvolvimento de técnicas de síntese de controladores que considerem as possíveis variações no sistema, a influência das não-linearidades e das dinâmicas não modeladas na resposta do sistema e ainda de restrições estruturais. Diversas técnicas e suas aplicações a sistemas de potência, vêm sendo desenvolvidas e estudadas com o objetivo de contornar estes problemas. Dentre elas, pode-se citar o controle ótimo [32,33], o controle preditivo generalizado [8,19], o controle robusto [15,18] e o controle adaptativo [5,6,7,8,9,10,14,21,22].

Um controlador adaptativo se “adapta” às mudanças das características do sistema, ajustando automaticamente os parâmetros do controlador em função do comportamento do processo, de modo a garantir as especificações de funcionamento e a boa performance do sistema. A estrutura adaptativa é uma filosofia de projeto para monitorar variações no tempo e inserir estas mudanças no procedimento do projeto. O controle adaptativo pode ser usado principalmente como alternativa no tratamento de processo complexos como por exemplo: processos não-lineares, processos com atrasos distintos, processos com dinâmica assimétrica e processos com acoplamento entre variáveis.

O atual estágio de desenvolvimento da indústria de microprocessadores possibilita seu emprego no controle digital de processos. Algoritmos de controle até então considerados complicados, dentre eles o de controle adaptativo, podem ser agora implementados a um baixo custo, de forma fácil e confiável, devido a rapidez do tratamento de dados nos processadores atuais.

Devido a todas estas características, um controlador adaptativo pode ser usado com sucesso na resolução do problema das oscilações eletromecânicas em sistemas de potência.

O objetivo deste trabalho é realizar um estudo sobre estabilizadores de sistemas de potência adaptativos auto-ajustáveis baseados na estratégia de controle por posicionamento de pólos. Serão considerados dois tipos de posicionamento de pólos. No primeiro, o posicionamento completo de pólos, onde os pólos de malha fechada são determinados pelos pólos do modelo estimado da planta, deslocados radialmente em direção ao centro do plano Z por um fator de deslocamento α . O segundo tipo é o posicionamento parcial

de pólos, onde apenas os pólos com amortecimento abaixo do desejado são deslocados. Com isso, pretende-se poupar esforço de controle, evitando a saturação. Além disso, serão explorados aspectos do algoritmo de auto-procura do fator de redução α . O algoritmo de auto-procura permite que um α adequado à condição de operação do sistema seja escolhido a cada período de amostragem. Pretende-se com o emprego desta técnica, a diminuição do esforço de controle, sem que um valor fixo de α seja escolhido a priori. Um aspecto não explorado em trabalhos anteriormente publicados é o algoritmo de auto-procura do fator de deslocamento aplicado ao posicionamento parcial de pólos. Este método será proposto neste trabalho.

A organização deste trabalho é dada da seguinte maneira: No Capítulo 2, são mostrados os princípios de controle adaptativo auto-ajustável. Os métodos de identificação e controle mais utilizados na literatura são mostrados e brevemente discutidos. O Capítulo 3 diz respeito especificamente a aplicação de controle adaptativo auto-ajustável a sistemas de potência. A técnica de identificação por mínimos quadrados recursivo estendido e a técnica de controle por posicionamento parcial de pólos são mais amplamente discutidas, dado que estas técnicas são as utilizadas neste trabalho. Também é apresentada uma técnica de auto-procura do fator de redução α , para o posicionamento de pólos e a sua extensão para o posicionamento parcial de pólos será proposta. No Capítulo 4 é mostrada a aplicação e avaliação das técnicas de identificação e controle consideradas. Através de um simulador de sistemas elétricos de potência, são feitos testes dos ESPs adaptativos em dois sistemas multimáquinas, com o objetivo de analisar a viabilidade de aplicação de controle adaptativo a sistemas reais. Finalmente, no Capítulo 5 são apresentadas as conclusões gerais do trabalho, com indicações para trabalhos futuros nesta linha de pesquisa.

Capítulo 2

Princípios de Controle Adaptativo

2.1 Introdução

Os sistemas reais são, em sua maioria, não-lineares, porém a teoria clássica de controle trata apenas de sistemas lineares invariantes no tempo. Desta forma, os sistemas reais são linearizados através de um modelo e esse modelo passa a representar o sistema, para uma dada condição de operação. Para muitas aplicações reais esta é uma boa aproximação e os controladores sintetizados com base no modelo linearizado apresentam uma boa performance. Porém, existem sistemas com características fortemente não-lineares e características dinâmicas que variam com o tempo. Um controlador fixo baseado em um modelo linearizado pode não ser capaz de levar em conta estas variações. Um controlador que reconheça este tipo de variação e as introduza em seu modelo pode ser então requerido, como por exemplo, um controlador adaptativo.

O termo “adaptativo” dá uma idéia de mudança de comportamento, ou seja, a capacidade do sistema em levar em consideração mudanças imprevisíveis que ocorrem no sistema e/ou externamente a ele, com o passar do tempo, e a existência de perturbações. Um controlador adaptativo deve convergir seus parâmetros para determinados valores a fim de garantir a performance desejada para o sistema global, mesmo quando este sistema é desconhecido.

Este capítulo objetiva apresentar os aspectos básicos da teoria de controle adaptativo auto-ajustável, os quais foram necessários para o desenvolvimento deste trabalho, juntamente com uma rápida descrição das principais estratégias de controle adaptativo que têm sido aplicadas a sistemas de potência.

2.2 O Esquema Adaptativo

Existem três tipos de controladores adaptativos mais comumente utilizados, a saber, o escalonamento de ganho, onde os parâmetros apropriados para o controlador são escalonados em função de um indicativo da condição de operação do sistema; o modelo de referência, onde a saída do sistema é comparada com a de um modelo de referência, escolhido de maneira conveniente, e o erro é usado para o ajuste dos parâmetros do controlador; e o auto-ajustável, onde os parâmetros de um modelo estrutural para o sistema são identificados e em seguida o controlador é sintetizado utilizando técnicas convencionais de projeto. Os três tipos são ilustrados na Figura 2.1. Neste trabalho só será tratado o controlador adaptativo auto-ajustável, mas maiores detalhes sobre os outros dois tipos de controladores adaptativos podem ser conseguidos na referência [1].

O controle adaptativo auto-ajustável explícito, ou indireto, consiste em duas fases distintas: identificação e controle. A cada intervalo de amostragem os parâmetros de um modelo previamente especificado são estimados e através deles os parâmetros do controlador são ajustados. É utilizado o *princípio da equivalência certa*, ou seja, os parâmetros estimados do modelo são usados como se fossem os reais, sendo que a incerteza das estimativas não é considerada. Existem diferentes técnicas de identificação e controle, as quais serão tratadas nas seções seguintes. Já no controle adaptativo auto-ajustável implícito, ou direto, os parâmetros do controlador são obtidos diretamente, através de um algoritmo de estimação recursiva.

2.3 Esquema de Controle Discreto

O controle adaptativo é um método de controle digital. Portanto, para o seu emprego em sistemas de potência, ou em qualquer outro processo contínuo, é necessário discretizar o sistema.

Um sistema controlado por computador pode ser esquematicamente descrito como é mostrado na Figura 2.2 [2].

A saída do processo é convertida em um sinal digital através do uso de um conversor analógico-digital (A-D). Este conversor pode ser uma chave que é fechada a cada período de amostragem T_s , colhendo assim um valor amostrado de $y(t)$. O computador considera o sinal convertido como sendo uma seqüência de números, processa este sinal através de um algoritmo de controle e gera uma nova seqüência de números. Esta nova seqüência é novamente convertida, desta vez por um conversor digital-analógico (D-A) e então aplicada ao processo. O conversor digital-analógico utilizado aqui é um sustentador de ordem zero,

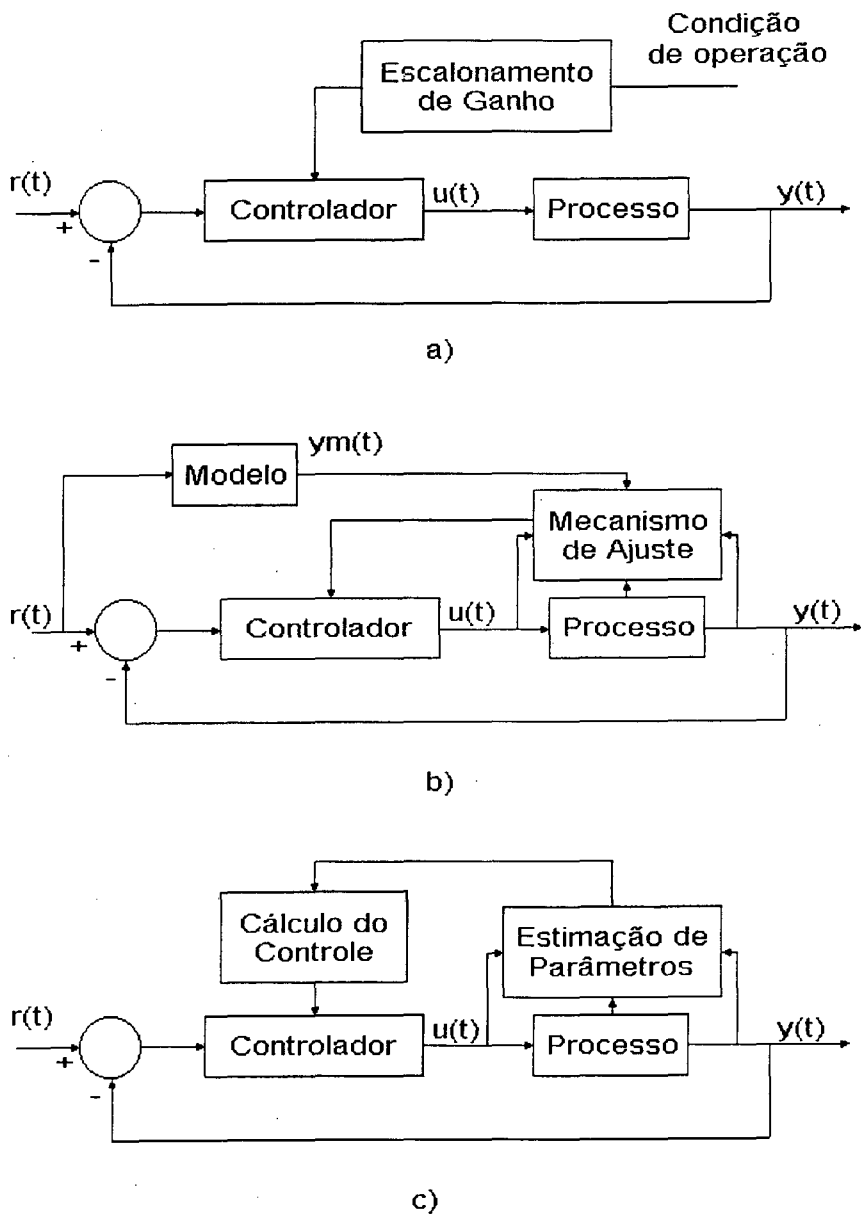


Figura 2.1: Tipos de controladores Adaptativos a) Escalonamento de ganho b) Modelo de referência c) Auto-ajustável.

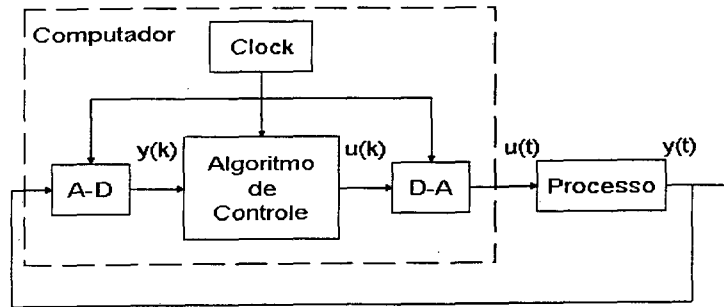


Figura 2.2: Esquema de discretização de um processo contínuo

cuja função de transferência é $\frac{1-e^{-Ts}}{s}$. Sua função é sustentar o sinal digital $u(t)$ entre os períodos de amostragem, no último valor calculado.

Os eventos são sincronizados pelo relógio de tempo real do computador e acontecem a cada período de amostragem.

Através da Transformada Z , a função de transferência do sistema $G(s)$ pode ser transformada em um modelo entrada-saída discreto:

$$Y(z) = G(z)U(z) \quad (2.1)$$

A função $G(z)$ é a função de transferência no domínio Z , já incluindo o sustentador de ordem zero, e é dada por:

$$G(z) = z^{-k} \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \quad (2.2)$$

Os polinômios $A(z^{-1})$ e $B(z^{-1})$ são dados por:

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{n_a} z^{-n_a} \\ B(z^{-1}) &= b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + a_{n_b} z^{-n_b} \end{aligned} \quad (2.3)$$

sendo que k indica o atraso de transporte do processo. Se o processo não tiver atraso, k é igual a 1. Caso o sistema tenha um atraso de transporte τ múltiplo do período de amostragem T_s , de forma que $\tau = nT_s$, então $k = n + 1$.

No domínio de tempo discreto, o sistema é então representado por:

$$y(t) = -a_1y(t-1) - a_2y(t-2) - \dots - a_{n_a}y(t-n_a) + b_0u(t-k) + b_1u(t-k-1) + \dots + b_{n_b}u(t-k-n_b) \quad (2.4)$$

onde $y(t)$ e $u(t)$ representam os valores de saída e entrada do sistema, respectivamente, no tempo discreto $t = nT_s$.

Usando o operador de diferenças q^{-1} definido como $q^{-i}y(t) = y(t-i)$, onde i é um inteiro, a equação (2.2) torna-se:

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-k}B(q^{-1})u(t) \quad (2.5)$$

onde $A(q^{-1})$ e $B(q^{-1})$ têm a mesma forma que em (2.3), com q substituindo z .

Caso o processo sofra a adição de uma perturbação estocástica, a equação (2.5) torna-se:

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-k}B(q^{-1})u(t) + C(q^{-1})e(t) \quad (2.6)$$

onde $e(t)$ é um ruído branco, ou seja, uma seqüência aleatória não correlacionada de média zero, e $C(q^{-1})$ é dado por:

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + c_2q^{-2} + \dots + c_{n_c}q^{-n_c} \quad (2.7)$$

2.4 Identificação de Sistemas

Para que um controlador possa ser sintetizado, é necessário que as propriedades do sistema a ser controlado sejam conhecidas, isto é, é necessário conhecer um modelo que descreva adequadamente o processo. A obtenção deste modelo é dada geralmente através do conhecimento das leis físicas do processo e da relação matemática entre as variáveis de relevância do sistema. Após a estrutura do modelo ser definida, um processo de experimentação é efetuado, ou seja, observa-se os sinais de saída do processo em resposta a determinadas entradas. Com isso, valores numéricos são associados aos parâmetros da estrutura definida anteriormente. A esse procedimento é dado o nome de *Identificação de Sistemas*.

Um controlador adaptativo necessita da identificação dos parâmetros do modelo a cada período de amostragem, para que seja detectada alguma eventual variação nos parâmetros da planta e essa variação possa ser introduzida na lei de controle. Essa identificação em

tempo real é denominada *Identificação Recursiva*.

Existem vários métodos de identificação recursiva conhecidos na literatura, porém neste trabalho será utilizado o método dos mínimos quadrados recursivo pela sua comprovada eficácia e pela simplicidade de implementação. Este método é uma variante do método dos mínimos quadrados, utilizado para estimação paramétrica *offline*. Os dois métodos serão descritos a seguir.

2.4.1 O Método dos Mínimos Quadrados

O método dos mínimos quadrados pode ser aplicado a uma grande variedade de problemas. De acordo com seu princípio, os parâmetros desconhecidos de um modelo matemático devem ser escolhidos de forma que o somatório dos quadrados das diferenças entre os valores medidos e os calculados, multiplicados por um número que mede o grau de precisão, seja mínimo [1].

Seja um modelo matemático descrito da seguinte forma:

$$y(t) = \varphi(t)\theta \quad (2.8)$$

onde y é a variável observada, θ são os parâmetros desconhecidos, φ são funções conhecidas que podem depender de outras variáveis. O modelo é indexado por t , neste caso, discreto e definido como $t = nT_s$. As variáveis φ_i são chamadas de regressores e o modelo acima de modelo de regressão. Os vetores θ e φ são definidos como:

$$\varphi^T(t) = \left[\varphi_1(t) \quad \varphi_2(t) \quad \dots \quad \varphi_n(t) \right] \quad (2.9)$$

$$\theta^T = \left[\theta_1 \quad \theta_2 \quad \dots \quad \theta_n \right] \quad (2.10)$$

Esta formulação do método dos mínimos quadrados pode ser usada para representar o sistema da equação (2.6), com $k = 1$ e $C(q^{-1}) = 1$:

$$y(t) = -a_1y(t-1) - a_2y(t-2) - \dots - a_{n_a}y(t-n_a) + b_0u(t-1) + b_1u(t-2) + \dots + b_{n_b}u(t-1-n_b). \quad (2.11)$$

Porém, esta técnica também pode ser usada em sistemas cujo atraso de transporte k seja maior que 1. Para isso, basta que n_b seja escolhido de forma a acomodar possíveis termos iniciais nulos.

A seguinte associação pode ser feita:

$$\varphi^T(t) = \left[-y(t-1) \ \cdots \ -y(t-n_a) \ u(t-1) \ \cdots \ u(t-1-n_b) \right] \quad (2.12)$$

$$\theta^T = \left[a_1 \ \cdots \ a_{n_a} \ b_0 \ b_1 \ \cdots \ b_{n_b} \right] \quad (2.13)$$

O par de observações e regressores $\{y(i), \varphi(i), i = 1, 2, \dots, t\}$ podem ser obtidos através de um experimento. O problema consiste em determinar os parâmetros de forma que as saídas calculadas por (2.8) sejam tão próximas quanto possível das variáveis medida $y(i)$, no sentido dos mínimos quadrados. Como a variável medida y é linear nos parâmetros θ e o critério dos mínimos quadrados é quadrático, o problema admite uma solução analítica. Introduzindo ainda a seguinte notação:

$$Y(t) = \left[y(1) \ y(2) \ \cdots \ y(t) \right] \quad (2.14)$$

$$E(t) = \left[\varepsilon(1) \ \varepsilon(2) \ \cdots \ \varepsilon(t) \right] \quad (2.15)$$

$$\Phi(t) = \begin{bmatrix} \varphi(1) \\ \vdots \\ \varphi(t) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Os erros de predição $\varepsilon(t)$ são definidos como:

$$\varepsilon(i) = y(i) - \hat{y}(i) = y(i) - \varphi^T(i)\theta \quad (2.17)$$

onde $\hat{y}(t)$ é o valor estimado de y no instante t .

A estimativa de mínimos quadrados é o vetor θ que minimiza a função definida não negativa $V(\theta, t)$:

$$V(\theta, t) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t \varepsilon(i)^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t (y(i) - \varphi^T(i)\theta)^2 \quad (2.18)$$

A solução do problema dos mínimos quadrados é dada pelo teorema apresentado a seguir.

Teorema 2.1 [1]:

A função apresentada em (2.18) é mínima para os parâmetros $\hat{\theta}$ de forma que:

$$\Phi^T \Phi \hat{\theta} = \Phi^T Y$$

Se a matriz $\Phi^T \Phi$ é não-singular, o mínimo é único e dado por:

$$\theta = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \quad (2.19)$$

Prova:

A função (2.18) pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned} 2V(\theta, t) &= E^T E = (Y - \Phi \theta)^T (Y - \Phi \theta) \\ &= Y^T Y - Y^T \Phi \theta - \theta^T \Phi^T Y + \theta^T \Phi^T \Phi \theta \end{aligned}$$

Como a matriz $(\Phi^T \Phi)^{-1}$ é sempre não-negativa definida, a função V tem um mínimo.

$$2V(\theta, t) = Y^T (I - \Phi (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T) Y + (\theta - (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y)^T (\Phi^T \Phi) (\theta - (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y)$$

O primeiro termo independe de θ , assim sendo, é irrelevante para minimização. O segundo termo é sempre positivo. Um valor de θ que o anule será o mínimo da função custo. O mínimo é dado por:

$$\theta = \hat{\theta} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y$$

Uma estimativa $\hat{\theta}$ pode ser obtida desde que $\Phi^T \Phi$ seja não-singular. Isto pode ser conseguido através da contínua excitação de sistema, pois neste caso não aparecerão linhas em comum na matriz Φ .

Desta forma, o teorema está provado.

Se o sistema está sujeito a uma perturbação estocástica $\nu(t)$, a equação (2.8) torna-se:

$$y(t) = \varphi(t) \theta + \nu(t) \quad (2.20)$$

Pré-multiplicando a equação (2.20) pela pseudo-inversa de Φ , $(\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T$, e usando a equação (2.19), tem-se que:

$$\hat{\theta} = \theta + (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \nu \quad (2.21)$$



Figura 2.3: Obtenção de um ruído colorido

Portanto, a estimação por mínimos quadrados será polarizada por um valor dado pelo valor esperado de $(\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \nu$. Caso $\nu(t)$ seja um ruído branco, não haverá polarização, pois é facilmente comprovado que $E\{(\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T \nu\} = 0$, já que os elementos de Φ vão envolver apenas valores passados deste ruído.

Caso $\nu(t)$ seja um ruído colorido obtido conforme a Figura 2.3, onde o filtro linear é representado por $C(q^{-1})$ e $e(t)$ é um ruído branco, tem-se:

$$\nu(t) = C(q^{-1})e(t) \quad (2.22)$$

$$= e(t) + c_1 e(t-1) + \dots + c_{n_c} e(t-n_c) \quad (2.23)$$

Desta forma, as estimativas serão polarizadas e um outro método de estimação deve ser considerado. Uma alternativa será apresentada no próximo capítulo.

2.4.2 O Método dos Mínimos Quadrados Recursivo

Em aplicações de controladores adaptativos, as medições são realizadas de maneira seqüencial *online* e $\hat{\theta}$ deve ser atualizado a cada instante de tempo, para que qualquer mudança inesperada no sistema seja incluída na lei de controle.

Faz-se necessário então que os cálculos sejam feitos de maneira recursiva, de forma a poupar tempo computacional, já que a equação (2.19) usa toda a informação do sistema desde $t = 0$, sendo que o tempo cresce continuamente. Desta forma, mudanças na equação (2.19) devem ser introduzidas de forma que apenas a informação do tempo anterior possa ser utilizada para a obtenção da estimativa no tempo atual. O algoritmo rearranjado desta forma é denominado *mínimos quadrados recursivo*.

O teorema 2.2 é apresentado a seguir e mostra as expressões deste algoritmo.

Teorema 2.2 [1]:

Seja $\hat{\theta}(t-1)$ a estimativa de mínimos quadrados baseado nas medições de $t-1$. Assume-se que a matriz $\Phi^T \Phi$ possui posto completo para todo $t > t_0$. A estimativa dos

mínimos quadrados $\hat{\theta}$ para o tempo t satisfaz então as seguintes equações recursivas:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)(y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)) \quad (2.24)$$

$$K(t) = P(t)\varphi(t) = P(t-1)\varphi(t)(I + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t))^{-1} \quad (2.25)$$

$$\begin{aligned} P(t) &= P(t-1) - P(t-1)\varphi(t)(I + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t))^{-1}\varphi^T(t)P(t-1) \\ &= (I - K(t)\varphi^T(t))P(t-1) \end{aligned} \quad (2.26)$$

$$\varepsilon(t) = y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1) \quad (2.27)$$

Prova: A demonstração deste teorema encontra-se em [1].

O erro $\varepsilon(t)$ pode ser interpretado como um erro de predição de $y(t)$ um passo a frente baseado na estimativa anterior de $\hat{\theta}$. A matriz $P(t)$, chamada de matriz de covariância, é dada por:

$$P(t) = (\Phi^T(t)\Phi(t))^{-1} \quad (2.28)$$

Os elementos da diagonal de $P(t)$ estão relacionados com a variância do elemento correspondente de θ . Assim, quanto menor for a magnitude do elemento (i, i) da matriz $P(t)$, melhor vai ser a estimativa do elemento correspondente de θ .

Quando a estimação tende para os valores corretos, o erro de predição torna-se pequeno ou quase zero. Com isso, a matriz de covariância, que indica a qualidade da estimação, tem os valores dos elementos de sua diagonal principal tornando-se pequenos, a medida que as estimativas de θ tendem para os valores reais. Desta forma, o algoritmo torna-se incapaz de rastrear mudanças nos parâmetros do sistema. Este problema será discutido na próxima seção.

A matriz de covariância deve ser inicializada em $t = 0$, em um determinado valor. Este valor depende do conhecimento que se tem *a priori* do sistema. Geralmente é usado um valor de grande magnitude, devido ao pouco conhecimento que se tem do sistema e para compensar as más estimativas iniciais.

2.4.3 Parâmetros Variantes no Tempo

No algoritmo dos mínimos quadrados os parâmetros θ são considerados constantes. Acontece porém, que a maioria dos processos industriais é variante no tempo. Em um

controlador adaptativo é preciso que o algoritmo de identificação detecte esses parâmetros variantes no tempo para que essas variações no sistema sejam inseridas na lei de controle, garantindo a performance do sistema realimentado.

O algoritmo dos mínimos quadrados recursivo não rastreia bem parâmetros variantes. Caso os parâmetros $\hat{\theta}$ já tenham convergido para os valores reais, algumas mudanças devem ser inseridas no algoritmo para que ele possa detectar possíveis variações nos parâmetros do sistema.

Podem ocorrer dois tipos diferentes de variações no sistema. O primeiro tipo é quando há uma variação brusca nos parâmetros do sistema. Para este caso, pode-se adotar uma solução simples, denominada *Reset da Matriz de Covariância*. Esta técnica caracteriza-se pela reinicialização periódica de $P(t)$ ou segundo algum critério, como por exemplo o critério do traço mínimo. Quando o valor do traço da matriz de covariância é inferior a um dado valor, esta matriz pode ser reinicializada da seguinte maneira:

$$P(t) = P(t) + Q(t) \quad (2.29)$$

onde $Q(t)$ é uma matriz diagonal, com os elementos da diagonal principal correspondentes aos parâmetros variantes, de grande magnitude.

O segundo tipo de variação é uma variação lenta e progressiva no valor dos parâmetros. Para solução deste problema é necessário que se introduza uma variação no Teorema 2.2. Uma das maneiras possíveis é a introdução de um “fator de esquecimento”. Os parâmetros identificados dados pela equação (2.24) podem ser considerados como uma média ponderada dos parâmetros identificados anteriormente e a informação dada pelos sinais de entrada e saída atuais. O uso do fator de esquecimento faz a eliminação progressiva da influência de medidas anteriores na atualização de $P(t)$, mantendo a capacidade de rastreamento de variações no sistema.

Neste caso, a equação (2.26) torna-se:

$$P(t) = (I - K(t)\varphi^T(t)) \frac{P(t-1)}{\lambda} \quad (2.30)$$

onde λ é chamado de fator de esquecimento com valor menor que um, geralmente situado na faixa $0,9 \leq \lambda \leq 1$.

Desta maneira, assegura-se que os elementos de $P(t)$ não cairão a zero com a evolução do tempo e o algoritmo está apto para monitorar eventuais modificações paramétricas no sistema.

Um problema acontece porém, se nenhuma nova modificação ocorre no estimador por

um longo intervalo de tempo. Os elementos da matriz $P(t)$ crescem a uma taxa λ , devido à contínua divisão de $P(t)$, podendo inclusive chegar ao limite numérico do computador. Este fenômeno é conhecido como “*explosão da matriz de covariância*”. Uma maneira desse problema ser evitado é através do uso do fator de esquecimento variável [3,4,9].

O fator de esquecimento deve ser calculado a cada período de amostragem pela seguinte equação [9]:

$$\lambda(t) = 1 - [1 - \varphi(t-1)^T K(t)] \frac{\varepsilon^2(t)}{\Sigma_0} \quad (2.31)$$

Se o sistema está em regime permanente, o erro de predição ε será pequeno ou quase zero, o que faz com que λ fique próximo de 1, prevenindo a explosão da matriz de covariância. Caso haja uma perturbação, o valor de λ é diminuído a medida que o erro de predição é aumentado, aumentando assim a capacidade de identificação do algoritmo.

O valor de Σ_0 na equação (2.31) é dado por uma constante que controla a velocidade de adaptação de λ e é escolhida de acordo com a aplicação.

Um algoritmo de estimação de parâmetros utilizando o método dos mínimos quadrados recursivo pode ser resumido nos passos mostrados em seguida.

2.4.3.1 Algoritmo de Identificação por Mínimos Quadrados Recursivo

1. No instante $t = nT_s$, medir $y(t)$ e formar o vetor $\varphi(t)$, com as medidas de u e y mais recentes.
2. Calcular o vetor de ganhos $K(t)$, usando:

$$K(t) = P(t-1)\varphi(t)(I + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t))^{-1}$$

3. Calcular o vetor de parâmetros estimados, usando:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)(y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1))$$

4. Calcular o erro de predição $\varepsilon(t)$, usando:

$$\varepsilon(t) = y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)$$

5. Calcular a matriz de covariância $P(t)$, usando:

$$P(t) = (I - K(t)\varphi^T(t)) \frac{P(t-1)}{\lambda}$$

6. Aguardar o próximo período de amostragem e voltar ao passo 1.

2.5 Estratégias de Controle Adaptativo Auto-Ajustável

Um esquema (diagrama de blocos) de um controlador adaptativo auto-ajustável foi apresentado na Figura 2.1. Este controlador pode ser visto como sendo composto por dois laços de controle: o primeiro deles é a planta de um processo qualquer mais um controlador linear, e o segundo é composto de um identificador recursivo de parâmetros e uma lei de projeto de controle. Um controlador adaptativo auto-ajustável é bastante flexível quanto à lei de projeto a ser utilizada. Dentre as mais comuns pode ser citado o posicionamento de pólos, a variância mínima, a variância mínima generalizada e o controle preditivo. Pode-se dizer, com algumas restrições, que a maioria das técnicas de projeto pode ser adaptada ao esquema de controle adaptativo.

Os algoritmos de controle adaptativo auto-ajustável podem ser divididos em dois tipos: explícitos ou implícitos. Nos controladores adaptativos ditos explícitos ou indiretos é feita a identificação recursiva e um modelo do processo é obtido. A partir deste modelo, que é suposto ser o modelo real do sistema, e através de um método de projeto selecionado obtêm-se os parâmetros do controlador. Este tipo é utilizado neste trabalho. Já nos controladores adaptativos implícitos ou diretos, os parâmetros do controlador são obtidos diretamente da estimação recursiva e os parâmetros do sistema não são identificados explicitamente. Uma aplicação desta técnica a sistemas de potência é apresentada em [21].

Nesta seção serão brevemente apresentadas algumas técnicas mais comumente utilizadas no projeto de controladores adaptativos auto-ajustáveis.

2.5.1 Controlador de Variância Mínima

Neste tipo de controlador, o objetivo é minimizar a variância de um sistema sujeito a uma perturbação estocástica. Para determinar um controlador de variância mínima é necessário que o polinômio B tenha apenas raízes estáveis, isto é, seja de fase mínima. A solução neste caso é bastante simples e será mostrada a seguir [34].

A equação (2.6) que representa o processo pode ser reescrita como:

$$y(t) = q^{-k} \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(t) + \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})} e(t) \quad (2.32)$$

Se considerarmos k passos a frente do tempo atual t , temos:

$$y(t+k) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})}u(t) + \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})}e(t+k) \quad (2.33)$$

A componente relativa ao sinal de ruído $e(t+k)$ pode ser separada em duas partes, a primeira sendo os valores de ruído futuros e a segunda, os valores passados até o presente. Isto é feito através da decomposição de $\frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})}$ como segue:

$$\frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})}e(t+k) = F(q^{-1})e(t+k) + \frac{G(q^{-1})}{A(q^{-1})}e(t) \quad (2.34)$$

onde o polinômio F tem ordem $k-1$.

O termo relativo aos valores passados de ruído pode ser reescrito a partir da equação que descreve o sistema (2.6):

$$\frac{G(q^{-1})}{A(q^{-1})}e(t) = \frac{G(q^{-1})}{C(q^{-1})}y(t) - q^{-k} \frac{G(q^{-1})B(q^{-1})}{C(q^{-1})A(q^{-1})}u(t) \quad (2.35)$$

Desta forma, com auxílio das equações acima, obtém-se a equação preditiva que descreve o processo como:

$$y(t+k) = \frac{1}{C(q^{-1})}[B(q^{-1})F(q^{-1})u(t) + G(q^{-1})y(t)] + F(q^{-1})e(t+k) \quad (2.36)$$

Portanto, se o objetivo do controlador é minimizar a variância da saída $y(t+k)$, o sinal de controle $u(t)$ deve anular o primeiro termo da equação (2.36), sendo que o segundo termo não pode ser modificado, pois é um sinal de ruído.

Desta forma, o controlador de variância mínima é dado por:

$$B(q^{-1})F(q^{-1})u(t) + G(q^{-1})y(t) = 0 \quad (2.37)$$

Nota-se então que todos os zeros do processo são cancelados através da lei de controle. É necessário então, para o emprego desta técnica, que os processos em questão tenha todos os zeros estáveis. Isto pode ser um problema no seu emprego em Sistemas de Potência. Além disso, esta técnica está fortemente ligada ao conhecimento do atraso de transporte do sistema.

2.5.2 Controle de Variância Mínima Generalizada

Este controlador foi desenvolvido a fim de contornar os problemas apresentados pelo controlador de variância mínima. Ele é formulado da mesma maneira que o anterior, isto é, o modelo do processo também é representado pela equação (2.32) [35,36]:

$$y(t) = q^{-k} \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(t) + \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})} e(t) \quad (2.38)$$

No entanto, ao invés de minimizar a variância da saída, este controlador visa minimizar a seguinte função, já apresentada na forma preditiva:

$$\Psi(t+k) = Py(t+k) + Qu(t) - Rr(t) \quad (2.39)$$

O polinômio P dá uma ponderação do sinal de saída assim como o polinômio Q o faz para o sinal de entrada. O polinômio R é introduzido para que o sinal de referência seja incluído.

Um desenvolvimento análogo ao da seção anterior pode ser desenvolvido aqui também para a obtenção do controlador de variância mínima generalizada, e resulta em:

$$Hu(t) + Gy(t) + Er(t-k) = 0 \quad (2.40)$$

com $H = BF + QC$ e $E = -RC$.

Os polinômios são definidos como:

$$\frac{PC}{A} = F + q^{-k} \frac{G}{A} \quad (2.41)$$

Desta forma pode-se notar que o controlador não cancela os pólos do sistema, eliminando assim os problemas com os sistemas de fase não-mínima. Porém, continua sendo necessário o conhecimento do atraso de transporte do sistema.

2.5.3 Controle por Posicionamento de Pólos

O posicionamento de pólos é um método de controle explícito bastante simples. A idéia principal é encontrar uma lei de controle que faça com que os pólos do sistema em malha fechada sejam colocados em uma determinada posição.

Seja o sistema descrito por [10]:

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-k}B(q^{-1})u(t) \quad (2.42)$$

com

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1q^{-1} + a_2q^{-2} + \dots + a_{n_a}q^{-n_a} \\ B(q^{-1}) &= b_0 + b_1q^{-1} + b_2q^{-2} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b} \end{aligned} \quad (2.43)$$

onde os polinômios $A(q^{-1})$ e $B(q^{-1})$ são obtidos através de algum método de identificação recursiva, sendo que u é a variável de controle e y é a saída medida.

O sinal de controle $u(t)$ é dado por:

$$u(t) = \frac{G}{F}[r(t) - y(t)] \quad (2.44)$$

com

$$\begin{aligned} F(q^{-1}) &= 1 + f_1q^{-1} + f_2q^{-2} + \dots + f_{n_f}q^{-n_f} \\ G(q^{-1}) &= g_0 + g_1q^{-1} + g_2q^{-2} + \dots + g_{n_g}q^{-n_g} \end{aligned} \quad (2.45)$$

onde $r(t)$ é o sinal de referência.

A saída do sistema é dada por:

$$y(t) = \frac{q^{-k}BF}{AF + q^{-k}BG}r(t) \quad (2.46)$$

O problema consiste então em achar os polinômios F e G de forma que os pólos de malha fechada estejam nas posições determinadas no plano complexo, dadas pelas raízes do polinômio T .

$$AF + q^{-k}BG = T \quad (2.47)$$

O polinômio característico do sistema em malha fechada $T(q^{-1})$ é dado por:

$$T(q^{-1}) = 1 + t_1q^{-1} + t_2q^{-2} + \dots + t_{n_a}q^{-n_a} + \dots + t_{n_t}q^{-n_t} \quad (2.48)$$

Em [5] é mostrado que as ordens dos polinômios F e G para uma realização mínima do controlador são dadas por:

$$\begin{aligned} n_g &= n_a - 1 \\ n_f &= n_b + k - 1 \end{aligned} \quad (2.49)$$

Isto implica que $n_t = n_a + n_b + k - 1$. Geralmente k é assumido como sendo igual a 1. Assim sendo, o sistema em malha fechada possui n_b pólos a mais do que em malha aberta.

O polinômio T pode ser fatorado como:

$$T = T_d T_o \quad (2.50)$$

onde T_d , de grau n_a , representa o polinômio cujas raízes são os pólos desejados de malha fechada e T_o , de grau n_b , é o polinômio observador, cujas raízes devem ser igualmente especificadas como parâmetro de projeto. Uma escolha natural para este polinômio é $T_o = 1$, que aloca todos os pólos no centro do plano Z . Esta escolha é conhecida como *dead beat*. Assim, os coeficientes t_{n_a+1} a t_{n_t} na equação (2.48) serão nulos. Em malha fechada haverá n_b pólos na origem. Outras escolhas para este polinômio são apresentadas em [8].

Para se obter os parâmetros do controlador que posiciona os pólos nas posições desejadas deve-se resolver a equação (2.47), conhecida como *equação diofantina*. A solução é obtida através da resolução de um sistema linear resultante da igualdade dos coeficientes de mesma potência do operador q , onde as incógnitas são os coeficientes dos polinômios F e G :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & b_0 & 0 & \cdots & 0 \\ a_1 & 1 & \cdots & 0 & b_1 & b_0 & \cdots & 0 \\ a_2 & a_1 & \cdots & 0 & b_2 & b_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & a_2 & \cdots & \vdots & \vdots & b_2 & \cdots & \vdots \\ a_{n_a-1} & \vdots & \cdots & 0 & b_{n_b} & \vdots & \cdots & 0 \\ a_{n_a} & a_{n_a-1} & \cdots & 1 & 0 & b_{n_b} & \cdots & b_0 \\ \vdots & a_{n_a} & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & a_{n_a} & 0 & 0 & \cdots & b_{n_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_{n_f} \\ g_0 \\ g_1 \\ \vdots \\ g_{n_g} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_1 - a_1 \\ t_2 - a_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ t_{n_a} - a_{n_a} \\ \vdots \\ \vdots \\ t_{n_t} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

ou

$$MZ = L \quad (2.52)$$

onde M é a matriz cujos elementos são os parâmetros do sistema, L é o vetor formado pelos coeficientes do polinômio desejado em malha fechada e Z é o vetor formado pelos parâmetros do controlador.

A cada período de amostragem, os $f_i (i = 1, \dots, n_f)$ e os $g_i (i = 0, \dots, n_g)$ podem ser

calculados como:

$$Z = M^{-1}L \quad (2.53)$$

e a lei de controle $u(t)$ pode ser calculada como:

$$u(t) = \begin{bmatrix} -u(t-1) & \cdots & -u(t-n_b-1) & -y(t) & \cdots & -y(t-n_a-1) \end{bmatrix} Z \quad (2.54)$$

ou

$$u(t) = x^T(t)Z \quad (2.55)$$

Uma dificuldade que este método pode apresentar é a especificação do polinômio desejado de malha fechada T . Este polinômio deve ser cuidadosamente escolhido para que o sistema realimentado apresente exatamente a dinâmica necessária. Uma escolha adequada para o controle de sistemas de potência pode ser dada pelo deslocamento radial de pólos, onde o polinômio T é dado pelo polinômio das raízes de malha aberta deslocadas radialmente em direção ao centro do círculo unitário do plano Z , por um determinado fator [10]. Esta escolha será detalhada no capítulo seguinte. Vale ressaltar que nesta estratégia de controle são escolhidos apenas a posição dos pólos de malha fechada, sendo que a posição dos zeros é indiferente.

Dentre as vantagens do emprego deste método pode-se citar a independência quanto ao conhecimento do atraso de transporte k . Para isso, basta que n_b seja escolhido de forma a acomodar possíveis termos iniciais nulos.

No próximo capítulo este método será mais amplamente apresentado, haja vista que foi o método escolhido para a implementação deste trabalho devido à comprovada simplicidade e eficácia de seu emprego no controle de sistemas de potência [5,6,7,8,9,10,14,21,22].

Um algoritmo da estratégia de controle por posicionamento de pólos é mostrado a seguir.

2.5.3.1 Algoritmo do Controle por Posicionamento de Pólos

1. No instante $t = nT_s$ medir $y(t)$, e com os polinômios F e G da iteração $t-1$, calcular $u(t)$ com os valores de u e y mais recentes, usando:

$$u(t) = x^T(t)Z$$

Aplicar $u(t)$ no sistema.

2. Calcular o polinômio T_d , usando:

$$T_d(q) = \alpha^{n_a} A(\alpha^{-1}q) = q^{n_a} + \alpha a_1 q^{n_a-1} + \alpha^2 a_2 q^{n_a-2} + \dots + \alpha^{n_a} a_{n_a}$$

3. Resolver a equação diofantina (2.47), representada pelo sistema linear mostrado na equação (2.51), obtendo o vetor Z e os coeficientes dos polinômios F e G .

4. Aguardar o próximo período de amostragem e voltar ao passo 1.

2.5.4 Controle Preditivo Generalizado

Este método de controle prevê prováveis mudanças na saída do sistema, através do conhecimento atual do processo e das ações futuras de controle, que são determinadas pela otimização de um funcional [8].

Seja o processo descrito por um modelo CARMA (*Controlled Auto Regressive and Moving Average*), dado por:

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t-k) + C(q^{-1})e(t) \quad (2.56)$$

com:

$$\begin{aligned} A(q^{-1}) &= 1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2} + \dots + a_{n_a} q^{-n_a} \\ B(q^{-1}) &= b_0 + b_1 q^{-1} + b_2 q^{-2} + \dots + b_{n_b} q^{-n_b} \\ C(q^{-1}) &= 1 + c_1 q^{-1} + c_2 q^{-2} + \dots + c_{n_c} q^{-n_c} \end{aligned} \quad (2.57)$$

A função custo a ser minimizada pode ser definida por:

$$J(u, t) = E \left\{ \sum_{i=N_1}^{N_2} [y(t+i) - r(t+i)]^2 + \sum_{k=1}^{N_2} \rho(t+i-1) [u(t+i-1)]^2 \right\} \quad (2.58)$$

Os sinais $u(t)$, $y(t)$ e $r(t)$ são os sinais de entrada, saída e referência do processo, respectivamente. N_1 e N_2 representam o horizonte inicial e final de custo de predição e $\rho(t)$ representa uma seqüência de ponderações sobre ações futuras.

A função custo dada por (2.58) inclui um somatório de predições de y , que podem ser separadas em predições de “resposta livre”, que independem de entradas futuras de controle, e predições de “resposta forçada”, que dependem de entradas futuras de controle. Esta separação tem a função de facilitar a minimização de (2.58).

Define-se o vetor f , de dimensão $N_2 - N_1 - 1$, composto das previsões de resposta livre, como:

$$f = \left[\hat{y}_1(t + N_1/t) \quad \hat{y}_1(t + N_1 + 1/t) \quad \cdots \quad \hat{y}_1(t + N_2/t) \right]^T \quad (2.59)$$

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 $\{e(t + k) = 0, k > 0\}$.

O vetor de seqüências futuras de u , de dimensão N_u é definido por:

$$u = \left[u(t) \quad u(t + 1) \quad \cdots \quad u(t + N_u - 1) \right]^T \quad (2.60)$$

e o vetor das previsões das saídas:

$$\hat{y} = \left[\hat{y}(t + N_1) \quad \hat{y}(t + N_1 + 1) \quad \cdots \quad \hat{y}(t + N_2) \right]^T \quad (2.61)$$

Usando estes vetores, as previsões podem ser representadas por:

$$y = Gu + f \quad (2.62)$$

onde:

$$G = \begin{bmatrix} g_{N_1} & g_{N_1-1} & \cdots & 0 \\ g_{N_1+1} & g_{N_1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ g_{N_2-1} & g_{N_2-2} & \cdots & g_{N_2-N_u} \\ g_{N_2} & g_{N_2-1} & \cdots & g_{N_2-N_u+1} \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

O termo Gu na equação (2.62) corresponde às previsões da resposta forçada. Os elementos g_i da matriz G , são pontos da resposta ao degrau do processo e podem ser obtidos recursivamente do modelo, equação (2.56), com ruído nulo e controle unitário. Também as componentes do vetor f podem ser obtidas desta mesma equação, considerando-se ruído e ações futuras nulas.

A minimização quadrática da equação (2.58) torna-se então um problema de álgebra linear, com:

$$J = \hat{y}^T \hat{y} + \rho u^T u \quad (2.64)$$

e a solução ótima do vetor de controle futuro é dada por:

$$u = -(G^T G + \rho I)^{-1} G^T f \quad (2.65)$$

A matriz a ser invertida na equação (2.65) é de ordem $N_u \times N_u$, onde N_u é geralmente um valor baixo.

Vale salientar que apenas o primeiro elemento de u é realmente aplicado a cada intervalo de amostragem.

2.6 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os conceitos básicos da teoria de controle adaptativo auto-ajustável.

Um controlador adaptativo auto-ajustável é aquele que tem a habilidade de automaticamente ajustar seus parâmetros de maneira a garantir as especificações de malha fechada, de maneira contínua no tempo.

O controle adaptativo auto-ajustável explícito é dividido em duas etapas: identificação recursiva dos parâmetros e cálculo dos parâmetros do controle. Estas duas etapas são analisadas separadamente e acontecem de maneira seqüencial a cada período de amostragem, com base no *princípio da equivalência certa*, de acordo com o qual os parâmetros estimados são encarados como se fossem os parâmetros verdadeiros, para fins de projeto do controlador.

Os principais métodos de identificação recursiva e técnicas de controle foram brevemente discutidos aqui. No próximo capítulo, as técnicas de identificação e controle escolhidas para implementação deste trabalho serão mais amplamente discutidas e os detalhes implementacionais serão abordados.

Capítulo 3

Técnicas de Controle Adaptativo Aplicadas a Sistemas de Potência

3.1 Introdução

Os estabilizadores de sistemas de potência são dispositivos utilizados na indústria de energia elétrica com o objetivo de aumentar as margens de estabilidade dinâmica dos sistemas de potência, através do fornecimento de torque de amortecimento aos geradores. Estes dispositivos vêm sendo estudados e aplicados na prática há longa data, e têm sido objeto de inúmeras pesquisas [29,30,31].

A estrutura fixa convencional destes controladores garante uma boa performance do sistema em determinada condição de operação, dita condição nominal, para a qual o sistema foi linearizado. Na indústria, os parâmetros destes controladores até então vêm sendo ajustados através de ferramentas clássicas de controle linear, tais como lugar geométrico das raízes e métodos freqüenciais.

Acontece entretanto, que o sistema pode vir a operar em condições bastante diferentes daquelas para as quais os controladores foram sintetizados. Pode acontecer então que os estabilizadores de parâmetros fixos não forneçam o amortecimento desejado em uma condição não usual de operação. Nestes casos, é possível que estabilizadores de sistemas de potência adaptativos tenham um desempenho melhor. Porém, vale ressaltar que esta não é a única alternativa, várias outras técnicas vêm sendo estudadas e apresentadas na literatura a fim de contornar este problema.

O objetivo deste capítulo é apresentar os principais aspectos da implementação de estabilizadores de sistemas de potência adaptativos. Serão apresentados o método de posicionamento parcial de pólos e o algoritmo de auto-procura do fator de redução α para

posicionamento de pólos. Ainda neste capítulo, será proposto o algoritmo de auto-procura de α para posicionamento parcial de pólos.

3.2 Identificação do Sistema

Nesta seção serão discutidos os principais aspectos envolvidos na identificação de um sistema de potência. Embora o método dos mínimos quadrados recursivo ordinário venha sendo usado com sucesso em aplicações a sistemas de potência, sabe-se que este método apresenta resultados polarizados quando o sistema é perturbado por um ruído que não é branco. Além disso, espera-se que em aplicações em sistemas multimáquinas haja uma maior polarização das estimativas dos parâmetros, devido a existência de maior fonte de ruído. Nestes sistemas de grande porte, há uma maior influência de um “ruído não modelado”, devido à dinâmica não modelada [6].

Uma técnica que visa contornar o problema da polarização das estimativas é denominada mínimos quadrados recursivo estendido, e é uma extensão da técnica dos mínimos quadrados apresentada no capítulo anterior. Nesta técnica os parâmetros do filtro linear, apresentado na Figura 2-3, também são estimados. Desta forma, pode-se dizer que o uso do método dos mínimos quadrados recursivo estendido melhora a estimativa dos parâmetros dos polinômios A e B do modelo representado na equação (3.1).

A técnica de estimação recursiva de parâmetros por mínimos quadrados recursivo estendido será apresentada aqui, juntamente com os detalhes relevantes de sua implementação.

3.2.1 O Modelo do Sistema

O sistema é modelado como sendo um modelo entrada/saída discreto, com a adição de um sinal de perturbação do tipo ruído colorido, ou seja, um ruído de espectro não-uniforme, conforme apresentado na equação (3.1).

$$A(q^{-1})y(t) = q^{-1}B(q^{-1})u(t) + C(q^{-1})e(t) \quad (3.1)$$

Sendo T_s o período de amostragem, e $u(t)$ e $y(t)$ a entrada e a saída do sistema, respectivamente, no instante $t = kT_s$, onde k é um inteiro. O sinal $e(t)$ é um ruído branco e os polinômios A , B e C são dados pela equação (2.57).

Quando o sistema está sujeito a uma perturbação do tipo ruído colorido, como o modelo em (3.1), o algoritmo dos mínimos quadrados recursivo ordinário, apresentado na seção 2.2, pode chegar a resultados tendenciosos. Neste caso, uma alternativa bastante

comum é o uso do Método dos mínimos quadrados recursivo estendido, apresentado na próxima seção.

3.2.2 O Método dos Mínimos Quadrados Recursivo Estendido

Seja um modelo matemático descrito como em (3.1). A saída do sistema no instante $t = kT_s$ é dada por:

$$y(t) = -a_1y(t-1) - a_2y(t-2) - \dots - a_{n_a}y(t-n_a) + \quad (3.2)$$

$$b_0u(t-1) + b_1u(t-2) + \dots + b_{n_b}u(t-1-n_b) +$$

$$e(t) + c_1e(t-1) + \dots + c_{n_c}e(t-n_c)$$

Este modelo pode ser aproximado por:

$$y(t) = \varphi(t)\theta \quad (3.3)$$

onde θ é o vetor de parâmetros desconhecidos e $\varphi(t)$ é o vetor de regressores definidos como:

$$\varphi^T(t) = \left[\varphi_1(t) \quad \varphi_2(t) \quad \dots \quad \varphi_n(t) \right] \quad (3.4)$$

$$\theta^T = \left[\theta_1 \quad \theta_2 \quad \dots \quad \theta_n \right] \quad (3.5)$$

A seguinte associação pode então ser feita:

$$\theta^T = \left[a_1 \quad \dots \quad a_{n_a} \quad b_0 \quad b_1 \quad \dots \quad b_{n_b} \quad c_1 \quad \dots \quad c_{n_c} \right] \quad (3.6)$$

$$\varphi^T(t) = \left[-y(t-1) \quad \dots \quad -y(t-n_a) \quad u(t-1) \quad \dots \quad u(t-1-n_b) \quad e(t) \quad \dots \quad e(t-n_c) \right] \quad (3.7)$$

É importante notar que no vetor de regressores $\varphi(t)$ são usadas além das medições da entrada e da saída, as medições da perturbação. Na maioria dos casos estas não são acessíveis nem mensuráveis. Para contornar este problema, toma-se o erro de predição da iteração i como uma aproximação dos valores de $e(i)$:

$$e(i) = y(i) - \hat{y}(i) = y(i) - \varphi^T(i)\hat{\theta}(i) \quad (3.8)$$

onde $\hat{\theta}(i)$ é a estimativa do vetor de parâmetros θ para o instante i . Estas estimativas são obtidas recursivamente através do Teorema 2.2.

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)(y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)) \quad (3.9)$$

$$K(t) = P(t)\varphi(t) = P(t-1)\varphi(t)(I + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t))^{-1} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned} P(t) &= P(t-1) - P(t-1)\varphi(t)(I + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t))^{-1}\varphi^T(t)P(t-1) \\ &= (I - K(t)\varphi^T(t))\frac{P(t-1)}{\lambda} \end{aligned} \quad (3.11)$$

onde I é uma matriz identidade e λ é o fator de esquecimento, que pode assumir um valor do intervalo $(0,1]$.

Caso n_c seja escolhido como sendo igual a zero, o modelo volta a ser o do método dos mínimos quadrados recursivo ordinário, podendo este então ser considerado um caso particular do método estendido.

Um algoritmo de estimação paramétrica usando o método dos mínimos quadrados recursivo estendido pode ser sumarizado nos passos mostrados em seguida.

3.2.2.1 Algoritmo de Identificação por Mínimos Quadrados Recursivo Estendido

1. No instante $t = nT_s$, medir $y(t)$ e formar o vetor $\varphi(t)$, com as medidas de u , y e e mais recentes.
2. Calcular o vetor de ganhos $K(t)$, usando:

$$K(t) = P(t-1)\varphi(t)(I + \varphi^T(t)P(t-1)\varphi(t))^{-1}$$

3. Calcular o vetor de parâmetros estimados, usando:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + K(t)(y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1))$$

4. Calcular o erro de predição $e(t)$, usando:

$$e(t) = y(t) - \varphi^T(t)\hat{\theta}(t-1)$$

5. Calcular a matriz de covariância $P(t)$, usando:

$$P(t) = (I - K(t)\varphi^T(t))\frac{P(t-1)}{\lambda}$$

6. Aguardar o próximo período de amostragem e voltar ao passo 1.

3.3 Estratégia de Controle

Nesta seção serão discutidos os principais aspectos da estratégia de controle selecionada para implementação deste trabalho, o posicionamento de pólos. Esta técnica é bastante utilizada em síntese de controladores de sistemas de potência [5,6,7,8,9,10,14,21,22], devido a sua simplicidade e comprovada eficácia, e foi descrita na seção 2.3.4.

Seja a função de transferência pulsada do sistema a ser controlado:

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (3.12)$$

com

$$\begin{aligned} A(z) &= z^{n_a} + a_1 z^{n_a-1} + \dots + a_{n_a} \\ B(z) &= b_0 z^{n_b} + b_1 z^{n_b-1} + \dots + b_{n_b} \end{aligned} \quad (3.13)$$

A lei de controle usada pode ser descrita como:

$$u(t) = -\frac{G}{F}[r(t) - y(t)] \quad (3.14)$$

e o sistema em malha fechada é mostrado na Figura 3.1. Os polinômios $F(z)$ e $G(z)$ são definidos como segue:

$$\begin{aligned} F(z) &= z^{n_f} + f_1 z^{n_f-1} + \dots + f_{n_f} \\ G(z) &= g_0 z^{n_g} + g_1 z^{n_g-1} + \dots + g_{n_g} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Cabe ressaltar que neste capítulo, no qual são discutidos graus de polinômios e ordens de sistemas, optou-se por usar z ao invés do operador q^{-1} , como vinha sendo até então.

Uma dificuldade apresentada por esta técnica é a escolha dos pólos de malha fechada. Uma escolha conveniente para estes pólos em sistemas de potência, é o deslocamento radial de pólos de malha aberta em direção à origem do plano complexo, por um fator de deslocamento α pertencente ao intervalo de $[0,1]$. Este procedimento é justificado pelo fato da frequência de oscilação associada a estes modos ser mantida. Isto é uma vantagem pois o deslocamento desta frequência pode ocasionar a redução dos torques de sincronização do sistema. Além disso, a solução numérica da equação diofantina é simplificada. Na referência [5] é mostrado que se $\alpha < 1$, uma parcela k negativa é adicionada ao pólo do

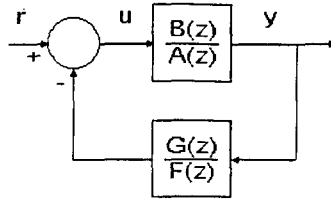


Figura 3.1: Diagrama de blocos da estrutura de controle

sistema contínuo, aumentando a faixa de estabilidade do sistema.

Nesta seção será apresentada uma escolha diferente para os pólos de malha fechada. Esta escolha consiste em deslocar apenas os pólos eletromecânicos fracamente amortecidos, conservando a posição daqueles pólos com amortecimento considerado razoável. Esta técnica é denominada posicionamento parcial de pólos. Com isto, pretende-se diminuir o esforço de controle, e não alargar muito a banda passante do sistema, diminuindo a sensibilidade do sistema a ruídos [6].

Será apresentada ainda, uma técnica de variação do fator de redução α , de forma que não seja necessária a escolha de um valor fixo para este fator. O algoritmo calcula um valor apropriado para α a cada intervalo de amostragem, segundo a condição de operação do sistema.

3.3.1 Posicionamento Parcial de Pólos

Após a estimação dos coeficientes dos polinômios A , B e C do modelo da equação (3.13) ter sido realizada, fatora-se o polinômio estimado do denominador A , em termos de primeira e segunda ordem, equivalentes aos pólos reais e complexos conjugados, respectivamente, do sistema. Com isso, pode-se calcular o amortecimento de cada pólo, separando aqueles que possuem um amortecimento menor do que o conveniente. Estes serão os pólos a serem deslocados pela lei de controle.

Desta forma, tem-se a fatoraçoão de A da seguinte maneira:

$$A = A_p A_f \quad (3.16)$$

com

$$A_p = a_{p1} z^{n_p} + a_{p2} z^{n_p-1} + \dots + a_{pn_p}$$

$$A_f = a_{f1} z^{n_{af}} + a_{f2} z^{n_{af}-1} + \dots + a_{fn_{af}}$$

onde A_f é o polinômio que contém os pólos que possuem amortecimento satisfatório e portanto permanecerão fixos, e A_p é o polinômio cujas raízes correspondem aos pólos que deverão ser reposicionados. Define-se, então:

$$\begin{aligned} \text{grau}(A_p) &= n_p \\ \text{grau}(A_f) &= n_{af} = n_a - n_p \end{aligned}$$

A lei de controle torna-se:

$$u(t) = -\frac{G}{F}y(t) = -\frac{G_R A_f}{F}y(t) \quad (3.17)$$

com

$$A = A_p A_f \quad (3.18)$$

$$G = G_R A_f \quad (3.19)$$

sendo que

$$G_R = g_{R_1} z^{n_{gR}} + g_{R_2} z^{n_{gR}-1} + \dots + g_{R_{n_{gR}}} \quad (3.20)$$

Em malha fechada tem-se:

$$\frac{Y}{R} = \frac{BF}{AF + BG} \quad (3.21)$$

A equação (3.21) torna-se:

$$\frac{Y}{R} = \frac{BF}{A_f(A_p F + BG_R)} \quad (3.22)$$

Da equação (3.22) tem-se que o polinômio característico de malha fechada é:

$$T = A_f(A_p F + BG_R) \quad (3.23)$$

onde nota-se que o polinômio de raízes fixas A_f faz parte do polinômio de raízes de malha fechada. O grau de T é dado por $n_t = n_a + n_b$.

Escolhendo-se o polinômio desejado de malha fechada como $T = A_f T_d$, tem-se:

$$T_d = A_d T_o \quad (3.24)$$

onde T_d tem grau $n_{t_d} = n_p + n_b$ e é dado por:

$$T_d = z^{n_{t_d}} + t_{d_1} z^{n_{t_d}-1} + t_{d_2} z^{n_{t_d}-2} + \dots + t_{d_{n_p}} z^{n_{t_d}-n_p} + \dots + t_{d_{n_{t_d}}} \quad (3.25)$$

e

$$A_d = a_{d_1} z^{n_p} + a_{d_2} z^{n_p-1} + \dots + a_{d_{n_p}} \quad (3.26)$$

O polinômio A_d representa A_p já reposicionado, e T_o representa o polinômio observador. Desta forma, chega-se a seguinte equação diofantina a ser resolvida:

$$A_p F + B G_R = T_o A_d \quad (3.27)$$

As raízes do polinômio observador T_o devem ser igualmente selecionadas. Novamente, pode-se escolher $T_o = 1$, alocando todos os pólos no centro do plano Z . Desta forma, em malha fechada haverá n_b pólos na origem. Os coeficientes $t_{d_{n_p+1}}$ a $t_{d_{n_{t_d}}}$ na equação (3.25) serão nulos.

Vale ressaltar que nesta formulação são deslocados apenas n_p pólos. Porém, o polinômio observador permanece sendo de grau n_b .

Pode-se fatorar A_p em termos de primeira e segunda ordem:

$$A_p = \prod_i A_{p_i} \prod_j A_{p_j} \quad (3.28)$$

O polinômio desejado A_d é formado pelas raízes do polinômio A_p , reposicionadas segundo algum critério. Neste trabalho optou-se por dois critérios distintos para o deslocamento de cada termo de segunda ordem, os quais serão apresentados na seqüência:

- Deslocamento na direção radial no sentido do centro do círculo unitário do plano Z , por um fator $\alpha < 1$ [8].

Para cada termo de segunda ordem A_{p_j} tem-se:

$$A_{d_j} = \alpha^2 A_{p_j} (\alpha^{-1} z) \quad (3.29)$$

- Deslocamento para uma posição onde $\xi \geq \xi_d$, porém mantendo a frequência natural não amortecida [7].

Para cada termo de segunda ordem A_{p_j} tem-se:

$$A_{d_j}(z) = z^2 + az + b \quad (3.30)$$

com:

$$\begin{aligned} a &= -2e^{-(\xi_d \omega_{n_j} T_s)} \cos(\omega_{n_j} \sqrt{1 - \xi_d^2} T_s) \\ b &= e^{-2(\xi_d \omega_{n_j} T_s)} \end{aligned}$$

onde ω_{n_j} é a frequência natural não amortecida das raízes de A_{p_j} , que será mantida, ξ_d é o amortecimento desejado para a nova posição dos pólos j e T_s é o período de amostragem. Desta forma, espera-se não aumentar a banda passante do sistema, conseqüentemente não aumentando a sensibilidade a ruídos e dinâmica não modelada.

É conveniente ressaltar que é bastante improvável que se tenha algum produto de primeira ordem cuja raiz possua amortecimento insuficiente, ou seja, algum pólo real instável, em aplicações em sistemas de potência. Porém, caso aconteça, o usual é rebater este pólo para dentro do círculo unitário, do plano Z [8].

Finalmente, tem-se que:

$$A_d = \prod_i A_{d_i} \prod_j A_{d_j} \quad (3.31)$$

Conforme mostrado no capítulo anterior a ordem dos polinômios F e G para uma realização mínima do controlador são dadas por:

$$\begin{aligned} n_g &= n_a - 1 \\ n_f &= n_b + k - 1 \end{aligned}$$

Mas, $G = G_R A_f$, então:

$$n_{g_R} = \text{grau}(G_R) = n_a - 1 - (n_a - n_p) = n_p - 1$$

Para se obter os parâmetros do controlador que posiciona os pólos nas posições desejadas deve-se resolver a equação (3.27), que pode ser chamada de *equação diofantina reduzida* [5]. O sistema de equações a ser resolvido é mostrado na equação (3.32) e possui

$n_a - n_p$ equações a menos que no caso de posicionamento completo de pólos.

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 & b_0 & 0 & \cdots & 0 \\ a_{p_1} & 1 & \cdots & 0 & b_1 & b_0 & \cdots & 0 \\ a_{p_2} & a_{p_1} & \cdots & 0 & b_2 & b_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & a_{p_2} & \cdots & \vdots & \vdots & b_2 & \cdots & \vdots \\ a_{p_{n_p-1}} & \vdots & \cdots & 0 & b_{n_b} & \vdots & \cdots & 0 \\ a_{p_{n_p}} & a_{p_{n_p-1}} & \cdots & 1 & 0 & b_{n_b} & \cdots & b_0 \\ \vdots & a_{p_{n_p}} & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & a_{p_{n_p}} & 0 & 0 & \cdots & b_{n_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_{n_f} \\ g_{R_0} \\ g_{R_1} \\ \vdots \\ g_{R_{n_{g_R}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_1 - a_{p_1} \\ t_2 - a_{p_2} \\ \vdots \\ \vdots \\ t_{n_p} - a_{p_{n_p}} \\ \vdots \\ \vdots \\ t_{n_t} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

ou

$$M_R Z_R = L_R \quad (3.33)$$

onde M_R é a matriz cujos elementos são os parâmetros do sistema, L_R é o vetor formado pelos coeficientes do polinômio desejado em malha fechada e Z_R é o vetor formado pelos parâmetros do controlador.

A cada período de amostragem, os $f_i (i = 1, \dots, n_f)$ e os $g_{R_i} (i = 0, \dots, n_{g_R})$ podem ser calculados como:

$$Z_R = M_R^{-1} L_R \quad (3.34)$$

onde Z_R é um vetor coluna de dimensão $n_f + n_{g_R} + 1 = n_f + n_p$.

Após resolução da equação diofantina reduzida, basta seguir a equação (3.19) para a obtenção do controlador completo.

Definindo o vetor Z' da seguinte forma:

$$Z' = \left[f_1 \quad \cdots \quad f_{n_f} \quad g_0 \quad \cdots \quad g_{n_g} \right]^T \quad (3.35)$$

A lei de controle $u(t)$ pode ser calculada como:

$$u(t) = \left[-u(t-1) \quad \cdots \quad -u(t-n_b-1) \quad -y(t) \quad \cdots \quad -y(t-n_a-1) \right] Z' \quad (3.36)$$

ou

$$u(t) = x^T(t) Z' \quad (3.37)$$

Um algoritmo de controle por posicionamento parcial de pólos é mostrado na seqüência.

3.3.1.1 Algoritmo do Controle por Posicionamento Parcial de Pólos

1. No instante $t = nT_s$, medir $y(t)$ e com os polinômios F e G da iteração $t - 1$ calcular $u(t)$ com os valores de u e y mais recentes, usando:

$$u(t) = x^T(t)Z'$$

Aplicar $u(t)$ no sistema.

2. Fatorar o polinômio A em termos de primeira e segunda ordem, calculando o amortecimento de cada par de pólos complexos conjugados.
3. Separar o polinômio A fatorado em A_p e A_f , segundo o critério de amortecimento mínimo. As raízes com $\xi < \xi_d$ formarão o polinômio A_p e as raízes com $\xi \geq \xi_d$ formarão o polinômio A_f .
4. Determinar o polinômio A_d , usando:

$$A_d = \prod_i A_{d_i} \prod_j A_{d_j}$$

onde os A_{d_j} são calculados seguindo um dos critérios apresentados nas equações (3.29) ou (3.30).

5. Resolver a *equação diofantina reduzida* (3.27), representada pelo sistema linear reduzido mostrado na equação (3.32), obtendo o vetor Z_R e os coeficientes dos polinômios F e G_R .
6. Obter o controlador completo, usando:

$$G = G_R A_f$$

7. Aguardar o próximo período de amostragem e voltar ao passo 1.

3.4 Auto-procura do Fator de Redução α

Na estratégia de controle por posicionamento de pólos, os pólos de malha fechada são escolhidos através do deslocamento dos pólos de malha aberta em direção à origem

do círculo unitário do domínio Z , por um fator constante pré-determinado, menor que a unidade. A escolha adequada deste fator pode não ser óbvia, por causa de sua dependência da condição de operação do sistema. Quando o sistema opera em regime permanente, este fator de redução α pode ser escolhido perto de zero, o que levaria os pólos para perto da origem do círculo unitário. Mas limites na variável de controle devem ser impostos, de maneira que a ação de controle esteja dentro dos limites de saturação para evitar a excitação de uma faixa de não-linearidades com possível ocorrência de ciclos limites ou outro efeito. Em condições de transitório, o fator de redução deve ser aumentado, de forma que a variável de controle não venha a bater nos limites de controle. Ou seja, o valor de α deve ser selecionado de forma que respeite a condição de operação do sistema.

O algoritmo de auto-procura do fator de redução α para posicionamento completo de pólos foi apresentado por [9] e será mostrado a seguir.

3.4.1 Auto-procura de α para Posicionamento Completo de Pólos

Este algoritmo foi desenvolvido baseado em dois conceitos importantes. O primeiro é que quanto mais se desloca os pólos em direção ao centro do círculo unitário, maior é a margem de estabilidade do sistema. O segundo é que quanto mais se desloca os pólos para o centro do círculo unitário, maior é o esforço de controle necessário. Porém, a variável de controle tem limites, e é desejável que ela permaneça dentro dos tais limites.

De forma a conseguir um comportamento em malha fechada ideal, o algoritmo de auto-procura do fator de redução α foi desenvolvido, baseado nos dois princípios acima mencionados.

O algoritmo pode ser formulado como segue.

Tem-se que:

$$u_{\min} \leq u \leq u_{\max}$$

onde u_{\min} e u_{\max} representam os limites inferior e superior do sinal de controle, respectivamente.

Uma função sensibilidade pode ser calculada através da equação (2.55) como:

$$\frac{\partial u}{\partial \alpha} = x^T \frac{\partial Z}{\partial \alpha} \quad (3.38)$$

Substituindo a equação (2.53) na equação (3.38), tem-se:

$$\frac{\partial u}{\partial \alpha} = x^T M^{-1} \frac{\partial L}{\partial \alpha} \quad (3.39)$$

$$= -x^T M^{-1} \left[a_1 \quad 2a_2\alpha \quad \dots \quad n_a a_{n_a} \alpha^{n_a-1} \right]^T \quad (3.40)$$

A margem de controle é definida como:

$$\Delta u = \begin{cases} u_{\max} - u & u \geq 0 \\ u - u_{\min} & u < 0 \end{cases} \quad (3.41)$$

A modificação do fator α será dada por:

$$\Delta \alpha = K \left(\frac{\partial u}{\partial \alpha} \right)^{-1} \Delta u = -K \left| \frac{\partial u}{\partial \alpha} \right|^{-1} \Delta u \quad (3.42)$$

onde K é uma constante positiva menor que 1, escolhida de forma a evitar variações excessivas em α .

O fator de redução variável $\alpha(t)$ é dado por:

$$\alpha(t) = \alpha(t-1) + \Delta \alpha \quad (3.43)$$

Este procedimento pode ser repetido a cada período de amostragem, até que o sinal de controle esteja dentro dos limites de controle.

Na referência [9] bons resultados são obtidos com apenas uma iteração, em aplicações a sistemas máquina barra-infinita. Neste trabalho constatou-se que para sistemas multimáquinas, apenas uma iteração não leva a resultados satisfatórios. Neste caso faz-se necessário que as iterações sejam repetidas até que seja achado um valor de α para o qual o sinal de controle esteja dentro de seus limites, ou bem próximo a eles. Em condição de falta, o número de iterações necessárias para que isto aconteça varia conforme a dimensão do sistema e do valor da constante K . Porém, devido ao avanço da tecnologia de microprocessadores, o esforço computacional não é obstáculo a aplicação da técnica. Mas, caso seja necessário, pode-se limitar o número máximo de iterações. Em regime permanente, apenas uma iteração é necessária.

O valor de α pode ser inicializado em qualquer valor dentro da faixa [0,1].

Um algoritmo de auto-procura do fator de redução α para posicionamento completo de pólos pode ser resumido nos passos mostrados em seguida.

3.4.1.1 Algoritmo de Auto-procura de α para Posicionamento Completo de Pólos

1. No instante $t = nT_s$, medir $y(t)$ e com os polinômios F e G da iteração $t - 1$ calcular $u(t)$ com os valores de u e y mais recentes, usando:

$$u(t) = x^T(t)Z$$

2. Calcular $\frac{\partial u}{\partial \alpha}$, usando:

$$\frac{\partial u}{\partial \alpha} = x^T M^{-1} \frac{\partial L}{\partial \alpha}$$

3. Calcular a margem de controle Δu .

4. Calcular $\Delta \alpha$, usando:

$$\Delta \alpha = -K \left| \frac{\partial u}{\partial \alpha} \right|^{-1} \Delta u$$

5. Calcular $\alpha(t)$, usando:

$$\alpha(t) = \alpha(t - 1) + \Delta \alpha$$

6. Incluir $u(t)$ no vetor de regressores φ e estimar $\hat{y}(t + 1)$, usando:

$$\hat{y} = \varphi \theta$$

7. Incluir $y(t + 1)$ no vetor $x^T(t + 1)$ e a partir de $\alpha(t)$, calcular $u(t + 1)$ usando:

$$u(t + 1) = x^T(t + 1)Z'$$

8. Testar $u(t + 1)$. Caso esteja fora dos limites de controle, voltar ao passo 3.

9. Aguardar o próximo período de amostragem e voltar ao passo 1.

3.4.2 Auto-procura de α para Posicionamento Parcial de Pólos

O algoritmo mostrado na seção anterior foi originalmente apresentado em [9] para o posicionamento completo de pólos.

Nesta seção será feita a extensão do método para a aplicação em posicionamento parcial de pólos.

Da mesma maneira que o algoritmo anterior, tem-se que:

$$u_{\min} \leq u \leq u_{\max}$$

Uma função sensibilidade pode ser calculada através da equação (3.37) como:

$$\frac{\partial u}{\partial \alpha} = x^T \frac{\partial Z'}{\partial \alpha} \quad (3.44)$$

Porém, é necessário relacionar Z' com Z_R , da seguinte maneira:

$$Z' = \mathcal{F}(Z_R) \quad (3.45)$$

Portanto, a equação (3.37) torna-se:

$$u(t) = x^T \mathcal{F}(Z_R) \quad (3.46)$$

Substituindo-se a equação (3.34) na equação (3.44), tem-se:

$$\frac{\partial u}{\partial \alpha} = x^T \frac{\partial \mathcal{F}(Z_R)}{\partial \alpha} = x^T \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial Z_R} \frac{\partial Z_R}{\partial \alpha} \quad (3.47)$$

Substituindo-se a equação (3.34) na equação (3.47), tem-se:

$$\frac{\partial u}{\partial \alpha} = -x^T \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial Z_R} M_R^{-1} \frac{\partial L_R}{\partial \alpha} \quad (3.48)$$

$$= -x^T \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial Z_R} M_R^{-1} \left[a_{d_1} \quad 2a_{d_2}\alpha \quad \dots \quad n_p a_{n_p} \alpha^{n_p-1} \right]^T \quad (3.49)$$

Os vetores Z' e Z_R podem ser colocados da seguinte forma:

$$\begin{aligned} Z_R &= \left[f_1 \quad \dots \quad f_{n_f} \quad g_{R_0} \quad \dots \quad g_{R_{n_g R}} \right]^T \\ Z_R &\triangleq \left[Z_{R_1} \quad \dots \quad Z_{R_{n_f}} \quad Z_{R_{n_f+1}} \quad \dots \quad Z_{R_{n_f+n_p}} \right]^T \end{aligned} \quad (3.50)$$

$$Z' = \mathcal{F}(Z_R) \triangleq \left[Z'_1 \quad \dots \quad Z'_{n_f} \quad Z'_{n_f+1} \quad \dots \quad Z'_{n_f+n_g+1} \right]^T \quad (3.51)$$

sendo que:

$$\begin{aligned}
 Z'_1 &= \mathcal{F}_1(Z_R) = Z_{R_1} \\
 &\vdots \\
 Z'_{n_f} &= \mathcal{F}_{n_f}(Z_R) = Z_{R_{n_f}} \\
 Z'_{n_f+1} &= \mathcal{F}_{n_f+1}(Z_R) = \sum_{m=0}^1 g_{R_m} a_{f_1-m} \\
 &\vdots \\
 Z'_{n_f+k} &= \mathcal{F}_{n_f+k}(Z_R) = \sum_{m=0}^k g_{R_m} a_{f_k-m} \\
 &\vdots \\
 Z'_{n_f+n_g+1} &= \mathcal{F}_{n_f+n_g+1}(Z_R) = \sum_{m=0}^{n_f+n_g+1} g_{R_m} a_{f_{n_f+n_g+1-m}}
 \end{aligned} \tag{3.52}$$

O termo $\frac{\partial \mathcal{F}}{\partial Z_R}$ da equação (3.49) pode ser descrito como:

$$\frac{\partial \mathcal{F}}{\partial Z_R} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \mathcal{F}_1}{\partial Z_{R_1}} & \cdots & \frac{\partial \mathcal{F}_1}{\partial Z_{R_{n_f+n_p}}} \\ \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial \mathcal{F}_{n_f+n_g+1}}{\partial Z_{R_1}} & \cdots & \frac{\partial \mathcal{F}_{n_f+n_g+1}}{\partial Z_{R_{n_f+n_p}}} \end{bmatrix} \tag{3.53}$$

Substituindo a equação (3.52) em (3.53), tem-se a matriz bloco diagonal:

$$\frac{\partial \mathcal{F}}{\partial Z_R} = \begin{bmatrix} I_{n_{a_f} \times n_{a_f}} & 0 \\ 0 & A_R \end{bmatrix} \tag{3.54}$$

onde $I_{n_{a_f} \times n_{a_f}}$ é uma matriz identidade de ordem n_{a_f} e:

$$A_R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ a_{f_1} & 1 & \cdots & 0 \\ a_{f_2} & a_{f_1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ a_{f_{n_{a_f}}} & a_{f_{n_{a_f}-1}} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \tag{3.55}$$

A margem de controle é definida como:

$$\Delta u = \begin{cases} u_{\max} - u & u \geq 0 \\ u - u_{\min} & u < 0 \end{cases} \quad (3.56)$$

A modificação do fator α será dada por:

$$\Delta \alpha = K \left(\frac{\partial u}{\partial \alpha} \right)^{-1} \Delta u = -K \left| \frac{\partial u}{\partial \alpha} \right|^{-1} \Delta u \quad (3.57)$$

onde K é uma constante positiva menor que 1, escolhida de forma a evitar variações excessivas em α .

O fator de redução variável $\alpha(t)$ é dado por:

$$\alpha(t) = \alpha(t-1) + \Delta \alpha \quad (3.58)$$

Da mesma forma que no algoritmo da seção anterior, este procedimento pode ser repetido a cada período de amostragem, até que o sinal de controle esteja dentro dos limites de controle.

Novamente constatou-se que apenas uma iteração não leva a resultados satisfatórios. Para sistemas multimáquinas, faz-se necessário que as iterações sejam repetidas até que seja achado um valor de α para o qual o sinal de controle esteja dentro de seus limites, em condições de falta. Em regime permanente, apenas uma iteração é necessária.

Um algoritmo de auto-procura do fator de redução α para posicionamento parcial de pólos é mostrado na seqüência.

3.4.2.1 Algoritmo de Auto-procura de α para Posicionamento Parcial de Pólos

1. No instante $t = nT_s$, medir $y(t)$ e com os polinômio F e G da iteração $t-1$ calcular $u(t)$ com os valores de u e y mais recentes, usando:

$$u(t) = x^T(t)Z'$$

2. Calcular $\frac{\partial \mathcal{F}}{\partial Z_R}$, usando:

$$\frac{\partial \mathcal{F}}{\partial Z_R} = \begin{bmatrix} I_{n_a f} x_{n_a f} & 0 \\ 0 & A_R \end{bmatrix}$$

3. Calcular $\frac{\partial u}{\partial \alpha}$, usando:

$$\frac{\partial u}{\partial \alpha} = -x^T \frac{\partial \mathcal{F}}{\partial Z_R} M_R^{-1} \frac{\partial L_R}{\partial \alpha}$$

4. Calcular a margem de controle Δu .

5. Calcular $\Delta \alpha$, usando:

$$\Delta \alpha = -K \left| \frac{\partial u}{\partial \alpha} \right|^{-1} \Delta u$$

6. Calcular $\alpha(t)$, usando:

$$\alpha(t) = \alpha(t-1) + \Delta \alpha$$

7. Incluir $u(t)$ no vetor de regressores φ e estimar $\hat{y}(t+1)$, usando:

$$\hat{y} = \varphi \theta$$

8. Incluir $y(t+1)$ no vetor $x^T(t+1)$ e a partir de $\alpha(t)$, calcular $u(t+1)$, usando:

$$u(t+1) = x^T(t+1)Z'$$

9. Testar $u(t+1)$. Caso esteja fora dos limites de controle, voltar ao passo 4.

10. Aguardar o próximo período de amostragem e voltar ao passo 1.

3.5 Conexão da Identificação e Controle

Se um estabilizador de sistemas de potência (ESP) adaptativo auto-ajustável é escolhido, a cada período de amostragem T_s o sinal de saída do filtro *wash-out* é medido e disponibilizado ao algoritmo de controle adaptativo auto-ajustável. Este sinal de entrada do ESP adaptativo pode ser escolhido como sendo velocidade, frequência, potência elétrica ou potência acelerante.

Um algoritmo de controle adaptativo auto-ajustável para sistemas de potência baseado em posicionamento de pólos pode ser conseguido através da estimação dos parâmetros de um modelo que representa o sistema, pelo método dos mínimos quadrados recursivo estendido. Com estes parâmetros, calcula-se os parâmetros do controlador, de forma a

mover os pólos de malha aberta para as posições especificadas no plano complexo, e assim garantir a dinâmica desejada para o sistema.

O algoritmo abaixo apresentado pode ser aplicado a cada instante de amostragem:

1. No instante $t = nT_s$, medir $y(t)$ e calcular $u(t)$ com os parâmetros do controlador obtidos no passo anterior, aplicando-o imediatamente.
2. Atualizar os parâmetros do modelo que representa o sistema, através do método dos mínimos quadrados recursivo ordinário ou estendido.
3. Calcular, pelo método de posicionamento completo ou parcial de pólos, os valores dos parâmetros do controlador.
4. Calcular o valor adequado de α , através do método de auto-procura do fator de redução.
5. Aguardar o próximo período de amostragem e voltar ao passo 1.

O sinal de controle calculado é limitado e adicionado a um sinal de ruído, necessário para garantir que o sistema seja permanentemente excitado, e então aplicado à entrada da máquina. Este sinal é mantido constante entre períodos de amostragem, o que o torna um sinal contínuo.

O sistema em malha fechada torna-se bastante complexo devido a inserção do estimador, que possui características fortemente não-lineares. A análise do sistema resultante da aplicação do controlador adaptativo auto-ajustável é então bastante difícil.

A estimação paramétrica, o projeto do controlador e sua implementação foram discutidas em separado nas seções anteriores. Ocorre porém que em um controlador adaptativo há uma forte interação entre estas partes. A performance do sistema em malha fechada pode alterar a frequência dos sinais de entrada e saída, podendo prejudicar a identificação dos parâmetros.

Porém, resultados experimentais têm mostrado a eficácia do emprego da técnica em sistemas de potência e uma boa interação entre identificação e controle.

Na referência [6] mostra-se que quanto menor é o deslocamento dos pólos, melhor será a identificação. Desta forma, espera-se que o posicionamento parcial de pólos apresente melhor condição de identificação em relação ao posicionamento completo de pólos.

3.6 Aspectos Práticos e Implementação

Nesta seção serão discutidos alguns aspectos básicos para a implementação prática do algoritmo de controle adaptativo auto-ajustável para síntese de estabilizadores de sistemas

de potência baseados em posicionamento de pólos.

3.6.1 Geração do Sinal PRBS

O sistema a ser identificado deve ser persistentemente excitado, de forma a garantir a correta identificação dos parâmetros do modelo que o representa. Desta forma, faz-se necessário a adição de um ruído à entrada do sistema, para que mesmo em condições estacionárias de operação, onde o sinal de entrada é constante, haja condições adequadas para a identificação. Este ruído deve ter um espectro de frequências de forma a excitar os modos de interesse do sistema.

A utilização de um sinal de Sequência Binária Pseudo-Aleatória (PRBS) para fins de identificação tem sido bastante pesquisada, e em particular, em sistemas de potência [10]. Aqui será mostrado o algoritmo de uma sequência particular, e alguns detalhes serão discutidos.

Um PRBS é um sinal discreto que pode assumir apenas dois valores, $+b$ ou $-b$. Estes valores podem ser mudados apenas a cada período de amostragem T_s , e esta mudança ocorre de maneira determinística pseudo-aleatória. A sequência gerada é periódica com o período dado por NT_s , mas com período suficientemente grande para que seja considerado aleatório. Uma sequência mais comumente utilizada é a chamada de sequência de comprimento máximo, cujo comprimento é dado por $N = 2^n - 1$, onde n é o número de bits do *registrador de deslocamento* utilizado para gerar a sequência [10].

Neste trabalho, foi utilizado um registrador de deslocamento com 7 bits. O espectro de frequências do sinal é aproximadamente plano na faixa de frequências $[f_{\min}, f_{\max}]$, onde:

$$f_{\min} = \frac{1}{NT_s}$$

$$f_{\max} = \frac{1}{3T_s}$$

Para um valor de $T_s = 100ms$, adequado para aplicações em sistemas de potência, tem-se que a faixa de frequências deste sinal fica entre $[0,0787; 3,333]$ Hz. Como as oscilações eletromecânicas têm uma faixa de frequência de 0,2 a 2,5 Hz, este sinal é bastante aplicável.

O registrador de deslocamento parte de uma condição inicial, e seu funcionamento é ilustrado na Figura 3.2. A seguinte associação é feita: o bit 1 corresponde a $+b$ e o bit 0 corresponde a $-b$, sendo que o valor $\frac{b}{N}$ deve ser subtraído do sinal resultante. Um compromisso deve ser conseguido para a correta escolha do valor de b : ser grande o suficiente para excitar o sistema corretamente, porém sem comprometer a regulação do

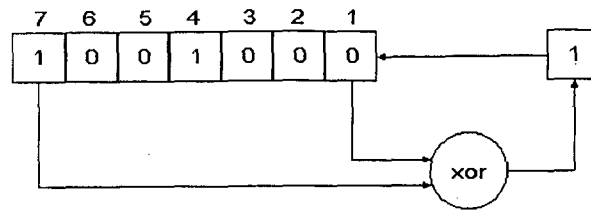


Figura 3.2: Registrador de deslocamento de 7 bits

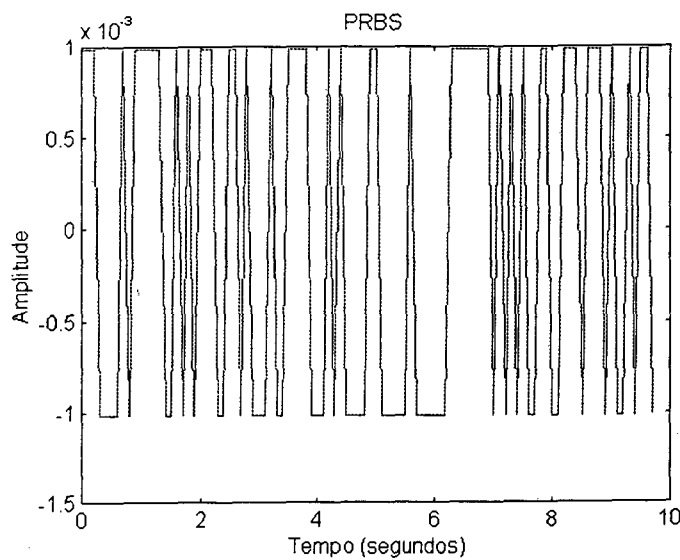


Figura 3.3: Sinal PRBS gerado por um registrador de deslocamento

sistema. Um valor usual de b para aplicações em sistemas de potência é 0,001. Na Figura 3.3 é mostrado o gráfico de um sinal PRBS gerado por um registrador de deslocamento de 7 bits, com um período de amostragem de 100ms e $b = 0,001$.

3.6.2 Modelagem do Sistema

Para a síntese de estabilizadores de sistemas de potência adaptativos auto-ajustáveis, o sistema de potência é modelado por uma função de transferência discreta. O modelo do sistema é dado por:

$$y(z) = \frac{B(z)}{A(z)}u(z) \quad (3.59)$$

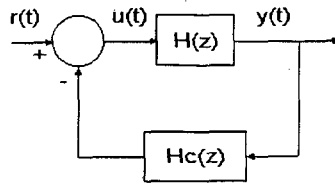


Figura 3.4: Esquema de Controle

ou

$$y(z) = H(z)u(z) \quad (3.60)$$

com

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} \quad (3.61)$$

O sistema de potência é considerado uma caixa preta, cuja função de transferência é dada pela equação (3.59). Desta maneira, o problema é colocado da maneira clássica, onde tem-se a função de transferência $H(z)$ e um controlador $H_c(z)$ é colocado na malha de realimentação, conforme a Figura 3.4.

A resposta do sistema é influenciada pelos diversos modos do sistema, mas apenas alguns têm contribuição significativa, podendo o sistema então ser representado por um modelo de baixa ordem, caracterizado pelos modos dominantes.

A função de transferência cujos parâmetros devem ser identificados é $H(z)$. Para a modelagem do sistema, as ordens n_a e n_b dos polinômios A e B , respectivamente, devem ser escolhidas. Caso o método dos mínimos quadrados recursivo estendido seja utilizado, a ordem n_c do polinômio C também deve ser escolhida.

O objetivo do ESP é fornecer amortecimento às oscilações eletromecânicas pouco amortecidas, dominantes na resposta do sistema, caracterizadas por pares de pólos complexos conjugados com baixo amortecimento.

Desta maneira, n_a deve ser grande o suficiente para acomodar um par de pólos complexos conjugados, que representem esta característica oscilatória. O sistema pode ser representado então por um modelo de terceira ordem ($n_a = 3$), com um par de pólos complexos conjugados com amortecimento baixo ou negativo, caracterizando os modos de oscilação eletromecânicas, e um pólo real, com módulo menor que 1, representando a

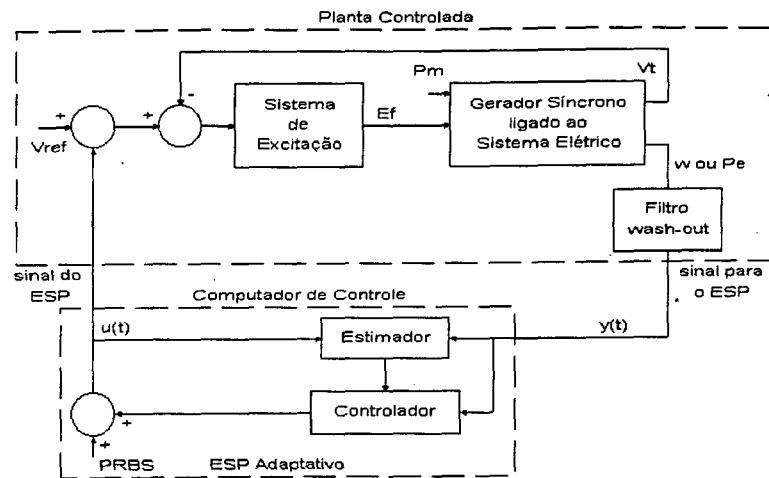


Figura 3.5: Implementação do ESP Adaptativo

dinâmica do restante do sistema.

Caso seja necessário representar os modos de oscilação interárea, um par de pólos complexo conjugados extra pode ser adicionado. Assim, $n_a = 5$.

Modelos de ordem mais elevada podem chegar a resultados mais fiéis, porém podem trazer outros problemas, como por exemplo, dificuldades na estratégia de controle. A ordem do controlador é definida a partir da ordem do modelo que representa o sistema. No posicionamento de pólos é necessário inverter uma matriz, cuja ordem depende do número de parâmetros do sistema. O aumento do número de parâmetros pode aumentar o tempo gasto na solução das operações matemáticas. Na escolha da ordem do modelo deve haver um compromisso entre a precisão da representação do sistema e o tempo de processamento.

Resultados satisfatórios têm sido alcançados com modelos de terceira ordem e estratégia de controle por posicionamento de pólos [10].

Na Figura 3.5 é mostrado um diagrama de blocos representando a implementação do estabilizador de sistemas de potência adaptativo auto-ajustável.

3.6.3 Inicialização do Algoritmo

O desempenho do controlador adaptativo é bastante sensível à escolha dos valores das diversas variáveis envolvidas em seu algoritmo. Alguns destes valores são determinados de maneira empírica. São conhecidos valores típicos para aplicações em sistemas de potência, usados em diversos trabalhos na área. Outros valores são ajustados através de *tentativa e*

erro, onde os melhores valores são escolhidos com auxílio de simulações. Algumas destas variáveis serão brevemente apresentadas.

Há várias maneiras de inicializar o algoritmo de estimação, dependendo do conhecimento que se tem *a priori* do sistema. Como na maioria dos casos, não se dispõe deste conhecimento, o vetor de parâmetros θ deve ser inicializado com todos os componentes nulos, e a matriz de covariância como $P(t) = kI$, onde I é uma matriz diagonal, e k é um escalar de grande magnitude, da ordem de 10^8 a 10^{12} . Caso haja parâmetros variantes no tempo, é recomendável o uso de um fator de esquecimento λ e do *reset* da matriz de covariância. Bons resultados foram obtidos neste trabalho para $\lambda = [0,99; 0,995]$ e o traço mínimo para reinicialização da matriz de covariância em 10^3 .

A convergência dos parâmetros se dá geralmente de maneira rápida, sendo que 10 a 50 períodos de amostragem são suficientes para uma boa estimativa, quando o sistema é corretamente excitado [1]. É recomendável que inicialmente apenas o algoritmo de estimação seja habilitado, para que haja a convergência dos parâmetros do sistema. Só então o algoritmo de controle deve ser habilitado, de forma a evitar que uma lei de controle baseada em parâmetros que não traduzem bem as características do sistema seja aplicada.

A escolha do período de amostragem também é de grande importância para o bom desempenho do controlador adaptativo. Na literatura há diversas maneiras clássicas de escolha do período de amostragem [2,20]. Esta escolha deve ser conveniente, de forma que seja compatível com o tempo de processamento do algoritmo de controle. Este tempo de processamento deve ser desprezível em relação à T_s , já que teoricamente é considerado nulo. Isto pode inclusive, restringir o uso de algumas estratégias de controle. Em aplicações a sistemas de potência, períodos de amostragem da ordem de 100 milissegundos vêm sendo utilizados com sucesso.

O valor do fator de redução também deve ser corretamente escolhido, dependendo do sistema em questão. Este valor deve ser adequado para que os pólos de malha fechada sejam alocados em uma área de estabilidade suficiente, porém sem que um grande esforço de controle seja exigido. Este valor pode ser escolhido por *tentativa e erro*, porém um valor típico para aplicações a sistemas de potência é $\alpha = 0,7$, juntamente com $T_s = 100ms$. Uma alternativa para contornar o problema de escolha de α foi proposta neste capítulo, com o algoritmo de auto-procura. Desta maneira, é necessário apenas escolher a faixa de valores permitidos para α .

3.6.4 Congelamento da Identificação

Durante a ocorrência de uma falta, a variável de saída do sistema a ser identificado pode assumir valores muito elevados. Se esta informação for inserida no vetor de regressores da equação (2.9), utilizado no algoritmo de identificação, pode ocorrer uma estimação de parâmetros inadequados para o sistema. Como os parâmetros do controlador são calculados com base nos parâmetros estimados do sistema, pode-se chegar a um controlador que não atenda aos requisitos desejados, justamente quando mais se necessita da ação efetiva do controle.

Desta forma, é aconselhável que se faça o *Congelamento da Identificação*, ou seja, durante a ocorrência da falta e nos instantes imediatos a ela, o algoritmo de identificação não é calculado. Os parâmetros do sistema ficam sendo os calculados no último vetor de parâmetros estimados $\hat{\theta}$, anterior à ocorrência da falta. Os parâmetros do controlador continuam sendo calculados com base neste $\hat{\theta}$.

Porém, as informações de entrada e saída devem continuar sendo introduzidas no vetor de regressores, para que quando haja o descongelamento, as informações estejam atualizadas e o algoritmo possa rapidamente rastrear eventuais mudanças no sistema. Neste caso, ainda é conveniente que haja a reinicialização da matriz de covariância, reestabelecendo sua capacidade de identificação. A não atualização de $\varphi(t)$ pode levar a uma descontinuidade na identificação, com conseqüente má estimação dos parâmetros, logo após o descongelamento.

Bons resultados têm sido alcançados para o congelamento da identificação por aproximadamente 50 intervalos de amostragem, porém este valor pode variar dependendo da dimensão do sistema.

3.7 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os principais tópicos de controle adaptativo aplicado a sistemas de potência.

Foram abordados os detalhes relativos à identificação do sistema, e o método dos mínimos quadrados recursivo estendido foi apresentado. Este método inclui uma identificação do erro, de forma a eliminar uma possível polarização da estimativa dos parâmetros do sistema.

A estratégia de controle por posicionamento parcial de pólos foi apresentada. Nesta técnica, apenas os pólos com amortecimento considerado insuficiente são realocados. Pretende-se, através, disso diminuir o esforço de controle e reduzir o esforço computacio-

nal, já que a cada iteração um sistema linear de ordem reduzida deve ser resolvido.

O algoritmo de auto-procura do fator de redução α para posicionamento completo de pólos foi mostrado, e sua extensão para o caso de posicionamento parcial de pólos foi proposta. Esta técnica visa que um α adequado seja calculado a cada passo de amostragem, de acordo com condição de operação do sistema. Com isso, pretende-se fazer com que a lei de controle $u(t)$ esteja dentro de seus limites pré-selecionados.

A conexão entre a identificação e controle foi brevemente explanada, e o algoritmo do sistema em malha fechada foi apresentado. Foram discutidos alguns aspectos básicos para a implementação prática do algoritmo de controle adaptativo auto-ajustável para síntese de estabilizadores de sistemas de potência baseados em posicionamento de pólos.

No próximo capítulo, as técnicas de identificação e controle abordadas aqui serão aplicadas a dois sistemas multimáquinas, simulados através de um simulador de sistemas de potência [11]. Alguns dos resultados alcançados serão mostrados e comparações entre os métodos serão realizadas.

Capítulo 4

Aplicação e Avaliação das Técnicas Consideradas

4.1 Introdução

O uso de estabilizadores de sistemas de potência (ESPs) é devido à necessidade de um sinal adicional que forneça amortecimento extra ao sistema, neutralizando o efeito dos modos de oscilação eletromecânicos. Estes modos são caracterizados por pares de pólos complexos conjugados com amortecimento baixo ou negativo, que dominam a resposta natural do sistema a perturbações.

Caso um modelo amostrado seja adotado para representar este sistema, estes pares de pólos complexos conjugados serão levados para o plano Z e lá apresentarão módulo próximo ou maior que a unidade, mantendo assim a característica pouco amortecida do sistema contínuo original.

Uma técnica de síntese da lei de controle de ESPs adaptativos que pode ser utilizada neste caso, de maneira eficiente, é o posicionamento de pólos, onde as posições dos pólos de malha fechada são escolhidas de maneira conveniente.

Nos capítulos anteriores foram apresentados os conceitos gerais de controle adaptativo auto-ajustável e sua aplicação na síntese de estabilizadores de sistemas de potência. O objetivo deste capítulo é apresentar o desenvolvimento de um estabilizador de sistemas de potência adaptativo auto-ajustável (ESPA) baseado em posicionamento de pólos, completo e parcial, a dois sistemas-teste. Também foi investigada a aplicação da técnica de auto-procura do fator de redução α para posicionamento completo e parcial de pólos. Alguns dos resultados obtidos nas simulações são mostrados, sendo que muitos outros testes foram realizados. Estas simulações foram efetuadas com o auxílio de um simulador

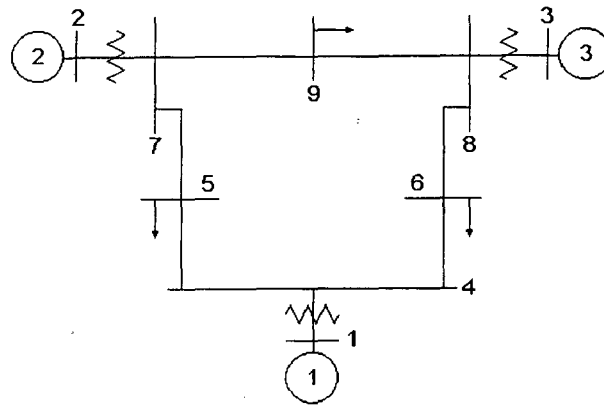


Figura 4.1: Sistema WSCC

de sistemas de potência desenvolvido em [11], onde um módulo “Estabilizador de Sistemas de Potência Adaptativo Auto-Ajustável” foi acoplado. Detalhes desta conexão serão apresentados no Apêndice.

4.2 Sistema WSCC

O sistema WSCC é um sistema clássico apresentado na referência [12], constituído por nove barras, três geradores e três cargas. O diagrama unifilar que representa o sistema em questão é mostrado na Figura 4.1. Este sistema, apesar de pequeno, permite o estudo e a ilustração dos conceitos de estabilidade, sendo largamente utilizado para teste em simulação de estabilizadores de sistemas de potência [14,5].

A modelagem, os dados das cargas, linhas de transmissão e dos geradores deste sistema, juntamente com os dados de fluxo de carga para o ponto de operação considerado são apresentados na referência [12]. Todas as máquinas do sistema são equipadas com reguladores de tensão, modelados por uma função de transferência de primeira ordem, conforme:

$$RT(s) = \frac{K_{RT}}{1 + sT_{RT}}$$

Os dados dos reguladores de tensão são mostrados na Tabela 4-1.

Tabela 4-1: Dados dos reguladores de tensão

Barra	K_{RT}	T_{RT}
1	200	0,01
2	50	0,01

Os autovalores do sistema para a condição de operação considerada são mostrados na Tabela 4-2:

Tabela 4-2: Autovalores do sistema

-178,7
-179,7
$-0,7116 \pm j12,7801$
$-0,0802 \pm j7,1060$
-5,504
-3,736
$-1,1760 \pm j0,8849$
$-0,5232 \pm j0,6614$

O sistema é estável, porém apresenta amortecimento baixo para a condição típica de operação. O comportamento dos ângulos de carga do sistema, para um curto-circuito sólido na barra 4, aplicado aos 10 segundo de simulação, com duração de 0,1 segundo é mostrado na Figura 4.2. O desempenho do sistema é claramente insatisfatório.

4.2.1 Detalhes de Implementação

Nesta seção serão citados alguns detalhes de implementação do estabilizador de sistemas de potência adaptativo para o sistema WSCC.

Como o sistema possui apenas três máquinas, uma delas sendo a referência do sistema, um ESPA foi conectado a cada máquina, totalizando dois ESPAs. O sinal de realimentação utilizado em todos os estabilizadores é o de potência elétrica.

Vários são os parâmetros envolvidos no algoritmo de controle adaptativo. Alguns destes valores foram determinados a partir de valores típicos para aplicações em sistemas de potência e refinados através de tentativa e erro, com auxílio de simulação. A Tabela 4-3 mostra a escolha de alguns parâmetros relevantes para o projeto dos ESPAs.

Os valores de n_a , n_b e n_c caracterizam as ordens dos polinômios que representam o sistema. Neste caso específico, optou-se por $n_c = 0$, pois o emprego da técnica dos mínimos quadrados recursivo estendido não trouxe benefício significativo. Os valores de n_a e n_b utilizados foram escolhidos pelo conhecimento prévio que se tinha do sistema, e

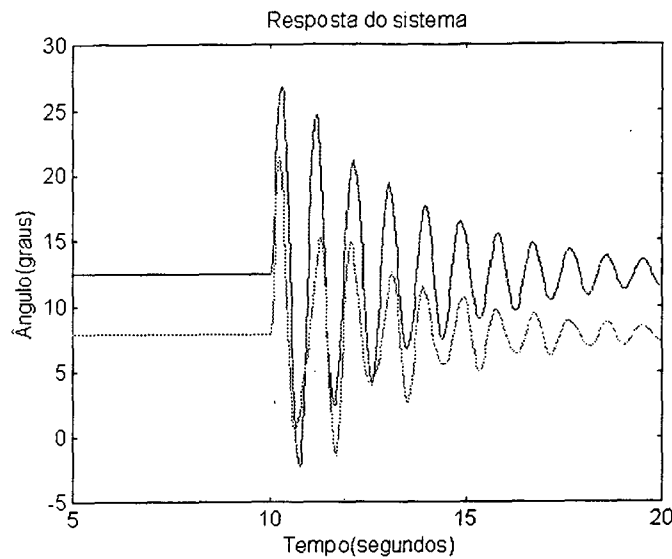


Figura 4.2: Ângulos do sistema em malha aberta

também verificou-se que aumentá-los não trazia nenhuma melhora à identificação, além de aumentar a ordem do controlador.

Tabela 4-3 : Dados dos ESPAs

n_a	3
n_b	2
n_c	0
T_s	100ms
λ	1
N_{cong}	20

Os algoritmos de identificação e controle são calculados a cada período de amostragem, porém o congelamento da identificação é aplicado nos instantes imediatos à falta, sendo que N_{cong} indica o número de intervalos de amostragem em que a identificação permaneceu congelada.

4.2.2 Resultados das Simulações

Nesta seção são mostrados os resultados das simulações do sistema WSCC, usando o estabilizador de sistemas de potência adaptativo.

Os estabilizadores de sistemas de potência adaptativos auto-ajustáveis foram aplicados ao sistema WSCC para a realização das simulações. Foram feitos diversos testes,

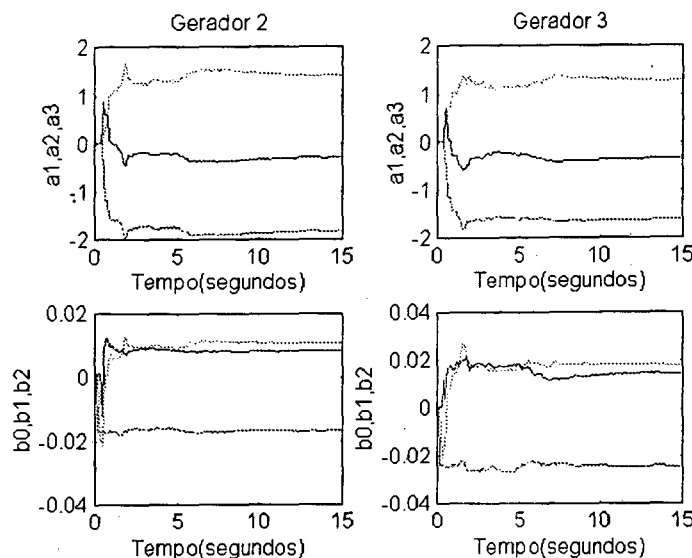


Figura 4.3: Parâmetros Estimados

envolvendo a estratégia de controle por posicionamento de pólos, completo e parcial, com α fixo e com auto-procura de α .

A simulação inicia com todos os parâmetros de $\hat{\theta}$ iguais a 0.001. Inicialmente, o sistema opera em malha aberta, para que os parâmetros estimados do sistema possam convergir para os corretos. Isto acontece em poucos intervalos de amostragem. Neste caso especificamente, foram usados 40 passos. Apenas após este tempo a lei de controle é habilitada. Os parâmetros estimados do sistema para os dois geradores, são mostrados na Figura 4.3. Para este caso o controlador foi habilitado com $\alpha = 1$, e nenhuma perturbação foi aplicada.

Agora, os ESPAs com a estratégia de controle por posicionamento completo de pólos, com fator de redução fixo, são conectados ao sistema. A resposta dos ângulos de carga para o mesmo curto-circuito aplicado no caso anterior é mostrado na Figura 4.4. O melhor resultado foi alcançado quando da utilização de $\alpha = 0,9$. Pode-se notar o bom desempenho destes estabilizadores, se a resposta do sistema for comparada com aquela da Figura 4.2, que representa o sistema em malha aberta.

A resposta dos ângulos de carga ainda para o mesmo curto-circuito para o sistema equipado com ESPAs com estratégia de controle de posicionamento completo de pólos, com auto-procura do fator de redução é mostrado na Figura 4.5. Através de vários testes verificou-se que uma faixa de variação para o fator de redução de $\alpha \in [0,4; 0,9]$ apresentou os melhores resultados.

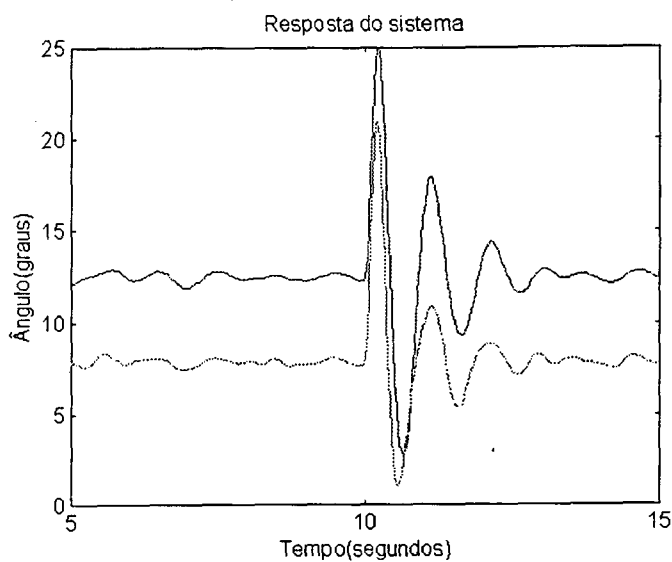


Figura 4.4: Ângulos dos geradores, com ESPAs com posicionamento completo de pólos e $\alpha = 0,9$.

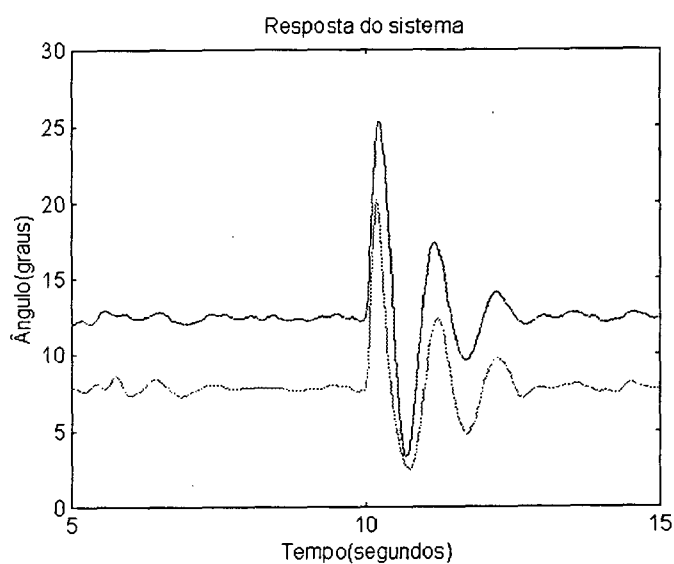
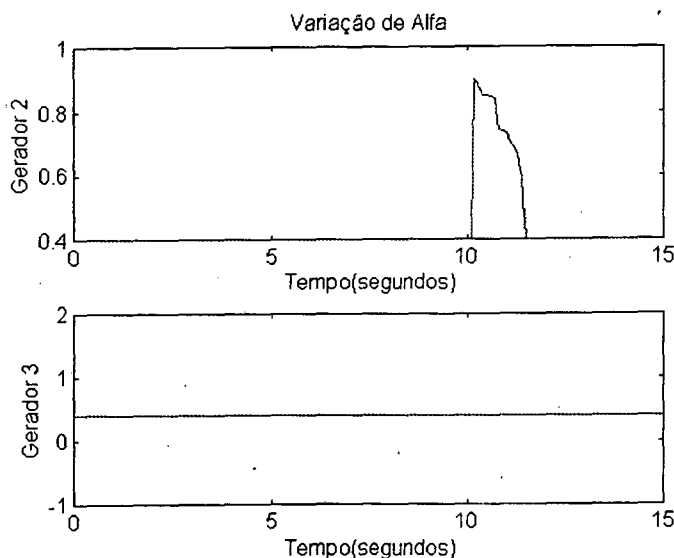


Figura 4.5: Ângulos dos geradores, com ESPAs com posicionamento completo de pólos, com auto-procura de α .

Figura 4.6: Variação de α .

A variação do fator de redução α , para os dois geradores, pode ser vista na Figura 4.6. Pela análise do gráfico fica claro que o algoritmo de auto-procura teve o comportamento esperado para o gerador 2, ou seja, durante a falta, aplicada aos 10 segundos e nos instantes imediatamente posteriores a ela, α assume seu valor máximo, enquanto que nos outros instantes, α fica em seu valor mínimo.

Na Figura 4.7, são mostrados os esforços de controle para os casos de α fixo e variável. Nota-se que não há uma melhora significativa em termos de diminuição de esforço de controle, quando da utilização do algoritmo de auto-procura do fator de redução. Isto pode ser atribuído ao fato de que a variável de controle sequer atinge os seus limites, que são $\pm 0,1 pu$ durante a simulação. Isto também explica o fato de que o valor de α não varia para o gerador 3.

A resposta do sistema equipado com ESPAs com auto-procura do fator de redução α é ligeiramente mais amortecida do que no caso fixo, sem alteração significativa do esforço de controle, o que já poderia ser considerado uma vantagem. Porém, uma das vantagens deste método é que não há a necessidade de escolher um valor para α , e sim uma faixa de valores. Caso um valor não adequado seja escolhido para α , o sistema pode ter uma resposta não adequada. Este fato é ilustrado na Figura 4.8, que representa o sistema equipado com ESPAs com $\alpha = 0,7$.

Este sistema teste apresenta dois modos eletromecânicos pouco amortecidos. Desta maneira, não há vantagens na aplicação da estratégia de controle por posicionamento

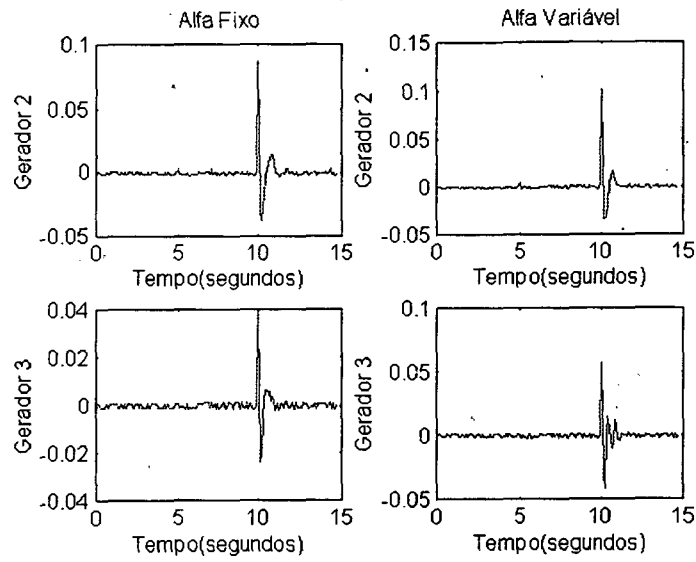


Figura 4.7: Esforço de controle dos ESPAs, com α fixo e variável

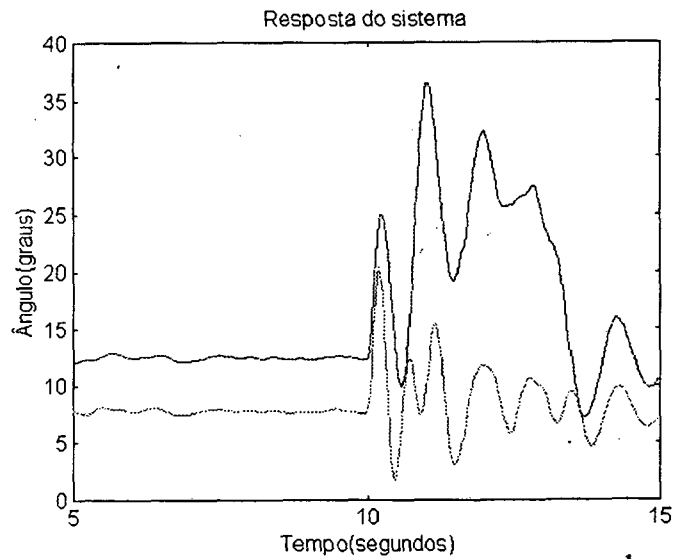


Figura 4.8: Ângulos dos geradores; com ESPAs com posicionamento completo de pólos e $\alpha = 0,7$.

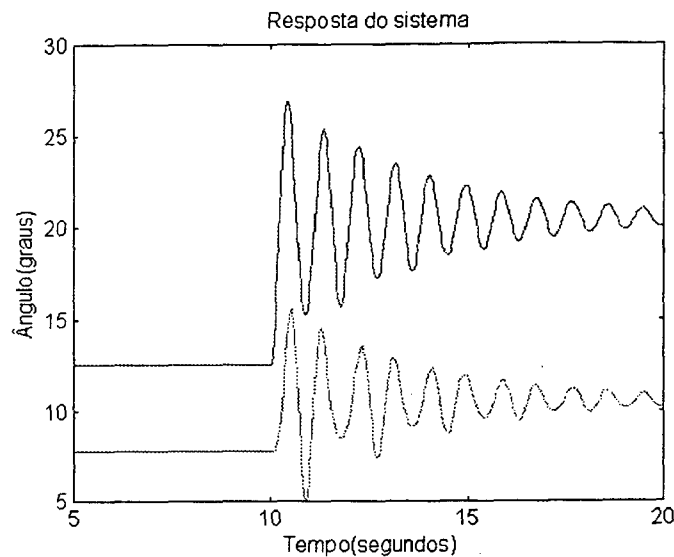


Figura 4.9: Resposta do sistema em malha aberta para uma variação de 15% na potência mecânica

parcial de pólos, pois os dois pólos que caracterizam o sistema devem ser deslocados. Ainda assim, testes foram realizados porém seus resultados não serão apresentados aqui.

Para demonstrar a boa capacidade de rastreamento de parâmetros do algoritmo de controle adaptativo, mesmo quando há mudanças no ponto de operação do sistema, foi feito um teste complementar, onde é feita a variação de 15% da potência mecânica do gerador 2. A perturbação é aplicada aos 10 segundos de simulação. A resposta do sistema em malha aberta é mostrada na Figura 4.9. O comportamento dos ângulos de carga para o sistema equipado com ESPAs com estratégia de controle por posicionamento total de pólos, com auto-procura de α é mostrado na Figura 4.10 e a variação do fator de redução α é mostrado na Figura 4.11.

O sistema WSCC é um sistema de baixa ordem e foi utilizado neste trabalho com propósitos de testes dos algoritmos. Na próxima seção, será apresentado um sistema de ordem maior, onde as vantagens do emprego dos algoritmos de posicionamento parcial de pólos e de auto-procura do fator de redução α poderão ser melhor notadas.

4.3 Sistema New England

O sistema de potência New England é bastante utilizado para estudos de estabilidade, pois apresenta problemas de estabilidade, é bastante complexo e apresenta dificuldades na

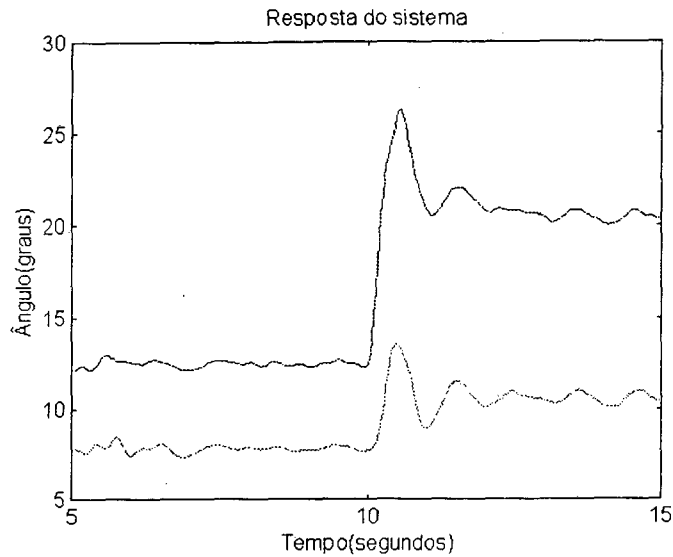


Figura 4.10: Resposta do sistema equipado com ESPAs por posicionamento completo de pólos, com auto-procura de α

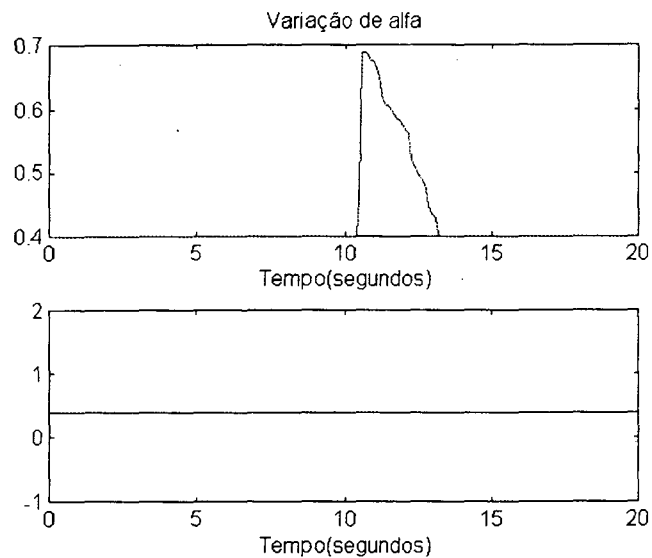


Figura 4.11: Variação de α

aplicação de métodos de controle. Este sistema é apresentado com detalhes de modelagem e os dados do sistema na referência [13]. A Figura 4.12 mostra o diagrama unifilar deste sistema de potência, formado por trinta e nove barras, nove geradores, e uma barra infinita.

Todos as máquinas síncronas são equipadas com um regulador automático de tensão de primeira ordem, cuja função de transferência é dada por:

$$RT(s) = \frac{K_{RT}}{1 + sT_{RT}}$$

Os dados dos reguladores de tensão são mostrados na Tabela 4-4.

Tabela 4-4: Dados dos reguladores de tensão

Barra	K_{RT}	T_{RT}
30	5,0	0,06
31	6,2	0,05
32	5,0	0,06
33	5,0	0,06
34	40,0	0,02
35	5,0	0,02
36	40,0	0,02
37	5,0	0,02
38	40,0	0,02

Os autovalores associados aos modos eletromecânicos pouco amortecidos, para esta condição de operação são mostrados na Tabela 4-5:

Tabela 4-5: Autovalores instáveis do Sistema

$$0,002 \pm j7,061$$

$$0,126 \pm j6,051$$

$$0,068 \pm j4,074$$

$$0,034 \pm j6,270$$

Neste caso, pode-se observar que o sistema apresenta uma dinâmica bastante pobre, e para esta condição de operação chega a ser instável. Na referência [15] é mostrado que ESPs convencionais projetados para esta condição de operação não são capazes de prover amortecimento suficiente para outras condições de operação.

Um curto-circuito sólido é aplicado na barra 22 e o comportamento dos ângulos de carga é mostrado na Figura 4.13. A perturbação foi aplicada aos 10 segundos de simulação, com duração de 0,1 segundo.

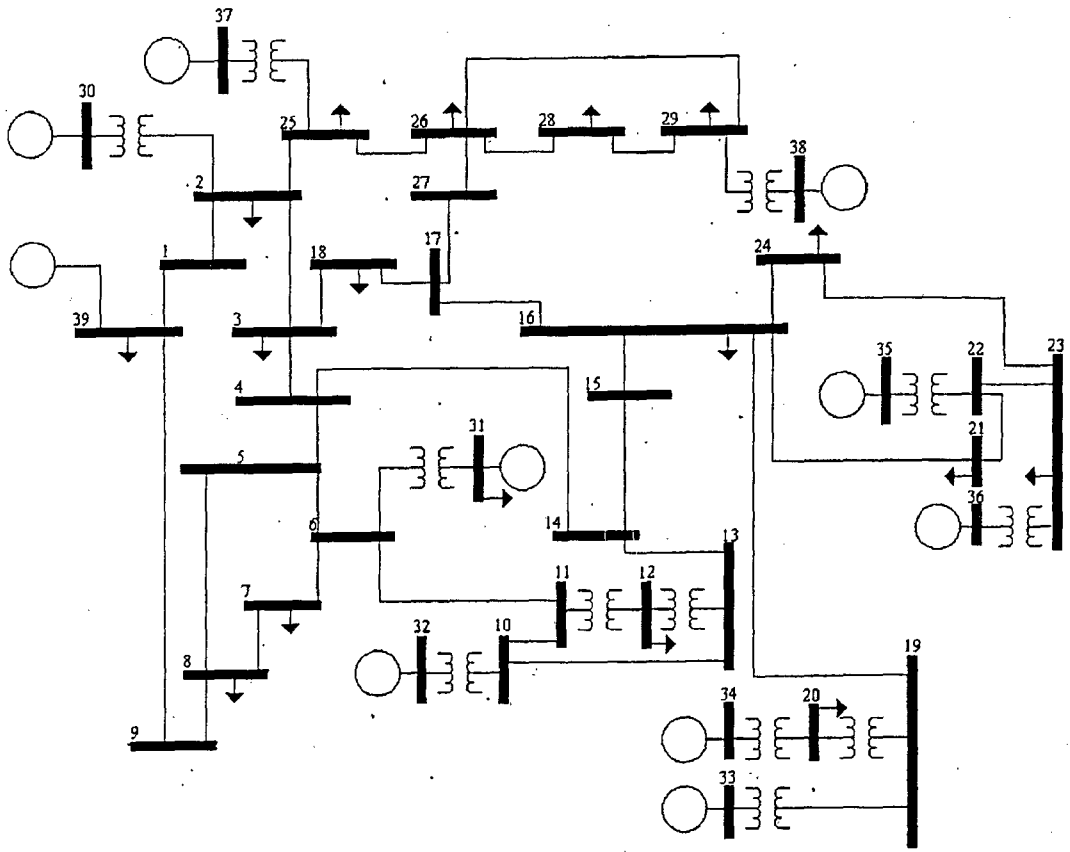


Figura 4-12: Sistema New England

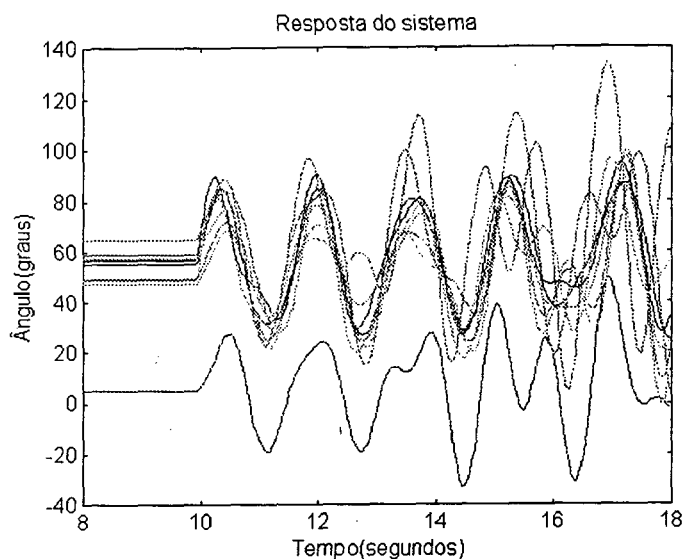


Figura 4.13: Ângulos do sistema em malha aberta

4.3.1 Detalhes de Implementação

Nesta seção serão citados alguns detalhes de implementação do estabilizador de sistemas de potência adaptativo para o sistema New England.

O sistema possui dez máquinas, uma delas modelada como barra infinita. Foram usados fatores de participação para determinar qual máquina está mais associada a cada modo eletromecânico instável ou pouco amortecido. Foram conectados cinco ESPAs ao total, um em cada máquina associada a cada um dos pares complexos conjugados com parte real positiva, totalizando quatro ESPAs, e mais um ESPA conectado a uma máquina associada a alguns dos modos instáveis. Os ESPAs foram conectados aos geradores das barras 30, 32, 34, 36 e 38. O sinal de realimentação utilizado em todos os estabilizadores é o de potência elétrica.

Várias são os parâmetros envolvidos no algoritmo de controle adaptativo. Alguns destes valores, assim como no caso anterior, foram determinados a partir de valores típicos para aplicações em sistemas de potência e refinados através do método de tentativa e erro, com auxílio de simulação.

A Tabela 4-6 mostra a escolha de alguns parâmetros relevantes para o projeto dos ESPAs.

Os valores de n_a , n_b e n_c caracterizam as ordens dos polinômios que representam o sistema. Os valores de n_a e n_b utilizados foram escolhidos pelo conhecimento prévio que se tinha do sistema, e também verificou-se que aumentá-los não trazia nenhuma melhora

à identificação, além de aumentar desnecessariamente a ordem do controlador. Neste caso optou-se por $n_c = 2$, após a realização de alguns testes.

Foi utilizado um fator de esquecimento fixo e *reset* da matriz de covariância por traço mínimo de $P(t)$, para que o poder de identificação do algoritmo fosse conservado. O valor de amortecimento desejado, utilizado quando pertinente, também é mostrado na tabela.

Os algoritmos de identificação e controle são calculados a cada período de amostragem, porém o congelamento da identificação é aplicado nos instantes imediatamente posteriores à falta.

Tabela 4-6 : Dados dos ESPAs

n_a	3
n_b	2
n_c	2
T_s	100ms
N_{cong}	50
λ	0,99
tr_{min}	10^3
ξ_d	0,7

4.3.2 Resultados das Simulações

Nesta seção são mostrados os resultados das simulações do sistema New England, usando o estabilizador de sistemas de potência adaptativo.

Foram realizados testes de estabilizadores adaptativos com estratégia de controle por posicionamento de pólos completo e parcial, com fator de redução α fixo e auto-ajustável.

Da mesma maneira que no caso anterior, a simulação inicia com todos os parâmetros de $\hat{\theta}$ iguais a 0,001. Inicialmente, o sistema opera em malha aberta, para que os parâmetros estimados do sistema possam convergir para os valores corretos. Isto acontece em poucos intervalos de amostragem, sendo que para este caso foram usados 50 passos, devido à ordem do sistema. Após este tempo ter decorrido, a lei de controle é habilitada. Os parâmetros estimados do sistema para o gerador da barra 36 são mostrados na Figura 4.14. Nota-se a boa convergência dos parâmetros, mas neste caso mais lenta que no sistema WSCC. Isso é devido à ordem deste sistema ser elevada. O controlador foi habilitado, mas com $\alpha = 1$.

Agora, os ESPAs com a estratégia de controle por posicionamento completo de pólos, com fator de redução fixo, são conectados ao sistema. A resposta dos ângulos de carga para o mesmo curto-circuito aplicado no caso anterior é mostrado na Figura 4.15. O

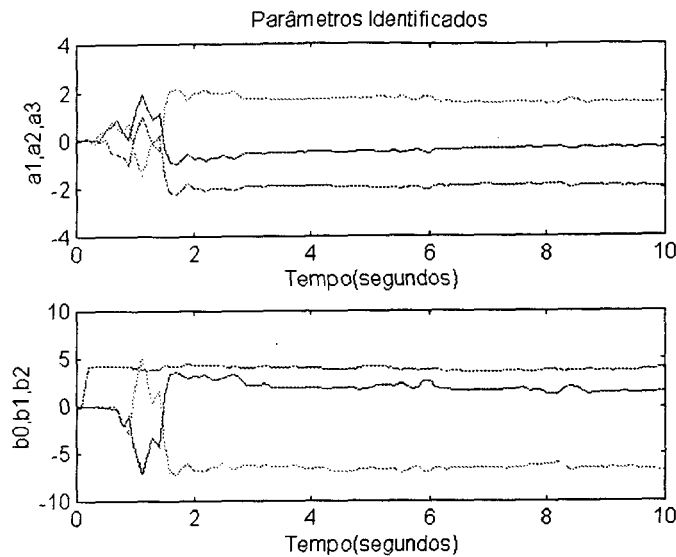


Figura 4.14: Parâmetros estimados

melhor resultado foi alcançado quando da utilização de $\alpha = 0,85$. O desempenho destes estabilizadores é bastante bom, lembrando que o sistema em malha aberta é instável. O menor valor α admissível para este sistema é de 0,55. Valores menores causam a instabilidade do sistema. O esforço de controle é mostrado na Figura 4.16.

O comportamento dos ângulos de carga para a mesma falta, para o sistema equipado com ESPAs com estratégia de controle de posicionamento parcial de pólos, com deslocamento por amortecimento mínimo e conservação da frequência é mostrado na Figura 4.17. O esforço de controle é mostrado na Figura 4.18. Se comparado com o caso de posicionamento completo com α fixo, este caso apresenta um esforço de controle equivalente, porém com maior amortecimento da resposta.

A resposta dos ângulos de carga ainda para o mesmo curto-circuito para o sistema equipado com ESPAs com estratégia de controle de posicionamento completo de pólos, com auto-procura do fator de redução é mostrado na Figura 4.19. Através de tentativa e erro, verificou-se que uma faixa de variação para o fator de redução de $\alpha \in [0,6; 0,85]$ apresentou os melhores resultados. O esforço de controle é mostrado na Figura 4.20. Se comparado com o caso de posicionamento completo com α fixo, este caso apresenta esforço equivalente, porém possui maior amortecimento da resposta. A variação do fator de redução α é mostrada na Figura 4.21.

Finalmente, a resposta dos ângulos de carga, ainda para o mesmo curto-circuito, para o sistema equipado com ESPAs com estratégia de controle de posicionamento parcial de

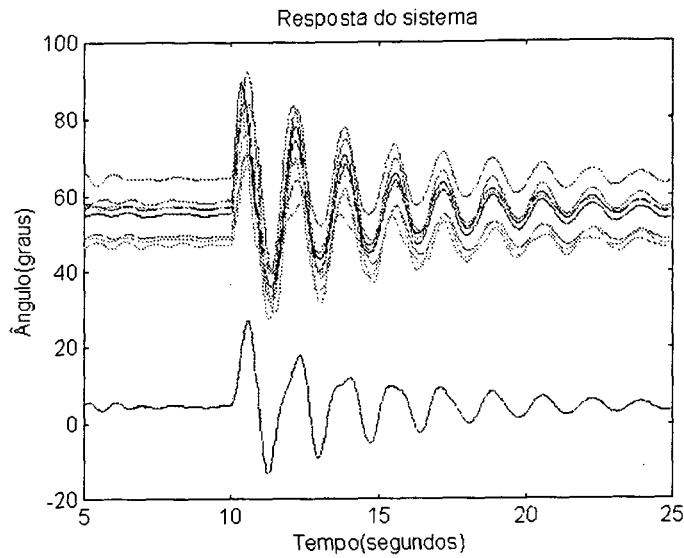


Figura 4.15: Resposta do sistema com ESPAs com posicionamento completo de pólos e α fixo ($\alpha=0,85$)

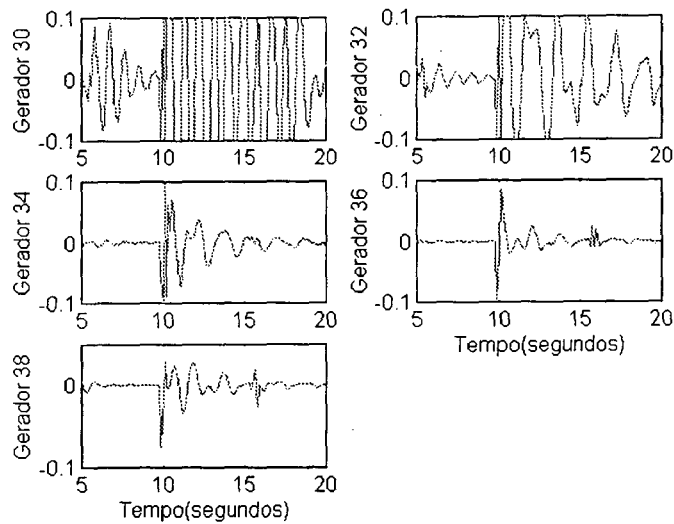


Figura 4.16: Esforço de controle dos ESPAs com posicionamento completo de pólos e α fixo ($\alpha=0,85$)

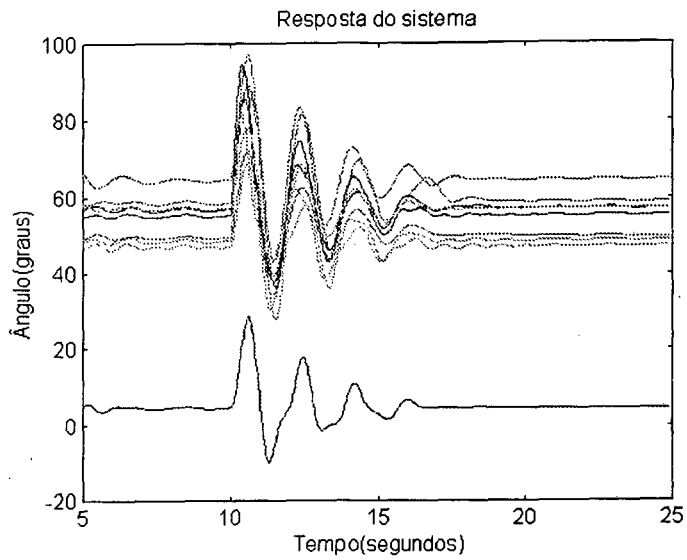


Figura 4.17: Resposta do sistema com ESPAs com posicionamento parcial de pólos

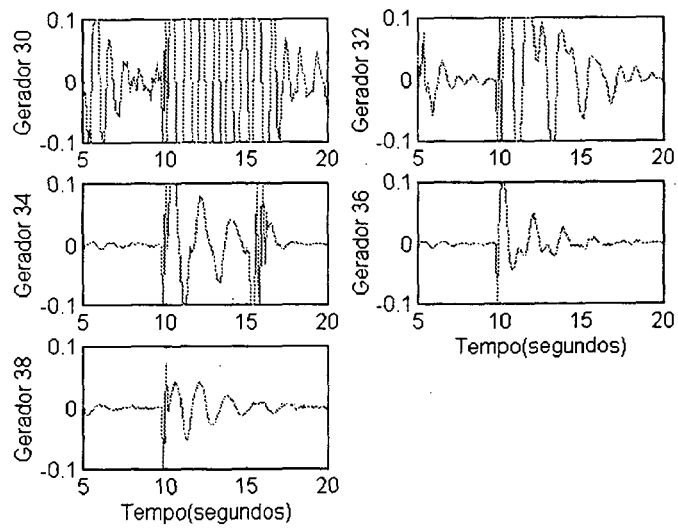


Figura 4.18: Esforço de controle dos ESPAs com posicionamento parcial de pólos

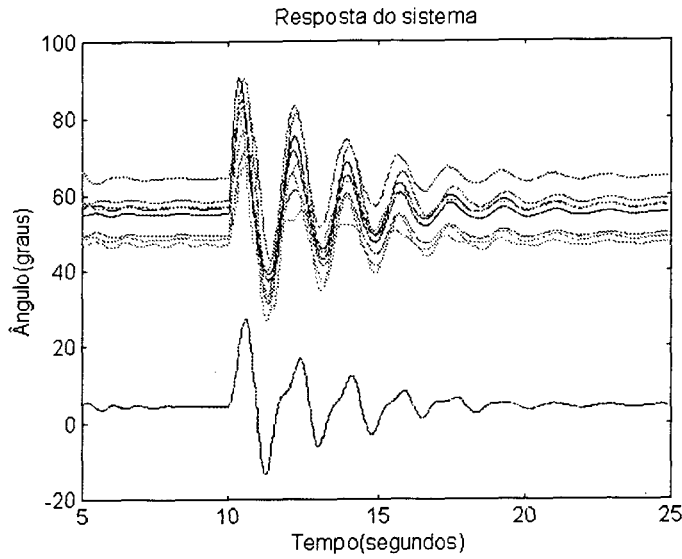


Figura 4.19: Resposta do sistema com ESPAs com posicionamento completo de pólos e auto-procura de α

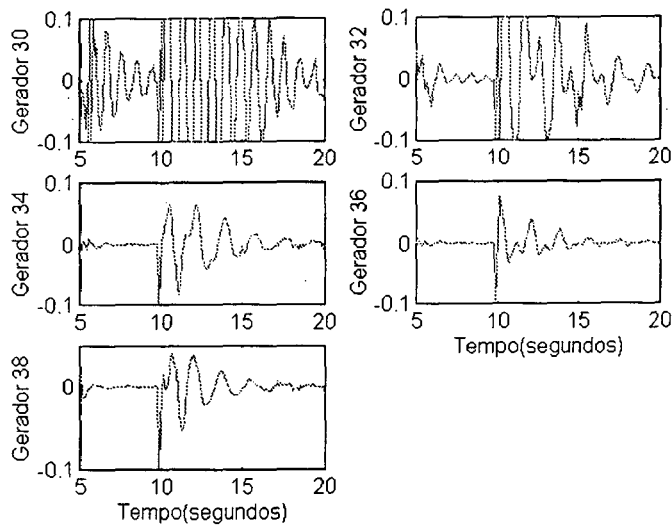
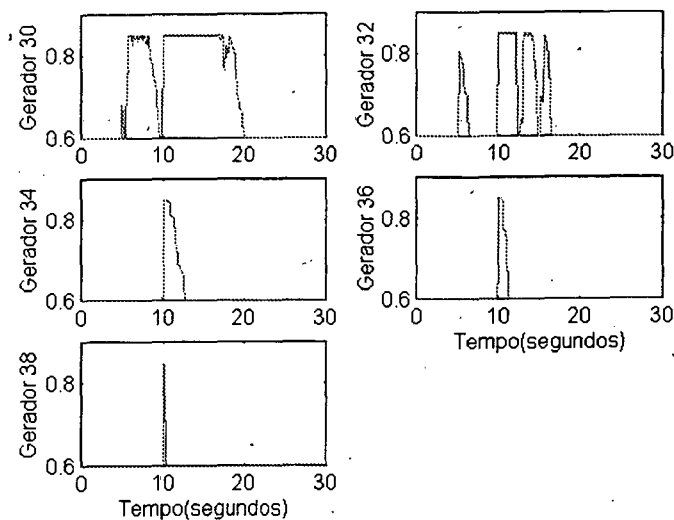


Figura 4.20: Esforço de controle dos ESPAs com posicionamento completo de pólos e auto-procura de α

Figura 4.21: Variação de α

pólos, com auto-procura do fator de redução é mostrado na Figura 4.22. Verificou-se, novamente, que $\alpha \in [0, 6; 0, 85]$ apresenta os melhores resultados. O esforço de controle é mostrado na Figura 4.23. A variação de α é mostrada na Figura 4.24. Se comparado com o caso de posicionamento completo com α fixo e com o auto-procura de α , este caso apresenta esforço equivalente, mas com maior amortecimento da resposta.

Uma variação de 15% da potência mecânica do gerador conectado a barra 34 é feita a fim de mostrar a boa capacidade de rastreamento de parâmetros do algoritmo de controle adaptativo, mesmo quando há mudanças na condição de operação do sistemas. A perturbação é aplicada aos 10 segundos de simulação. A resposta do sistema em malha aberta é mostrada na Figura 4.25. O comportamento dos ângulos de carga para o sistema equipado com ESPAs com estratégia de controle por posicionamento parcial de pólos, com deslocamento por amortecimento mínimo e conservação da frequência é mostrado na Figura 4.26.

4.4 Conclusão

Neste capítulo, foram mostrados os resultados de simulações feitas com estabilizadores de potência adaptativos auto-ajustáveis baseados na técnica de posicionamento de pólos, completo e parcial. Também foi testado o algoritmo de auto-procura do fator de redução α . O algoritmo do controlador adaptativo foi implementado em linguagem C++ e acoplado

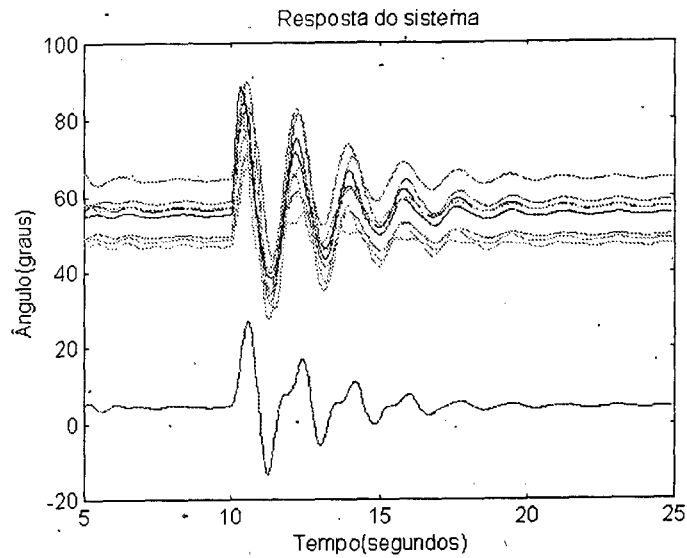


Figura 4.22: Resposta do sistema com ESPAs com posicionamento parcial de pólos e auto-procura de α

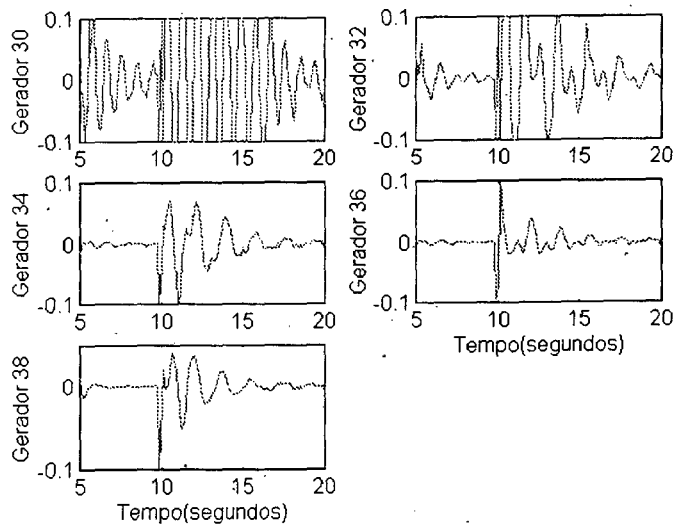


Figura 4.23: Esforço de controle dos ESPAs com posicionamento parcial de pólos e auto-procura de α

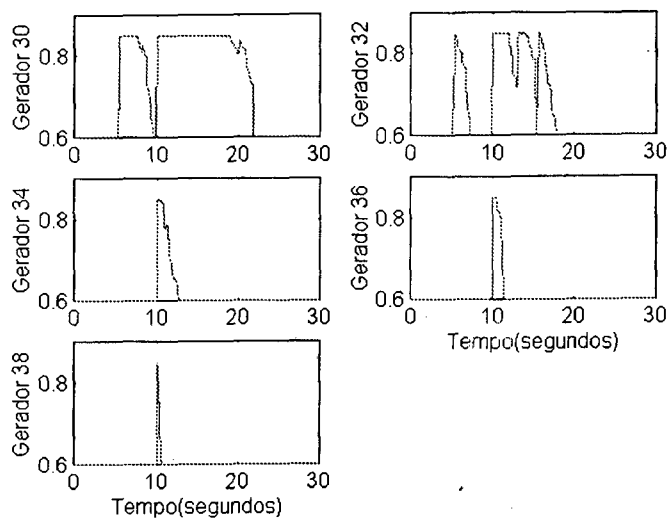
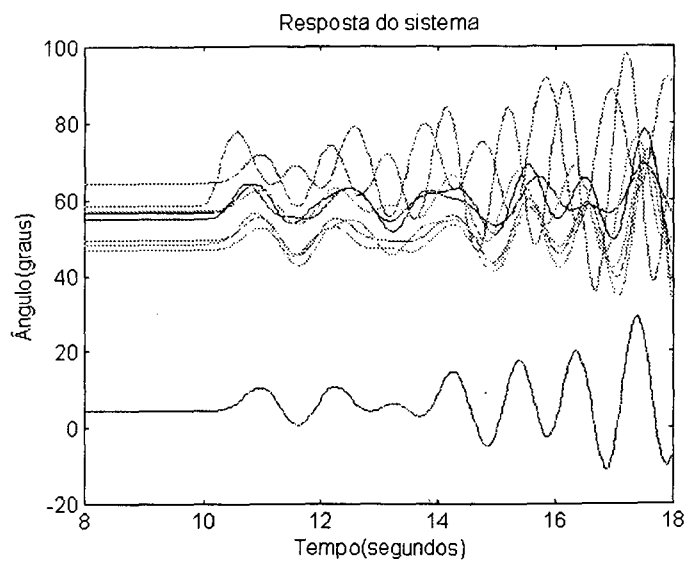
Figura 4.24: Variação de α 

Figura 4.25: Resposta do sistema em malha aberta para uma variação de 15% na potência mecânica

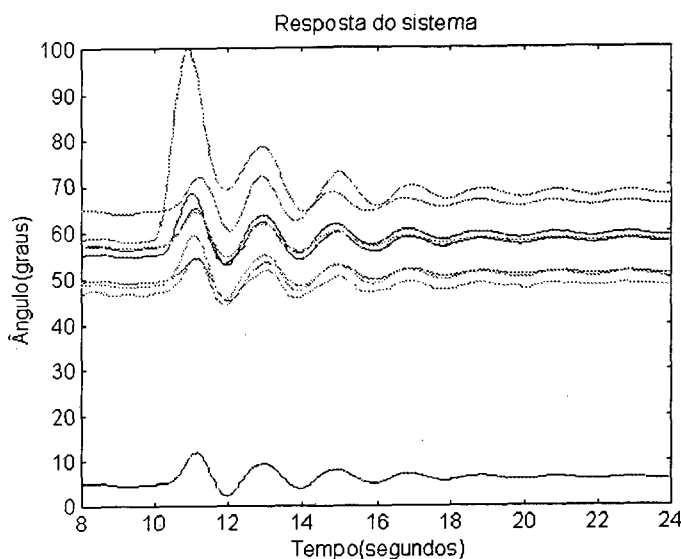


Figura 4.26: Resposta do sistema equipado com ESPAs por posicionamento parcial de pólos

a um simulador de sistemas de potência, desenvolvido em [11].

Foram escolhidos dois sistemas multimáquinas para os testes, a saber, o sistema WSCC e o sistema New England.

Os resultados mostram a boa performance da técnica de controle por posicionamento de pólos, tanto completo quanto parcial. Este último, conforme esperado, apresenta vantagens no amortecimento das oscilações do ângulo de carga e um esforço de controle ligeiramente menor do que o obtido com posicionamento completo.

A técnica de auto-procura do fator de redução α também se mostrou eficiente, tendo o comportamento esperado, ou seja, no instante da falta o algoritmo faz com que o valor α seja máximo. Nos outros instantes, este valor assume o seu mínimo. Com isso, o esforço de controle é diminuído. Outra vantagem desta técnica é que não é necessário que se escolha um valor específico para α , e sim uma faixa de valores. Em alguns casos, a escolha de um determinado valor pode ser problemática.

No próximo capítulo serão feitas as considerações finais deste trabalho.

Capítulo 5

Conclusão Geral

O objetivo de um sistema elétrico de potência é fornecer energia elétrica a seus consumidores de forma confiável e segura, obedecendo determinados requisitos de qualidade. Desta forma, os níveis de tensão e frequência entregues em diferentes pontos da rede devem ser mantidos próximos aos níveis previamente estabelecidos, com estreitas faixas de tolerância, independente de variações sazonais ou imprevistas que acontecem no sistema.

Acontece porém, que os sistemas de potência são sistemas de grande porte, complexos e altamente não-lineares, compostos de geradores elétricos e cargas elétricas conectados a uma rede elétrica juntamente com transformadores, linhas de transmissão, barras e equipamentos de controle. O controle de sistemas de potência, cujo objetivo é fazer com que o sistema atenda os requisitos de qualidade, é um problema bastante complexo.

Desta forma, o problema de estabilidade de sistemas de potência é dividido em diversos subproblemas de ordem reduzida, tratados em separado a fim de facilitar a análise e a síntese das ações de controle. Cada um destes problemas menores tem uma modelagem adequada, baseada na faixa de frequência onde ocorrem. Um destes subproblemas é a estabilidade dinâmica.

A abordagem clássica, utilizada na prática pelas concessionárias de energia elétrica para a resolução do problema de estabilidade dinâmica, é baseada em um modelo descentralizado, linearizado nos arredores de um ponto de equilíbrio, que representa uma condição típica de operação. Os controladores sintetizados a partir destes modelos são denominados Estabilizadores de Sistemas de Potência. A interação entre as várias malhas de controle não são levadas em consideração na hora do projeto, nem tampouco a interação com os outros ESPs do sistema, e este tipo de projeto é dito ser descentralizado. Embora estes estabilizadores de parâmetros fixos venham apresentando performance satisfatória na prática, fornecendo amortecimento ao sistema para uma larga faixa de condições de operação, espera-se que se as diferentes condições de operação e as possíveis variações que

ocorrem no sistema possam ser incluídas no projeto dos estabilizadores, estes tenham um desempenho melhor.

Uma das abordagens possíveis para a acomodação de variações nas condições do sistema é o controle adaptativo. Diversas propostas de aplicação de controle adaptativo a estabilizadores de sistemas de potência têm sido apresentadas desde longa data, principalmente do tipo auto-ajustável, alcançando resultados bastante interessantes. A nível de simulação, bons resultados foram alcançados com o uso da técnica de controle por posicionamento de pólos, associada à estimação de parâmetros pelo método dos mínimos quadrados recursivo segundo o princípio da equivalência certa.

O estabilizador adaptativo baseado em posicionamento de pólos analisado neste trabalho é um controlador adaptativo auto-ajustável indireto, que consiste em um identificador de parâmetros e um controlador. O identificador foi implementado através da técnica dos mínimos quadrados recursivo.

O controlador foi baseado na estratégia de controle por posicionamento de pólos, onde os pólos de malha fechada são escolhidos como sendo os pólos do modelo estimado, o qual representa a planta do sistema, deslocados radialmente em direção à origem do círculo unitário por um fator de deslocamento α , cujo valor é menor que a unidade. Algumas melhorias foram acrescentadas ao algoritmo de controle por posicionamento de pólos. A primeira, foi o posicionamento parcial de pólos, onde apenas os pólos com amortecimento baixo são deslocados. O emprego desta técnica a sistemas de potência se justifica pelo conhecimento prévio do sistema, pois sabe-se que as características dinâmicas indesejáveis do sistema são devidas à existência de um par de pólos com amortecimento insuficiente, para cada máquina. Em alguns casos, tem-se mais de um par de pólos com estas características. Desta forma, não há necessidade de se deslocar todos os outros pólos do sistema para que a dinâmica adequada seja obtida. Com isso, pretende-se poupar esforço de controle, o que pode trazer benefícios devido às restrições impostas à atuação do controlador. A segunda melhoria foi a inclusão do algoritmo de auto-procura do fator de redução α . Uma questão crucial ao bom funcionamento do algoritmo de controle é a escolha adequada de α . O algoritmo de auto-procura permite que um α ótimo seja escolhido a cada período de amostragem, dependendo da condição de operação do sistema. Quando o sistema opera em regime permanente, α pode ser escolhido como sendo um valor baixo, pois o esforço de controle é pequeno. Já em condições de perturbação ou falta, α deve assumir valores maiores para que não haja a saturação do controlador. Novamente, pretende-se com o emprego desta técnica diminuir o esforço de controle, garantindo também um maior amortecimento. Um aspecto não explorado em trabalhos anteriormente publicados é o controle por deslocamento parcial de pólos juntamente com fator de deslocamento auto-

ajustável. Este método foi proposto neste trabalho, os resultados foram desenvolvidos e apresentados aqui. Esta é uma das principais contribuições deste trabalho.

A performance do estabilizador adaptativo auto-ajustável foi investigada através de simulação digital. Um módulo de controle adaptativo foi desenvolvido em linguagem C++ e aplicado a um simulador de sistemas de potência já existente, também desenvolvido nesta mesma linguagem. Os resultados conseguidos com a aplicação a dois sistemas multimáquinas teste são mostrados no Capítulo 4. Outra contribuição deste trabalho foi a aplicação de técnicas de controle adaptativo a sistemas multimáquinas. Muitos são os resultados de aplicação de controle adaptativo a sistemas de potência apresentados na literatura, mas a maioria dos resultados são obtidos para sistemas máquina barra-infinita, ou para sistemas de pequeno porte.

As simulações com os sistemas-teste indicam que o estabilizador adaptativo auto-ajustável baseado em posicionamento de pólos tem uma performance melhor que aqueles de parâmetros fixos, principalmente, quando as condições de operação são diferentes daquelas para as quais foram projetados. Além disso, mostra-se que as técnicas de posicionamento parcial de pólos, auto-procura de α e principalmente a associação das duas técnicas, leva a um esforço de controle menor e a um maior amortecimento das oscilações eletromecânicas, como esperado. Os resultados aqui obtidos, portanto, são bastante satisfatórios.

Os bons resultados obtidos neste trabalho demonstram o potencial da aplicação de controle adaptativo a sistemas de potência, o que serve de incentivo ao seguimento desta linha de pesquisa. Como sugestão para trabalhos futuros fica:

- desenvolvimento de uma técnica de auto-procura do amortecimento desejado ξ_d para posicionamento parcial de pólos, semelhante a técnica de auto-procura de α , para que um ξ_d adequado a condição de operação possa ser escolhido a cada instante de amostragem;
- testes dos estabilizadores de sistemas de potência adaptativos propostos com o sistema brasileiro;
- desenvolvimento de um método que faça o congelamento de parâmetros identificados e a reinicialização da matriz de covariância durante as faltas, através da monitoração de variáveis convenientes;
- realização de um estudo para determinar a influência dos diversos parâmetros do algoritmo adaptativo em seu desempenho global, tais como o fator de esquecimento

λ , a ordem do modelo e a o período de amostragem, já que o algoritmo é bastante sensível a estas escolhas;

- verificação do desempenho do algoritmo de controle adaptativo em um ambiente real.

Apêndice A

Implementação da Classe ESP Adaptativo

A.1 Introdução

Devido à complexidade e ao grande porte dos sistemas elétricos de potência e ao desenvolvimento da indústria de computadores digitais, que produz computadores de grande capacidade de processamento de dados a um baixo custo, a simulação digital é uma ferramenta importante no estudo da estabilidade dinâmica de sistemas de potência, particularmente na síntese de estabilizadores de sistemas de potência, e em especial, daqueles do tipo adaptativo.

Através de simulação, pode-se testar o desempenho do controlador em questão sob diversas condições de operação, podendo-se validar, então, o modelo sintetizado. Desta forma, é necessário que se disponha de um simulador que reproduza de maneira eficiente e fiel o comportamento de sistemas elétricos.

O objetivo deste apêndice é descrever rapidamente o módulo de estabilizadores de sistemas de potência adaptativo baseado em posicionamento de pólos, desenvolvido especialmente para este trabalho. Este módulo foi acoplado a um simulador de sistemas de potência já existente, desenvolvido como parte integrante de um trabalho de mestrado na UFSC [11].

A.2 O SimSP

O SimSP (Simulador de Sistemas de Potência) é um módulo computacional de simulação da dinâmica de sistemas de energia elétrica para simuladores de ensino e treinamen-

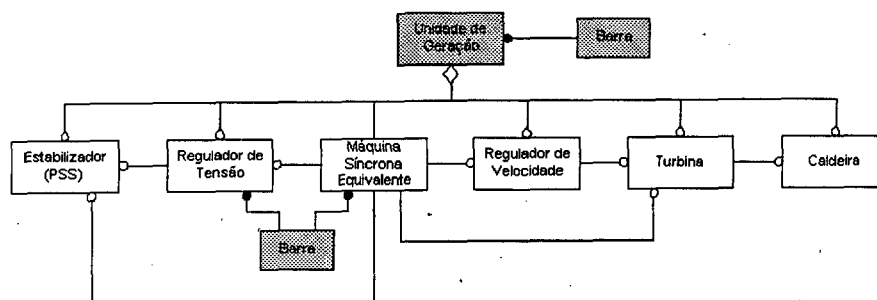


Figura A.1: Representação da unidade de geração utilizada pelo SimSP

to. Este simulador foi projetado sob a metodologia de Programação Orientada a Objetos [23,24] e implementado com o auxílio da linguagem C++ [25,26,27].

A solução do conjunto de equações algébrico-diferenciais não-lineares que representam o sistema, descrevendo sua dinâmica, pode ser realizada tanto pelo método alternado entrelaçado implícito quanto pelo método alternado implícito, em virtude de suas características de estabilidade numérica e desempenho computacional, além da facilidade de inclusão de novos modelos e elementos.

Os modelos matemáticos utilizados para representar os elementos do sistema unifica a simulação de curto e longo prazo, de forma a permitir que sejam observados ambos os fenômenos.

São utilizadas estruturas de dados orientadas a objetos para representar os elementos do sistema e para armazenar e manipular seus dados de maneira eficaz e confiável. Esta estrutura ainda flexibiliza a adição de novos modelos ou equipamentos à estrutura computacional implementada.

O simulador permite a simulação de diversos eventos, tais como aplicação e remoção de curto-circuito, remoção de linha de transmissão, variação de potência mecânica, dentre outros. Estes eventos permitem a verificação do comportamento do sistema, bem como facilitam a análise de um controlador, em condições diferentes daquelas para as quais fora projetado.

Na Figura A.1 é mostrada a representação da unidade de geração utilizada pelo SimSP.

A.3 Programação Orientada a Objetos

Desde a invenção dos computadores, diferentes linguagens de programação vem sendo desenvolvidas a fim de acomodar o aumento da complexidade dos programas. Na década

de 60 surgiu a programação estruturada, e através dela foi possível escrever programas moderadamente complexos de maneira mais fácil. Porém, mesmo através da programação estruturada é difícil tratar de projetos grandes, pois sua complexidade excede a capacidade deste tipo de programação. Para resolver este problema, foi criada a programação orientada a objetos (POO).

A POO é uma maneira diferente de tratar a tarefa de programação. Este tipo de programação reúne as melhores idéias da programação estruturada com alguns conceitos novos, permitindo que um problema seja decomposto em subproblemas relacionados.

Todas as linguagens de programação orientada a objetos possui três elementos em comum: *objetos*, *polimorfismo* e *herança*, que serão rapidamente descritos a seguir.

Os objetos são a característica mais importante da POO. Um objeto pode ser descrito como uma entidade lógica que contém dados e código para manipular estes dados, que podem ser inacessíveis fora dele. Um objeto é uma variável de tipo definido pelo usuário, quando se define um objeto, cria-se um novo tipo de dado.

O polimorfismo significa que um nome pode ser usado para especificar uma classe geral de ações. Por exemplo, pode-se ter diferentes funções com o mesmo nome, porém cada uma trata os dados de maneira diferente. Quando houver uma chamada desta função, será escolhida uma delas dependendo do tipo de variável ao qual esteja relacionada.

A herança é um processo no qual um objeto pode adquirir características de um outro objeto já definido. Desta maneira, um objeto pode herdar características que compartilha com uma classe mais geral, sendo necessário definir apenas as qualidades que o torna único dentro de sua classe.

A.4 Modelagem da Classe Estabilizador de Sistemas de Potência Adaptativo

O módulo de estabilizadores de sistemas de potência adaptativo foi igualmente desenvolvido sob a teoria de orientação a objetos, usando a linguagem C++. Este módulo foi acoplado ao SimSP, onde já haviam sido implementados dois tipos de ESPs, o Tipo I de segunda ordem e o Tipo II de primeira ordem, cada um definido como uma classe de objetos. O ESP adaptativo foi implementado como sendo um terceiro modelo de ESP, conforme é visto na Figura A.2, e definido como uma outra classe de objetos.

A classe de objetos ESP adaptativo foi definida como sendo uma classe derivada da classe base ESP já existente no SimSP, herdando todas as suas propriedades. Foram incluídas as diversas variáveis necessárias e diversos métodos do algoritmo adaptativo,

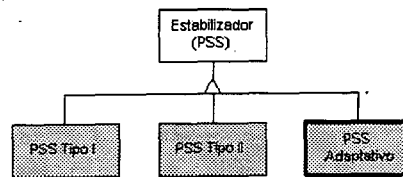


Figura A.2: Representação dos ESPs no SimSP

a saber, o PRBS, a identificação por mínimos quadrados recursivo, a identificação por mínimos quadrados recursivo estendido, o controle por posicionamento total de pólos, o controle por posicionamento parcial de pólos e a auto-procura do fator de redução α para ambos os métodos. Além disso, o programa ainda permite a utilização do fator de esquecimento e da técnica de *reset* da matriz de covariância, além do congelamento dos parâmetros pós-falta, conforme descrito nos Capítulos 2 e 3. O sinal de entrada do estabilizador pode ser escolhido entre velocidade angular, frequência, potência elétrica e potência acelerante.

Como o controle adaptativo é digital, e os modelos de estabilizadores de sistemas de potência disponíveis no SimSP eram ambos analógicos, algumas modificações foram necessárias. Apenas em cada período de amostragem, definido pelo usuário, o algoritmo de identificação e controle deve ser executado. Fora deste período, o sinal de controle é sustentado e os métodos de identificação e controle desabilitados, porém a integração numérica deve continuar normalmente. Um cuidado adicional que teve que ser tomado, é que deve se garantir que os valores das variáveis tenham convergido antes que o valor seja passado ao ESP.

O programa gera um arquivo de saída com o histórico das variáveis relevantes do algoritmo adaptativo, já preparado para ser rodado dentro do software Matlab.

O algoritmo adaptativo é composto em geral por cálculos simples, que envolvem operações matriciais elementares. Apenas no método de controle por posicionamento, completo ou parcial, é necessária a solução de um sistema de equações lineares. Apesar da ordem deste sistema ser baixa, deve-se escolher um método de solução eficiente, pois a precisão dos parâmetros do controlador depende desta solução. O método escolhido neste trabalho foi a decomposição LU com pivoteamento [28].

Referências Bibliográficas

- [1] Åström, K.J.; Wittenmark, B. *Adaptive Control*, Addison-Wesley, 1989.
- [2] Åström, K.J.; Wittenmark, B. *Computer Controlled Systems*, Prentice-Hall, 1984.
- [3] Fortescue, T.R.; Kershenbaum, L.S.; Ydstie, B.E. *Implementation of Self-Tuning Regulators with Variable Forgetting Factors*, *Automatica*, Vol.17(8), pp.831-835, 1981.
- [4] Ydstie, B.E.; Sargent, R.W.H. *Deterministic Convergence of an Adaptive regulator with Variable Forgetting Factor*, *Proceeding IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation*, Washington, D.C., pp. 259-283, 1982.
- [5] Bazanella, A.S. *Controle Auto-Ajustável de Sistemas de Potência*, Dissertação de Mestrado, UFSC, 1993.
- [6] Bazanella, A.S.; Silva, A.S. *Self-Tuning Stabilizers based on Pole Assignment for Multimachine Power Systems*, aceito para publicação na revista *Automação e Controle (SBA)*, 1999.
- [7] Barreiros, J.A.L.; Bazanella, A.S.; Silva, A.S. *Um estabilizador Auto-ajustável para Sistemas de Potência*, *Anais do 10^o CBA*, pp 518-520, Rio de Janeiro, 1994.
- [8] Barreiros, J.A.L. *Métodos de Controle Adaptativo Auto-Ajustável Aplicado à Síntese de Estabilizadores de Sistemas de Potência*, Tese de Doutorado, UFSC, 1995.
- [9] Cheng, S.J.; Chow, Y.S.; Malik, O.P.; Hope, G.S. *An Adaptive Synchronous Machine Stabilizer*, *IEEE, PWRS-1*, no.3, pp. 101-109, 1986.
- [10] Barreiros, J.A.L. *A Pole Shifting Self Tuning Power System Stabilizer*, Dissertação de Mestrado, UMIST, Manchester, Inglaterra, 1989.

[11] Manzoni, A. *Desenvolvimento de um módulo dinâmico para simuladores de ensino e treinamento em Sistemas energia elétrica usando programação orientada a objetos*, Dissertação de Mestrado, UFSC, 1996.

[12] Anderson, P.M.; Fouad, A.A. *Power System Control and Stability*, The Iowa State University Press, 1977.

[13] Byerly, R.T.; Sherman, D.E.; Bennon, R.J. *Frequency Domain Analysis of Low Frequency Oscillation in Large Electric Power Systems*, Report EPRI EL-726, USA, 1978.

[14] Silva, A.S; Barreiros, J.A.L. *Application of adaptive controllers to a multimachine power system*. LATICON 92, Santiago, Chile, 1992.

[15] Bazanella, A.S.; Fischman, A.; Silva, A.S.; Dion, J.M.; Dugard, L. *Coordinated Robust Controller in Power System*. Proceeding of the IEEE Stockholm Power Tech, Stockholm, June 1995, pp. 256-261.

[16] Bazanella, A.S.; Manzoni, A; Silva, A.S. *Stability in Power Systems with Small Security Margins*. Bulk Power System Dynamics and Control IV - Restructuring. Santorini, Grécia, 1998.

[17] Bazanella, A.S. *Métodos Analíticos para a Síntese de Controladores de Sistemas de Potência*. Tese de Doutorado, UFSC, 1997.

[18] Scavone, F.E. *Projeto Robusto de Controladores de Sistemas de Energia Elétrica*, Dissertação de Mestrado, UFSC, 1998.

[19] Barreiros, J.A.L.; Silva, A.S.; Simões Costa, A.J.A. *A Self-tuning Generalized Predictive Power System Stabilizer*. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Vol. 20, n^o3, pp. 213-219, Abril de 1998.

[20] Ogata, K. *Discrete Time Control Systems*. Prentice-Hall, 1987.

[21] Barreiros, J.A.L.; Silva, A.S.; Simões Costa, A.J.A. *Estabilizador de Sistemas de Potência Adaptativo Auto-ajustável com Posicionamento de Pólos Usando Método Implícito*. Anais do 9^o CBA, pp 263-267, Vitória, 1992.

[22] Kothari, M.L; Bhattacharya, K.; Nanda, J. *Adaptive Power System Stabilizer based on Pole Shifting Technique*. IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib. Vol. 143, n^o1, January 1996.

- [23] Rumbaugh, J.; Blaha, M.; Premerlani, W. *Modelagem e Projetos baseados em objetos*. Editora Campus, 1991.
- [24] Colemam, D.; Arnold, P.; Bodoff, S. *Desenvolvimento orientado a objetos*. Editora Campus, 1996.
- [25] Stroustrup, B. *The C++ Programming Language*. Addison Wesley, 1997.
- [26] Ellis, A.; Stroustrup, B. *The annotated C++*. Addison Wesley, 1997.
- [27] Schildt, H. *Turbo C++ - Guia do Usuário*. McGraw-Hill, 1992.
- [28] Press, W.H.; Flannery, B.P.; Teukolsky, S.A.; Vetterling, W.T. *Numerical recipes in C - The art of Scientific Computing*. Cambridge University Press, 1989.
- [29] Larsen, E.V.; Swann, D.A. *Applying Power System Stabilizers*. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol PAS 100, 6, pp3014-3046, 1989.
- [30] Bollinger, K.; Laha, A.; Hamilton, R.; Harras, T. *Power System Stabilizers Design using Roots Locus Method*. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol PAS 94, pp1484-1488, 1975.
- [31] Farmer, R.G.; Agrawal, B.L. *State-of-the-Art Technique for Power System Stabilizers Tuning*. IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol PAS 102, pp699-709, 1983.
- [32] Peña, H.E. *Controle Descentralizado Ótimo para o Projeto e Coordenação de Sinais Estabilizadores em Sistemas de Potência*, Tese de Doutorado, LABSPOT, UFSC, 1992.
- [33] Silva, A.S.; Freitas, F.D.; Peña, H.E. *Ajuste Coordenado de Controladores de geradores Síncronos e Compensadores Estáticos de Reativo em Sistemas de Potência*, Anais do 9o. CBA, Vitória, 1992.
- [34] Åström, K.J.; Wittenmark, B. *On Self-tuning Regulators*, Automatica, Vol.20, 1, pp 31-38, 1984.
- [35] Clarke, D.W.; Gawthrop, B.A. *Self-tuning Controller*, Proc. IEE, Vol.122, no.9, pp 929-934, 1975.
- [36] Clarke, D.W.; Gawthrop, P.J. *Self-tuning Control*, Proc. IEE, Vol.126, no.9, pp 633-640, 1979.