

CONTROLE AUTOMÁTICO DE TENSÃO DE UM GERADOR SÍNCRONO UTILIZANDO TÉCNICAS ADAPTATIVAS

MARCELO N. MOUTINHO*, CARLOS T. DA COSTA JR.*, WALTER BARRA JR.*, JOSÉ AUGUSTO LIMA BARREIROS*

*Universidade Federal do Pará, Rua Augusto Corrêa 01, Belém, PA, Brasil

Emails: marcmout@hotmail.com, cartav@ufpa.br, walbarra@ufpa.br, barreiros@ufpa.br

Abstract— In this paper, the experimental results obtained in the design and implementation of a self-tuning automatic voltage controller for a micro energy system are analyzed. Two types of indirect self-tuning adaptive schemes are proposed. Both uses a recursive estimation scheme based on the well known Least Squares method. The difference between these schemes is the controller formulation methodology: one uses the pole placement method and the other uses the generalized predictive control. Tests shows the comparison performance of the proposed adaptive controllers.

Keywords— Adaptive Control, Real Time Control, Recursive Identification, Generalized Predictive Control.

Resumo— Neste trabalho serão analisados os resultados experimentais obtidos no projeto e na implementação de um controlador automático de tensão de um micro-sistema de geração de energia utilizando metodologias de controle auto-ajustável. Dois esquemas de controle adaptativo auto-ajustável indireto serão propostos. Ambos utilizarão um estimador recursivo baseado no método de mínimos quadrados. A diferença entre eles reside na metodologia de formulação da lei de controle: um utiliza o método de alocação de pólos e o outro utiliza o controle preditivo generalizado. Testes comparativos serão utilizados para avaliar o desempenho dos controladores adaptativos propostos.

Palavras-chave— Controle Adaptativo, Controle em Tempo Real, Identificação Recursiva, Controle Preditivo Generalizado.

1 Introdução

Nas últimas duas décadas, aplicações bem sucedidas de controladores adaptativos têm sido reportadas como alternativas viáveis de controle de sistemas de potência elétrica (Moutinho, 2007), (da Costa Junior, 1999). Dentre os vários esquemas de controle adaptativo disponíveis os mais utilizados nesse tipo de aplicação são o controle adaptativo auto-ajustável e o controle a ganhos programáveis (Aström and Wittenmark, 1998). O projeto de um controlador auto-ajustável alia a flexibilidade do controle digital ao pragmatismo do controle adaptativo que requer menos interação entre o projetista e o modelo do sistema a ser controlado. Essa liberdade é oferecida pelo estimador recursivo utilizado neste esquema de controle que se encarrega de identificar *on line* o modelo do processo e libera o projetista para desempenhar outras tarefas, como a implementação de sistemas de supervisão e alarmes mais eficientes.

Neste trabalho serão apresentados os resultados de testes experimentais realizados em um micro-sistema de geração de energia para verificar o desempenho dinâmico de dois controladores automáticos de tensão adaptativos. O esquema de controle conhecido como auto-ajustável indireto (Aström and Wittenmark, 1998) será utilizado no projeto desses controladores. Na figura 1, é apresentado o diagrama de blocos do micro-sistema de geração, formado por um motor CC de 9 kW (máquina primária) acoplado a um gerador síncrono de 10kW, 220V, 60hz, 1200rpm, bem como o esquema do controle auto-ajustável de tensão.

Como pode ser verificado na figura 1, o micro-sistema de geração estudado é caracterizado por possuir duas malhas de controle: a malha de tensão que tem a função de regular a tensão terminal do gerador síncrono e a malha de velocidade que controla a velocidade do motor CC. Na malha de velocidade, será utilizado um controlador a parâmetros fixos, cujo projeto, baseado no método de alocação de pólos, foi descrito em (Moutinho et al., 2006) e (Moutinho, 2007). Na malha de tensão, serão implementados dois projetos de con-

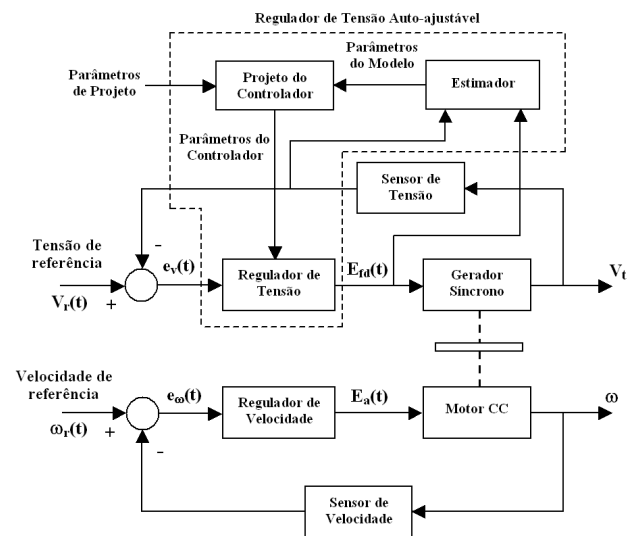


Figura 1: Diagrama de blocos do micro-sistema de geração de energia e do controlador de tensão auto-ajustável.

troladores auto-ajustáveis. A diferença principal entre esses projetos reside na metodologia de síntese do sinal de controle utilizada: um projeto utiliza o método de alocação de pólos (Landau, 1993) (Aström and Wittenmark, 1995) e o outro utiliza o método de controle preditivo generalizado (Clarke et al., 1987), amplamente utilizado com sucesso no controle de sistemas elétricos de potência (Moutinho, 2007).

2 Técnicas de Identificação Recursiva.

Devido a sua robustez e simplicidade computacional, o Estimador Recursivo de Mínimos Quadrados (ERMQ) (Aguirre, 2004), será utilizado nos controladores auto-ajustáveis de tensão propostos neste trabalho. A seguinte estrutura, conhecida como modelo Controlado Auto-Regressivo com Média Móvel Incremental (CARIMA, acrônimo de *Controlled Auto-Regressive Integrated Moving Average*), será utilizada para representar o modelo do processo a ser controlado:

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

onde $y(t)$, $u(t)$ são, respectivamente, os valores dos sinais de entrada e saída da planta no instante discreto t , um múltiplo inteiro do intervalo de amostragem T_s ; $e(t)$ é um ruído descorrelacionado que corrompe o sinal de saída do modelo; d é o atraso de transporte da entrada para a saída representado como um múltiplo inteiro de T_s ; q^{-1} é o operador atraso discreto¹; e $\Delta = 1 - q^{-1}$. Os polinômios $A(q^{-1})$, $B(q^{-1})$ e $C(q^{-1})$ são da seguinte forma:

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_{n_a}q^{-n_a} \quad (2)$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_{n_b}q^{-n_b} \quad (3)$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + \dots + c_{n_c}q^{-n_c} \quad (4)$$

sendo n_a , n_b e n_c são o número de regressores da saída, da entrada e do ruído, respectivamente. O polinômio $C(q^{-1})$ pode ser considerado o componente de uma perturbação externa que afeta a saída $y(t)$ (neste caso precisa ser estimado), ou pode ser interpretado como um observador polinomial para as predições das saídas (neste outro caso, faz parte dos parâmetros do projeto). O vetor de parâmetros, $\theta(t)$, e o vetor de regressores, $\phi(t)$, do modelo são representados da seguinte forma, desconsiderando a estimação dos c_i :

$$\phi(t) = [-y(t-1) \dots -y(t-n_a) \\ u(t-d) \dots u(t-d-n_b)]^T \quad (5)$$

$$\theta(t) = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_{n_a} \ b_0 \ b_1 \ \dots \ b_{n_b}]^T \quad (6)$$

As estimativas do vetor de parâmetros são obtidas a partir da seguinte sequência de equações

¹Considerando $q^{-1}y(t) = y(t-1)$

algébricas (Aström and Wittenmark, 1995):

$$\mathbf{K}(t) = \frac{\mathbf{P}(t-1)\phi(t)}{\beta + \phi(t)^T\mathbf{P}(t-1)\phi(t)} \quad (7)$$

$$\theta(t) = \theta(t-1) + \mathbf{K}(t) [y(t) - \phi(t)^T\theta(t-1)]^T \quad (8)$$

$$\mathbf{P}(t) = [I + \mathbf{K}\phi(t)^T] \frac{\mathbf{P}(t-1)}{\beta} \quad (9)$$

onde $\mathbf{K}(t)$ é o vetor de ganhos de correção dos parâmetros do modelo; I é uma matriz identidade, $\mathbf{P}(t)$ é a matriz de covariância e β é um fator de esquecimento que reduz a influência de dados antigos na atualização de $\mathbf{P}(t)$.

3 Técnicas de Controle Auto-ajustável.

3.1 Controle Preditivo Generalizado

O método conhecido como *Controle Preditivo Generalizado* (**GPC**, acrônimo em inglês para *Generalised Predictive Control*) (Clarke et al., 1987) será utilizado neste trabalho. Em sua versão incremental, o **GPC** tem o objetivo de minimizar o seguinte critério:

$$J_{GPCI} = E\left\{\sum_{k=N_1}^{N_2} [y(t+k) - y_d(t+k)]^2 + \sum_{k=1}^{N_u} \lambda(t+k-1)[\Delta u(t+k-1)]^2\right\} \quad (10)$$

onde: $y_d(t+k)$ é a trajetória desejada para o sinal de saída; N_1 , e N_2 são os horizontes de predição inicial e final, respectivamente; N_u é o horizonte de controle; $\Delta u(t) = u(t) - u(t-1)$ (considera-se que $\Delta u(t+k) = 0, k = N_u, \dots, N_2$); e $\lambda(j)$ é uma constante que pondera a importância da magnitude das futuras ações de controle em relação ao erro da saída ($\lambda(j) = \lambda$, para $j = t, \dots, t + N_u - 1$ e $\lambda = \infty$, para $j \geq t + N_u$).

Para resolver o sistema algébrico (10), é necessário calcular um conjunto de predições de futuras saídas $y(t+j)$ para $j = N_1, \dots, N_2$, com base na informação conhecida até o instante t e nos valores futuros dos incrementos do sinal de controle, que serão escolhidos de tal forma a minimizar o critério J_{GPCI} . Essas predições podem ser separadas em predições de resposta livre, que são independentes das futuras ações de controle, e predições de resposta forçada, dependentes das futuras ações de controle. As predições livres são agrupadas em um vetor \mathbf{f} , de dimensão $N_2 - N_1 + 1$, definido como:

$$\mathbf{f} = [\hat{y}(t+N_1|t), \hat{y}(t+N_1+1|t), \dots \\ \dots, \hat{y}(t+N_2|t)]^T \quad (11)$$

sendo $\hat{y}(t+k|t)$, $k = N_1, \dots, N_2$, as predições de resposta livre de $\hat{y}(t+k)$, dado $\{u(s-1), y(s); s \leq t\}$ e supondo que $\{u(t+k) = 0, k \geq 0\}$. Agora define-se o vetor de futuros incrementos de controle, $\tilde{\mathbf{u}}$, de dimensão N_u :

$$\tilde{\mathbf{u}} = [\Delta u(t), \Delta u(t+1), \dots, \Delta u(t+N_u-1)]^T \quad (12)$$

e o vetor das predições da saída do processo,

$$\hat{\mathbf{y}} = [\hat{y}(t + N_1), \hat{y}(t + 2), \dots, \hat{y}(t + N_2)]^T \quad (13)$$

Utilizando esses vetores, a relação entre os incrementos da entrada e as predições da saída do processo pode ser escrita em notação vetorial como (Clarke et al., 1987):

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G}\tilde{\mathbf{u}} + \mathbf{f} \quad (14)$$

A matriz \mathbf{G} , de dimensão $(N_2 - N_1 + 1) \times (N_u)$, é composta pelos parâmetros da resposta ao degrau do modelo (1) considerando o ruído corruptor igual a zero,

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{N_1-1} & 0 & \cdots & 0 \\ g_{N_1} & g_{N_1-1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{N_u-1} & g_{N_u-2} & \cdots & g_{N_1-1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ g_{N_2-1} & g_{N_2-2} & \cdots & g_{N_2-N_u} \end{bmatrix} \quad (15)$$

As predições da resposta livre do modelo, $\hat{y}(t + i|t)$, podem ser calculadas iterativamente a partir da equação (1) considerando $e(t + i)$ e os futuros sinais de controle iguais a zero. O critério quadrático (10) pode ser reescrito em notação matricial da seguinte forma (Zachariah, 1994):

$$J_{GPCI} = (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{r})^T (\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{r}) + \lambda \tilde{\mathbf{u}}^T \tilde{\mathbf{u}} \quad (16)$$

onde \mathbf{r} é um vetor de dimensão $N_2 - N_1 + 1$ contendo os valores da seqüência de futuros sinais de referência:

$$\mathbf{r} = [y_d(t + N_1), y_d(t + N_1 + 1), \dots, \dots, y_d(t + N_2)]^T \quad (17)$$

A solução de (10) é o vetor de incrementos de controle, $\tilde{\mathbf{u}}$, dado por (Zachariah, 1994):

$$\tilde{\mathbf{u}} = (\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T (\mathbf{r} - \mathbf{f}) \quad (18)$$

O vetor $\tilde{\mathbf{u}}$ é formado por sugestões de ações de controle no instante atual e em instantes futuros. Somente o primeiro elemento dessa seqüência, $\Delta u(t)$, precisa ser calculado. A lei de controle a ser executada em cada intervalo de amostragem torna-se a seguinte:

$$u(t) = u(t - 1) + \mathbf{g}^T (\mathbf{r} - \mathbf{f}) \quad (19)$$

onde \mathbf{g} é um vetor formado pela primeira linha da matriz $(\mathbf{G}^T \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T$.

3.2 Técnica de Alocação de Pólos

Neste trabalho, essa metodologia de projeto será utilizada considerando que o processo a ser controlado é representado por um modelo ARX (Auto-Regressivo com Entradas Exógenas), que pode ser

obtido a partir da equação (1) substituindo o último termo do lado direito por $e(t)$. A seguinte estrutura de controle R-S-T (Landau, 1993) será utilizada:

$$R(q^{-1})u(t) = T(q^{-1})r(t) - S(q^{-1})y(t) \quad (20)$$

onde $R(q^{-1})$, $S(q^{-1})$ e $T(q^{-1})$ são polinômios de ordem apropriadas e $r(t)$ é a trajetória desejada para o sinal de saída $y(t)$. Neste trabalho, somente o problema da regulação será considerado e, dessa forma, faz-se $T(q^{-1}) = S(q^{-1})$. A técnica de alocação de pólos consiste em encontrar os polinômios $R(q^{-1})$ e $S(q^{-1})$ que resolvem o seguinte sistema de equações lineares, que representa a dinâmica de malha fechada do processo a ser controlado:

$$A(q^{-1})R(q^{-1}) + B(q^{-1})S(q^{-1}) = P(q^{-1}) \quad (21)$$

onde os polinômios S e R da lei de controle (20) possuem a seguinte estrutura:

$$S(q^{-1}) = s_0 + s_1 q^{-1} + \dots + s_{n_s} q^{-n_s} \quad (22)$$

$$R(q^{-1}) = 1 + r_1 q^{-1} + r_2 q^{-2} + \dots + r_{n_r} q^{-n_r} \quad (23)$$

O polinômio P determina o comportamento desejado em malha fechada e tem a seguinte forma:

$$P(q^{-1}) = 1 + p_1 q^{-1} + p_2 q^{-2} + \dots + p_{n_p} q^{-n_p} \quad (24)$$

4 Resultados Experimentais

4.1 Algoritmos de Controle Auto-Ajustável

Os dois reguladores automáticos de tensão (RAT) auto-ajustáveis propostos neste trabalho serão referenciados da seguinte forma a partir de agora: o controlador que utiliza o método de alocação de pólos será referenciado como *Controlador Adaptativo por Alocação de Pólos (CADAP)*. O controlador que utiliza o método de Controle Preditivo Generalizado Incremental (GPCI) será referenciado como *Controlador Adaptativo GPCI (CADGPCI)*.

A identificação realizada nas duas estratégias de controle utiliza o ERMQ, descrito na seção 2. O estimador tem a função de identificar on-line os coeficientes do seguinte modelo ARX de ordem 2:

$$\frac{V_t(k)}{E_{fd}(k)} = \frac{b_0 q^{-1} + b_1 q^{-2}}{1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2}} \quad (25)$$

sendo $V_t(k)$ o sinal de tensão terminal e $E_{fd}(k)$ o sinal de controle da tensão de campo do gerador. O CADAP utiliza esse modelo para resolver o sistema algébrico (21) e formular, a cada intervalo de amostragem, a seguinte lei de controle:

$$\frac{E_{fd}(k)}{e_v(k)} = \frac{s_0 + s_1 q^{-1} + s_2 q^{-2}}{1 + r_1 q^{-1} + r_2 q^{-2}} \quad (26)$$

onde $e_v(k)$ é o erro discreto entre a tensão terminal, $V_t(k)$, e a referência de tensão, $V_r(k)$. Para

resolver o sistema (21) é necessário escolher o polinômio de malha fechada $P(q^{-1})$. Esse polinômio tem a seguinte estrutura:

$$P(q^{-1}) = P_d(q^{-1})A_o(q^{-1}) \quad (27)$$

onde:

$$P_d(q^{-1}) = 1 + p_{d1}q^{-1} + p_{d2}q^{-2} \quad (28)$$

$$p_{d1} = -2e^{-\xi\omega_0 T_s} \cos(\omega_0 T_s \sqrt{1 - \xi^2}) \quad (29)$$

$$p_{d2} = e^{-2\xi\omega_0 T_s} \quad (30)$$

$$A_o(q^{-1}) = (1 - a_o q^{-1})^2 \quad (31)$$

O polinômio $P(q^{-1})$ é, portanto, especificado pelos seguintes parâmetros: ξ , ω_0 , e a_o . Esses são os parâmetros de projeto do CADAP.

O CADGPCI utiliza os polinômios A e B do modelo (25), estimados pelo ERMQ, para formular os coeficientes g_i , $i = N_1 - 1, N_1, \dots, N_2 - 1$ da resposta ao degrau do seguinte modelo CARIMA:

$$A(q^{-1})\Delta v(k) = q^{-d}B(q^{-1})\Delta E_{fd}(k) + C(q^{-1})e(k) \quad (32)$$

Os coeficientes g_i são utilizados para formular a matriz (15), utilizada para resolver o sistema linear (18). Neste trabalho o polinômio $C(q^{-1})$ será interpretado como um observador polinomial de coeficientes fixos com a seguinte estrutura $C(q^{-1}) = 1 + c_1 q^{-1}$. Os valores das futuras referências $y_d(i)$, $i = k + N_1, k + N_1 + 1, \dots, k + N_2$, componentes do vetor (17), são calculados no instante k iterativamente a partir do seguinte sistema de primeira ordem:

$$y_d(k) = (1 - \rho)e_v(k) + \rho y_d(k - 1) \quad (33)$$

Os parâmetros de projeto necessários para implementar o CADGPCI são: N_u , N_1 , N_2 , ρ , λ e c_1 . A especificação dos valores desses parâmetros de projeto será abordada mais adiante.

Paralelamente ao algoritmo do controlador auto-ajustável para tensão é realizado também o controle de velocidade. Esta função foi realizada pelo governador de velocidade projetado com a técnica de alocação de pólos, conforme foi descrito em (Moutinho et al., 2006). Ele foi usado em todos os testes realizados neste trabalho.

4.2 Testes de Avaliação do Desempenho Dinâmico do RAT Auto-Ajustável.

Os testes realizados para avaliar o desempenho dinâmico dos RATs propostos foram os seguintes:

1. *variação do tipo degrau na malha de tensão;*
2. *rastreamento de sinal de referência da malha de tensão;*

Todos os testes foram realizados com o sistema de geração operando isolado da rede de energia e inicialmente com tensão e velocidade nominais (220V e 20Hz, respectivamente), fator de potência unitário e nível de carregamento variável.

4.2.1 Resultados do Teste 1

Este teste tem a duração total de 35s sendo dividido em 2 partes. Os primeiros 30s são utilizados para estimar os parâmetros do modelo (25), inicializados todos iguais a 0.0001. Nesse período um sinal SBPA com 100mV de amplitude, 8 bits e tempo de bit de 70ms é superposto ao sinal de controle para acelerar o processo de identificação. O ERMQ é inicializado com fator de esquecimento fixo em 0.99 e matriz de covariância $10^6 I$, onde I representa uma matriz identidade de ordem apropriada. O algoritmo de síntese do controlador inicia em $t = 0s$, simultaneamente com o início do processo de estimação. Durante o transitório inicial, um limitador do sinal de controle é utilizado para evitar uma perturbação muito grande no valor da tensão terminal. Nos 5 últimos segundos do teste o estimador é paralisado, o sinal SBPA é interrompido e um degrau é aplicado na referência de tensão.

Na figura 2, são apresentados os resultados obtidos com o CADAP na segunda parte do teste. Os parâmetros de projeto do controlador foram especificados em $\xi = 0.8$, $\omega_0 = 7 \text{ rad/s}$, e $a_o = 0$. Durante os primeiros 5 segundos da primeira parte do teste o sinal de controle foi limitado em $\pm 0.5V$.

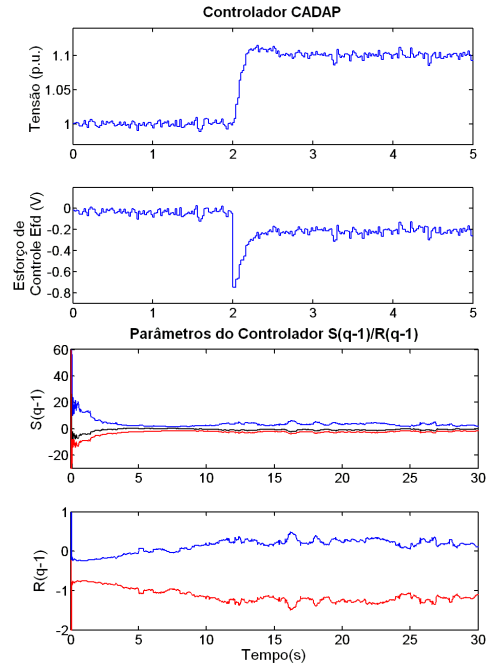


Figura 2: Resultados do CADAP no teste 1. Sistema com carga de 1.2Kw.

Na figura 3, são apresentados os resultados obtidos com o CADGPCI na segunda parte do teste. Os parâmetros de projeto do controlador foram especificados em $N_1 = 1$, $N_2 = 8$, $N_u = 2$, $\lambda = 0.3$, $\rho = 0.1$ e $c_1 = 0$. Na Tabela 1, são resumidos os valores dos índices de desempenho obtidos no teste. Os dois controladores adaptativos conseguiram responder adequadamente ao

teste exibindo baixo sobre-sinal e boa velocidade de resposta.

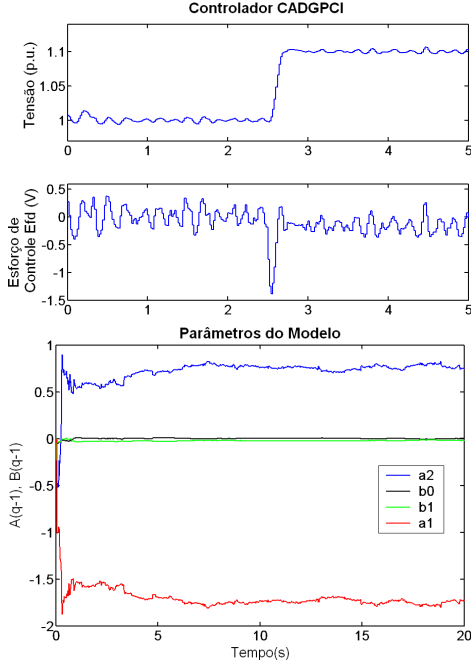


Figura 3: Resultados do CADGPCI no teste 1. Sistema com carga de 1.2Kw.

Tabela 1: Desempenho dos Controladores Adaptativos no Teste 1.

Amp(%)	Carga(kw)	$t_s(s)$	$t_r(s)$	Sobre-sinal(%)
CADAP				
5	1.2	0.42	0.78	20
5	2.4	0.4	0.75	12.5
10	1.2	0.42	1.04	14.7
10	2.4	0.44	1.08	13.75
CADGPCI				
5	1.2	0.28	0.1	10
5	2.4	0.1	0.1	0
10	1.2	0.1	0.1	0
10	2.4	0.08	0.08	0

4.2.2 Resultados do Teste 2

Este teste tem duração total de 75 segundos particionados em 2 etapas. Os primeiros 15 segundos são utilizados para estimar os parâmetros do modelo (25), inicializados todos iguais a 0.0001. Neste período um sinal SBPA similar ao utilizado no teste 1 é superposto ao sinal de controle. O ERMQ é inicializado com fator de esquecimento fixo em 0.98 e matriz de covariância $10^5 I$. Um esquema de limitação de esforço de controle é utilizado nessa parte do teste. Na etapa 2 do teste, os últimos 60 segundos, o estimador continua funcionando mas o sinal SBPA tem sua amplitude reduzida. Uma seqüência de variações do tipo degrau é aplicada à referência do controlador de ten-

são enquanto cargas são inseridas no sistema. As inclusões são de 1.2Kw e ocorrem em aproximadamente $t = 20s$ e $t = 40s$ da segunda etapa do teste.

Para mensurar o desempenho do controlador de tensão durante este teste o seguinte índice de desempenho quadrático deve ser minimizado:

$$J_v = \sum_{k=0}^n [V_r(k) - V_t(k)]^2 \quad (34)$$

onde n é o número total de amostras, obtidas com um intervalo de amostragem de $\Delta T_v = 20ms$ que foi utilizado na malha de tensão.

Na figura 4, são apresentados os resultados obtidos com o CADAP no teste 2. Os parâmetros de projeto do controlador foram especificados em $\xi = 0.8$, $\omega_0 = 7rad/s$ e $a_o = 0$. Um limitador de esforço de controle com limites de $\pm 0.5V$ foi utilizado nos 5 primeiros segundos do teste. O ruído observado no sinal de saída é causado pelo sinal SBPA de $40mV$ de amplitude utilizado na segunda parte do teste para suprir os requisitos de persistência de excitação do mecanismo de identificação.

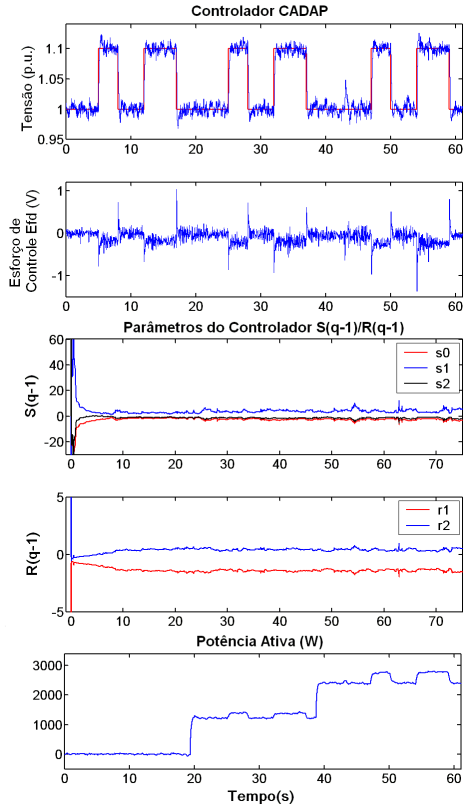


Figura 4: Resultados do CADAP no teste 2.

Na figura 5, são apresentados os resultados obtidos com o CADGPCI no teste 2. Os parâmetros de projeto do controlador foram especificados em $N_1 = 1$, $N_2 = 8$, $N_u = 2$, $\lambda = 0.3$, $\rho = 0.1$ e $c_1 = 0$. Observações experimentais revelaram que um sinal SBPA de $25mV$ de amplitude é suficiente

para a manutenção do processo de identificação do sistema durante a segunda parte do teste. Os resultados do teste 2, apresentados na Tabela 2, indicam que o desempenho do CADGPCI foi muito superior ao desempenho do CADAP em termos de minimização do critério quadrático da Eq. (34) nos dois casos analisados, indicando que o método de controle preditivo generalizado é bastante adequado para este tipo de aplicação.

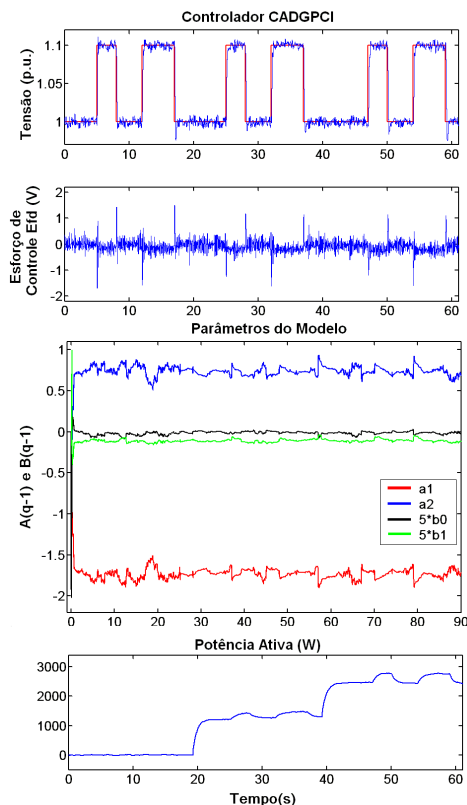


Figura 5: Resultados do CADGPCI no teste 2.

Tabela 2: Desempenho dos Controladores Adaptativos no Teste 2.

Amplitude(%)	J_v	$\omega_{max}(p.u.)$	$\omega_{min}(p.u.)$
CADGPCI			
5	0.001408	1.0043	0.9906
10	0.00184	1.0041	0.9909
CADAP			
5	0.002108	1.0056	0.9905
10	0.00235	1.0049	0.9886

5 Conclusão

Os dois controladores adaptativos projetados e implementados neste trabalho tiveram seu desempenho avaliado para testes de resposta ao degrau e rastreamento realizados em diferentes condições de operação. Verificou-se, experimentalmente, que os referidos controladores apresentaram tempos de resposta aceitáveis e excelente robustez

em todos os testes realizados. Esses controladores também apresentaram desempenho superior ou igual ao desempenho dos controladores a parâmetros fixos desenvolvidos em (Moutinho, 2007), utilizando técnicas de controle clássicas e fuzzy. Os promissores resultados deste trabalho motivam os seus autores a investigar com maior profundidade as possíveis melhorias que podem ser obtidas com a utilização de estratégias de controle adaptativo multivariável que levem em consideração as interações existentes entre as malhas do sistema de potência estudado. Os resultados desses estudos, já em andamento, logo que possível serão reportados.

Referências

- Aguirre, L. A. (2004). *Introdução à Identificação de Sistemas*, 2º edn, UFMG.
- Aström, K. J. and Wittenmark, B. (1995). *Adaptive Control*, 2º edn, Addison Wesley.
- Aström, K. J. and Wittenmark, B. (1998). *Computer Controlled Systems*, 3º edn, Prentice-Hall.
- Clarke, D. W., Mohtadi, C. and Tuffs, P. S. (1987). Generalized predictive control-part i: The basic algorithm; part ii extensions and interpretations, *Automatica* **23**(2): 137–160.
- da Costa Junior, C. T. (1999). *Méthodes de Commande Adaptative Par Supervision Pour la Régulation d'un Générateur Entraîné par Turbine Hydraulique*, These de Docteur, Institut National Polytechnique de Grenoble, France.
- Landau, I. D. (1993). *Identification et commande de Systemes*, deuxième edn, Hermes.
- Moutinho, M. N. (2007). *Metodologias Experimentais em Identificação Paramétrica, Controle Digital e Fuzzy aplicadas a um Gerador Síncrono*, Tese de Mestrado, Universidade Federal do Pará, Brasil.
- Moutinho, M. N., da Costa Junior, C. T. and Junior, W. B. (2006). Resultados experimentais em identificação e controle digital integrado em uma máquina síncrona, *XVI Congresso Brasileiro de Automática (CBA)*, Salvador, Brasil.
- Zachariah, K. J. (1994). *Implementation of Self-Tuning Control for Turbine Generators*, Phd thesis, Department of Electrical and Electronic Engineering, University of Newcastle-upon-Type, UK.