

PROVA DE ESTABILIDADE DE TÉCNICA DE SUAVIZAÇÃO DO SINAL DE CONTROLE DO CONTROLADOR ADAPTATIVO POR MODELO DE REFERÊNCIA E ESTRUTURA VARIÁVEL

SAMAHERNI M. D.*, KURIOS QUEIROZ*, ALDAYR D. ARAUJO*

*Universidade Federal do Rio Grande do Norte
Laboratório de Automação, Controle e Instrumentação (LACI)
Natal, RN, Brasil

Emails: sama@laci.ufrn.br, kurios@laci.ufrn.br, aldayr@dca.ufrn.br

Abstract— This work presents the stability proof of the smooth technique, proposed by Samaherni et al. (2013), applied to the variable structure model reference adaptive controller. The smooth technique discussed in this paper, despite changing the control law, still keeps robustness and fast transient. The stability proof presented here aims to advance the consolidation of this new technique and, therefore, it was developed for a first order plant. Finally, simulation results were performed for the evaluation of the technique.

Keywords— Adaptive Control, Smooth control signal, Model Reference, Variable Structure System, Robust Control

Resumo— O objetivo deste trabalho é apresentar a prova de estabilidade da técnica de suavização do sinal de controle, proposta por Samaherni et al. (2013), aplicada ao controlador adaptativo por modelo de referência e estrutura variável. A técnica de suavização abordada neste trabalho, apesar de alterar a lei de controle, ainda mantém a robustez e o transitório rápido. A prova de estabilidade apresentada aqui tem por objetivo avançar na consolidação da aplicação desta nova técnica e, por isso, ela foi desenvolvida para uma planta de primeira ordem. De forma adicional, resultados de simulação foram realizados para a avaliação da técnica.

Palavras-chave— Controle Adaptativo, Sinal de Controle Suave, Modelo de Referência, Sistema de Estrutura Variável, Controle Robusto

1 Introdução

Atualmente, há um crescente interesse em aplicar técnicas de controle em processos industriais. Alguns destes processos possuem parâmetros incertos e/ou variantes no tempo. Para estes sistemas foram propostos os controladores adaptativos. Uma das técnicas de controle adaptativo mais famosa é o controle adaptativo por modelo de referência (MRAC/*Model Reference Adaptive Control*), a qual foi proposta por Narendra e Valavani (1977). A ideia básica do MRAC (Figura 1) é fazer com que um sistema qualquer (também conhecido como planta) se comporte como um modelo escolhido pelo projetista.

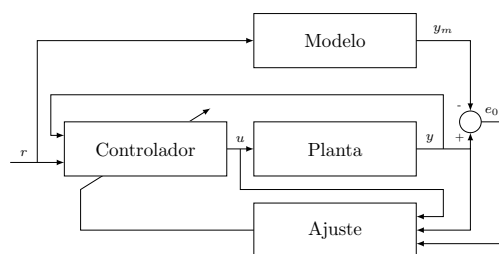


Figura 1: Diagrama de blocos do controlador adaptativo por modelo de referência (MRAC) no caso direto.

incertezas paramétricas e/ou dos parâmetros variantes no tempo e, para isto, ele conta com uma lei integral de adaptação dos parâmetros do controlador, a qual, geralmente, leva a um transitório muito lento. É importante destacar que enquanto os parâmetros estão se adaptando, a saída do sistema pode apresentar erro de rastreamento.

Em 1989, Hsu e Costa (1989) propôs o controlador adaptativo por modelo de referência e estrutura variável (VS-MRAC/*Variable Structure Model Reference Adaptive Control*), o qual substitui as leis integrais de adaptação do MRAC por leis chaveadas oriundas da teoria de sistemas com estrutura variável (VSS/*Variable Structure System*). Este controlador apresenta melhorias no desempenho transitório e robustez quando comparado ao MRAC. Porém, o sinal de controle apresenta uma alta frequência de chaveamento, o que não é suportado por todos os sistemas reais, além de gerar o fenômeno de *chattering*¹.

Nesse contexto, alguns trabalhos (Emelyanov, 1987; Hsu e Real, 1997; Unbehauen, 2000; Cunha et al., 2005) propuseram controladores que uniam o melhor de duas técnicas de controle. Ao tentar unir o VS-MRAC ao MRAC, se busca do MRAC o sinal de controle suave em regime permanente e do VS-MRAC a robustez e o transitório rápido. Um dos trabalhos que merecem destaque é o de Cunha et al. (2005), no qual uma lógica difusa realiza uma ponderação entre o controlador VS-

O controlador MRAC supera o problema das

¹ *Chattering* são oscilações de alta frequência presentes em um sinal devido a utilização de relés reais.

MRAC e o MRAC. Um outro trabalho que merece destaque é o de Samaherni et al. (2013), no qual uma técnica de suavização foi proposta e foram obtidos resultados teóricos e práticos.

O objetivo deste trabalho é apresentar a prova de estabilidade do controlador após adotar a modificação na lei de controle do VS-MRAC, proposta em Samaherni et al. (2013), com a intenção de suavizar o sinal de controle, porém, ainda mantendo a robustez e o transitório rápido. A prova de estabilidade apresentada aqui, é mais um passo na consolidação desta nova técnica, por isso, será desenvolvida para uma planta de primeira ordem. A comprovação da eficiência da lei de controle proposta será realizada através da simulação do controlador proposto aplicado a uma planta estável e a uma outra instável.

O artigo está organizado da seguinte forma: na seção 2 o controlador MRAC será apresentado; Já o VS-MRAC será apresentado na seção 3; O controlador proposto e a prova de estabilidade serão apresentados na seção 4; Em seguida, serão apresentados os resultados de simulação na seção 5; e as conclusões são apresentadas na seção 6.

2 Controlador MRAC

O controlador MRAC (*Model Reference Adaptive Control*) é um controlador adaptativo por modelo de referência, ou seja, um controlador que faz com que a planta, a qual possui parâmetros conhecidos com incertezas e/ou variantes no tempo, se comporte como um modelo escolhido.

Assim, considere uma planta linear SISO e invariante no tempo dada por

$$\dot{y}(t) = -a_p y + k_p u(t), \quad (1)$$

com entrada u e saída y . O modelo de referência é caracterizado por

$$\dot{y}_m(t) = -a_m y_m + k_m r(t), \quad (2)$$

com entrada r e saída y_m . Ainda com relação ao modelo de referência, considere as hipóteses:

H1 O sinal de k_m é igual ao sinal de k_p e, ambos, positivos por simplicidade;

H2 O modelo de referência é estável, ou seja, $a_m > 0$.

O objetivo ao se projetar um controlador MRAC é encontrar um lei de controle $u(t)$, utilizando somente medidas de entrada e saída da planta, tal que o erro de rastreamento

$$e_0 = y - y_m \quad (3)$$

tenda a zero assintoticamente para condições iniciais arbitrárias e sinal de referência $r(t)$ contínuo por partes e uniformemente limitado. O erro de

rastreamento nulo pode ser obtido garantindo-se que para uma candidata a função de Lyapunov $V(e_0) > 0$ sua derivada seja $\dot{V}(e_0) < 0$.

Para a planta rastrear o modelo de referência considere

$$u^* = \theta^{*T} \omega$$

onde

$$\omega = [y \quad r]^T,$$

é definido como o vetor “regressor” e

$$\theta^{*T} = [\theta_1^* \quad \theta_2^*]$$

o vetor de parâmetros adaptativos tal que a função de transferência da planta se comporte exatamente como o modelo de referência (condição de *matching*), ou seja, os valores de θ_1^* e θ_2^* devem garantir que $e_0 \rightarrow 0$ quando $t \rightarrow \infty$. Para isso, deve-se escolher

$$\theta_1^* = \frac{a_p - a_m}{k_p} \quad (4)$$

e

$$\theta_2^* = \frac{k_m}{k_p} \quad (5)$$

Porém, o grande problema está no fato de a_p e k_p não serem conhecidos, ou conhecidos com incertezas. Assim, não é possível calcular o valor de θ^* . Portanto, um novo sinal de controle

$$u = \theta^T \omega \quad (6)$$

deve ser definido. O próximo passo é modificar este sinal de controle para

$$u = \tilde{\theta}_1 y + \tilde{\theta}_2 r + \theta_1^* y + \theta_2^* r, \quad (7)$$

onde

$$\begin{cases} \tilde{\theta}_1 = \theta_1 - \theta_1^* \\ \tilde{\theta}_2 = \theta_2 - \theta_2^* \end{cases}$$

Agora, deve-se analisar como a saída da planta (equação (1)) se relaciona com o sinal de controle proposto (equação (7)) fazendo

$$\dot{y} = -a_p y + k_p (\tilde{\theta}_1 y + \tilde{\theta}_2 r + \theta_1^* y + \theta_2^* r) \quad (8)$$

e, em seguida, agrupando-se os termos da equação (8) obtém-se

$$\dot{y} = (-a_p + k_p \theta_1^*) y + k_p \theta_2^* r + k_p (\tilde{\theta}_1 y + \tilde{\theta}_2 r),$$

a qual pode ser descrita em função dos parâmetros do modelo de referência aplicando as equações (4) e (5)

$$\dot{y} = -a_m y + k_m r + \frac{k_m}{\theta_2^*} (\tilde{\theta}_1 y + \tilde{\theta}_2 r). \quad (9)$$

Por fim, aplicando-se a equação (9) na equação (3) tem-se que o erro de rastreamento será

$$\dot{e}_0 = -a_m e_0 + \frac{k_m}{\theta_2^*} (\tilde{\theta}_1 y + \tilde{\theta}_2 r). \quad (10)$$

Seja a candidata a função de Lyapunov

$$V(e_0) = \frac{1}{2} (e_0)^2 \quad (11)$$

Desta forma,

$$\dot{V}(e_0) = e_0 \dot{e}_0$$

e substituindo-se $\dot{e}_0$ pela equação (10) tem-se

$$\dot{V}(e_0) = -a_m e_0^2 + \frac{k_m}{\theta_2^*} (\tilde{\theta}_1 y + \tilde{\theta}_2 r) e_0$$

Para garantir $\dot{V}(e_0) < 0$, consideradas as hipóteses H1 e H2, basta garantir que

$$(\tilde{\theta}_1 y + \tilde{\theta}_2 r) e_0 \leq 0,$$

No caso do controlador MRAC, basta utilizar um estimador para garantir que $\tilde{\theta}_1 = \tilde{\theta}_2 = 0$, ou seja, garantir que $\theta_1 \rightarrow \theta_1^*$ e $\theta_2 \rightarrow \theta_2^*$ quando $t \rightarrow \infty$ para garantir o erro de rastreamento nulo.

O método de estimação utilizado neste trabalho será o método do gradiente e, assim, a lei de adaptação dos parâmetros se torna

$$\begin{cases} \dot{\theta}_1 = -\bar{\theta}_1 e_0 y \\ \dot{\theta}_2 = -\bar{\theta}_2 e_0 r \end{cases} \quad (12)$$

onde

$$\begin{cases} \bar{\theta}_1 > 0 \\ \bar{\theta}_2 > 0 \end{cases}$$

3 Controlador VS-MRAC

O controlador VS-MRAC (*Variable Structure Model Reference Adaptive Control*) foi proposto por Hsu e outros (Hsu e Costa, 1989; Hsu, 1990). O objetivo do VS-MRAC é encontrar uma lei de controle que modifique a estrutura e a dinâmica da planta, de maneira que seu conjunto entrada/saída seja exatamente o mesmo de um modelo de referência.

O controlador VS-MRAC utilizado aqui possui uma estrutura semelhante ao do MRAC da seção 2. Desta forma, o VS-MRAC utiliza a mesma lei de controle (equação (6)) do MRAC e a diferença está na lei de adaptação dos parâmetros que agora passa a ser

$$\begin{cases} \dot{\theta}_1 = -\bar{\theta}_1 \text{sgn}(e_0 y) \\ \dot{\theta}_2 = -\bar{\theta}_2 \text{sgn}(e_0 r) \end{cases} \quad (13)$$

onde

$$\begin{cases} \bar{\theta}_1 > |\theta_1^*| \\ \bar{\theta}_2 > |\theta_2^*| \end{cases}$$

e

$$\begin{cases} \text{sgn}(x) = 1, & \text{se } x > 0 \\ \text{sgn}(x) = -1, & \text{se } x < 0 \end{cases}$$

Utilizando-se a adaptação dos parâmetros do VS-MRAC (equação (13)) e considerando as hipóteses H1 e H2 é possível garantir

$$(\tilde{\theta}_1 y + \tilde{\theta}_2 r) e_0 < 0$$

e, desta forma, garantir que $\dot{V}(e_0) < 0$ para o mesmo $V(e_0) > 0$ da equação (11).

4 Controlador proposto

O controlador proposto por Samaherni et al. (2013) tem por objetivo encontrar uma lei de controle que garanta $e \rightarrow 0$ quando $t \rightarrow \infty$ e, adicionalmente, que $e_0 \rightarrow 0$ quando $t \rightarrow \infty$ onde

$$e = r - y \quad (14)$$

é o erro entre o sinal de referência e o sinal da saída da planta. Este controlador, também, deverá apresentar um transitório rápido, porém com um sinal de controle suave. Para isso, a lei de controle do MRAC (equação (6)) será modificada para

$$u = \theta_1 + \theta_2 \quad (15)$$

onde

$$\begin{cases} \dot{\theta}_1 = -\bar{\theta}_1 e_0 \\ \dot{\theta}_2 = -\bar{\theta}_2 e_0 \end{cases} \quad (16)$$

e definindo-se

$$\begin{cases} \bar{\theta}_1 = \text{sgn}(y) \bar{\theta}_{k1} y + \text{sgn}(r) \bar{\theta}_{k2} r > |a_p|/k_p \\ \bar{\theta}_2 = k_m \bar{\theta}_1 - \dot{\theta}_1 \end{cases}$$

com $\bar{\theta}_{k1} > 0$ e $\bar{\theta}_{k2} > 0$, o que garante, considerando a hipótese H1, $\bar{\theta}_1 > 0$ para $y \neq 0$ ou $r \neq 0$.

Aplicando a equação (15) na equação (1) tem-se

$$\dot{y}(t) = -a_p y + k_p (\theta_1 + \theta_2), \quad (17)$$

e derivando-se a equação (17) e aplicando as expressões (16) obtém-se

$$\ddot{y}(t) = -a_p \dot{y} - k_p \bar{\theta}_1 (\dot{e}_0 + k_m e_0), \quad (18)$$

Por fim, antes de se iniciar a análise do controlador deve-se assumir mais uma hipótese:

H3 Com o objetivo de garantir que o erro entre o sinal de referência e a saída do modelo seja nulo, deve-se escolher $k_m = a_m$;

Para o caso ($e_0 \rightarrow 0$), aplicando-se as equações (18) e (2) na equação (3) tem-se

$$\ddot{e}_0(t) = -(k_p \bar{\theta}_1 + a_p) \dot{e}_0 - k_p k_m \bar{\theta}_1 e_0 + \Delta a \dot{y}_m \quad (19)$$

onde $\Delta a = a_m - a_p$.

Teorema 1 Considerando a planta (1), o modelo de referência (2) com sinal de referência do tipo degrau, o sinal de controle (15) e as hipóteses H1, H2, H3, pode-se afirmar que o erro entre a saída da planta e a saída do modelo de referência $e_0 \rightarrow 0$ quando $t \rightarrow \infty$.

Prova: Considere a candidata à função de Lyapunov

$$V(\dot{e}_0, e_0) = \frac{\dot{e}_0^2}{2} + \frac{k_p k_m \bar{\theta}_1 e_0^2}{2}$$

e sua derivada primeira

$$\dot{V}(\dot{e}_0, e_0) = \ddot{e}_0 \dot{e}_0 + k_p k_m \bar{\theta}_1 \dot{e}_0 e_0,$$

Substituindo $\ddot{e}_0$ pela equação (19) tem-se

$$\dot{V}(\dot{e}_0, e_0) = -(k_p \bar{\theta}_1 + a_p) \dot{e}_0^2 + \Delta a \dot{y}_m \dot{e}_0,$$

onde $\dot{y}_m \rightarrow 0$ quando $t \rightarrow \infty$ para um sinal de referência constante o que resulta em

$$\dot{V}(\dot{e}_0, e_0) < 0$$

□

Já para o caso ($e \rightarrow 0$), aplicando-se a equação (14) na equação (18) tem-se

$$\ddot{e}(t) = -a_p \dot{e} + k_p \bar{\theta}_1 (\dot{e}_0 + k_m e_0), \quad (20)$$

e, em seguida, aplicando-se a equação (3) na equação (20) tem-se

$$\ddot{e}(t) = -(k_p \bar{\theta}_1 + a_p) \dot{e} - k_p k_m \bar{\theta}_1 e. \quad (21)$$

Teorema 2 *Considerando a planta (1), o modelo de referência (2) com sinal de referência do tipo degrau, o sinal de controle (15) e as hipóteses H1, H2, H3, pode-se afirmar que o erro entre o sinal de referência e a saída da planta $e \rightarrow 0$ quando $t \rightarrow \infty$.*

Prova: Considere a candidata à função de Lyapunov

$$V(\dot{e}, e) = \frac{\dot{e}^2}{2} + \frac{k_p k_m \bar{\theta}_1 e^2}{2}$$

e sua derivada primeira

$$\dot{V}(\dot{e}, e) = \ddot{e} \dot{e} + k_p k_m \bar{\theta}_1 \dot{e} e,$$

Substituindo $\ddot{e}$ pela equação (21) tem-se

$$\dot{V}(\dot{e}, e) = -(k_p \bar{\theta}_1 + a_p) \dot{e}^2 < 0$$

□

Corolário 3 *Para garantir que o controlador proposto é robusto às incertezas paramétricas da planta basta garantir que $\bar{\theta}_1 > |a_p|/k_p$.*

Observe que a modificação no sinal de controle u cria um controlador proporcional-integrativo em função do erro de rastreamento (e_0), com parâmetro variantes no tempo em função do sinal da saída da planta (y) e do sinal de referência (r). Essa mudança de uma lei de controle chaveada para uma lei de controle proporcional-integrativa, além de suavizar o sinal de controle possui uma implementação bem simples. Por fim, é necessário apresentar que $\dot{\bar{\theta}}_1 = \text{sgn}(y) \bar{\theta}_{k1} + \text{sgn}(r) \bar{\theta}_{k2}$ para $y \neq 0$.

5 Simulações

Este trabalho apresenta duas simulações, sendo que a primeira será de uma planta linear de primeira ordem e estável. A segunda será uma planta linear de primeira ordem e instável. Ambas as simulações terão um tempo de duração de 40s, utilizam um passo de integração de 0,001s, utilizam o método de Euler para a solução das equações diferenciais ordinárias, utiliza $y(0) = 0,5$ e os demais estados iniciais nulos.

As simulações apresentam como sinal de referência inicial $r = 0,5$, em 20s a referência muda para $r = 2$ e em 30s a planta sofre variações nos parâmetros. É importante ressaltar que os controladores MRAC e VS-MRAC utilizam o sinal de controle da equação (6) e o controlador proposto utiliza o sinal de controle da equação (15). Com relação às leis de adaptação, o MRAC utiliza a equação (12), o VS-MRAC a equação (13) e o controlador proposto a equação (16).

5.1 Planta estável

Seja

$$\dot{y}(t) = -0,7y + 0,5u(t),$$

uma planta estável com erro em regime permanente e tempo de estabilização de aproximadamente 5,7s. Para esta planta será escolhido o modelo de referência

$$\dot{y}_m(t) = -y_m + r(t),$$

que é um modelo mais rápido que a planta (tempo de estabilização de 4s) e não apresenta erro em regime permanente. De acordo com a planta e o modelo de referência escolhido, deve-se calcular os parâmetros ideais para o controlador $\theta_1^* = -0,6$ e $\theta_2^* = 2$. Quando a planta varia seus parâmetros em 30s,

$$\dot{y}(t) = -0,84y + 0,35u(t),$$

os novos parâmetros ideais serão $\theta_1^* = -0,457$ e $\theta_2^* = 2,857$.

Levando-se em consideração os valores dos parâmetros ideais ($\theta_{1,2}^*$) antes da alteração, deve-se calcular os ganhos das leis de adaptação dos parâmetros dos controladores MRAC, VS-MRAC e do proposto, os quais são apresentados na Tabela 1.

MRAC	VS-MRAC	Proposto
$\bar{\theta}_1 = 7$	$\bar{\theta}_1 = 0,7$	$\bar{\theta}_{k1} = 150$
$\bar{\theta}_2 = 30$	$\bar{\theta}_2 = 3,0$	$\bar{\theta}_{k2} = 15$

Tabela 1: Parâmetros dos controladores para a planta estável.

Os ganhos ($\bar{\theta}_{1,2}$) das leis de adaptação do VS-MRAC foram escolhidos um pouco acima dos parâmetros ideais ($\theta_{1,2}^*$), o que é suficiente para garantir o erro de rastreamento nulo. Já os ganhos ($\bar{\theta}_{1,2}$) das leis de adaptação do MRAC foram escolhidos de forma a evitar um grande *overshoot* no sinal de saída e manter o sinal de controle com baixa amplitude. Por fim, os ganhos ($\bar{\theta}_{k1,k2}$) das leis de adaptação do controlador proposto foram escolhidos de forma a manter o sinal de controle o mais suave possível, com o menor *overshoot* e menor tempo de estabilização.

Nesta simulação (Figura 2), pode-se observar que todos os controladores garantiram erro de rastreamento nulo. Porém, o VS-MRAC apresentou um sinal de controle com amplitude elevada e chaveamento intenso, algo que não é suportado por muitos sistemas reais. O MRAC apresentou um sinal de controle suave porém com muitas oscilações no sinal de saída e longo tempo de estabilização. Já o controlador proposto atendeu ao seu propósito apresentando um sinal de controle suave, sem oscilações no sinal de saída e com um tempo de estabilização menor que o MRAC.

5.2 Planta instável

Seja

$$\dot{y}(t) = y + u(t),$$

uma planta instável. Para esta planta será escolhido o modelo de referência

$$\dot{y}_m(t) = -y_m + r(t),$$

que é um modelo com tempo de estabilização de 4s e não apresenta erro em regime permanente. De acordo com a planta e o modelo de referência escolhidos, deve-se calcular os parâmetros ideais para o controlador $\theta_1^* = -2$ e $\theta_2^* = 1$. Quando a planta varia seus parâmetros em 30s,

$$\dot{y}(t) = 1,2y + 0,7u(t),$$

os novos parâmetros ideais serão $\theta_1^* = -3,143$ e $\theta_2^* = 1,429$.

Levando-se em consideração os valores dos parâmetros ideais ($\theta_{1,2}^*$) antes da alteração, deve-se calcular os ganhos das leis de adaptação dos parâmetros dos controladores MRAC, VS-MRAC e do proposto, os quais são apresentados na Tabela 2.

MRAC	VS-MRAC	Proposto
$\bar{\theta}_1 = 33$	$\bar{\theta}_1 = 3,3$	$\bar{\theta}_{k1} = 15$
$\bar{\theta}_2 = 16$	$\bar{\theta}_2 = 1,6$	$\bar{\theta}_{k2} = 15$

Tabela 2: Parâmetros dos controladores para a planta instável.

Os critérios adotados para calcular os ganhos das leis de adaptação dos controladores MRAC,

VS-MRAC e do proposto foram semelhantes aos critérios da planta estável (seção 5.1).

Nesta simulação (Figura 3), também, pode-se observar que todos os controladores garantiram erro de rastreamento nulo. Também foi possível observar que o VS-MRAC apresentou um sinal de controle com amplitude elevada e chaveamento intenso. Verificou-se, mais uma vez, que o MRAC apresentou um sinal de controle suave porém com muitas oscilações no sinal de saída e longo tempo de estabilização. Novamente, o controlador proposto atendeu ao seu propósito apresentando um sinal de controle suave, sem oscilações no sinal de saída e com um tempo de estabilização menor que o MRAC.

6 Conclusões

Este trabalho reformulou e apresentou a prova de estabilidade para uma nova técnica de suavização do sinal de controle aplicada ao controlador VS-MRAC. A técnica, que ainda está em fase inicial, apresentou bons resultados e atingiu os objetivos propostos (suavizar o sinal de controle do VS-MRAC e apresentar um transitório sem oscilações e rápido quando comparado ao MRAC). Para comprovar a eficiência da técnica foram realizadas simulações com uma planta estável e uma outra instável. A técnica, também, já foi aplicada em um problema real, o controle da velocidade de um motor DC, e obteve bons resultados (ver o trabalho de Samaherni et al. (2013)). É importante destacar que o resultado obtido pela técnica é uma lei de controle proporcional-integrativa em função do erro entre a planta e o modelo, o que poderá abrir um leque de novas opções com relação à implementação desta técnica.

Os próximos passos são a prova de estabilidade para dinâmica não modelada, realizar um estudo mais aprofundado nas definições das escolhas dos parâmetros, estender a técnica para o caso de grau relativo unitário e, em seguida, estender para plantas de grau relativo qualquer.

Referências

- Cunha, C. D., Araujo, A. D., Barbalho, D. S. e Mota, F. C. (2005). A dual-mode adaptive robust controller applied to the speed control of a three-phase induction motor, *Asian Journal of Control* **7**(2): 197–201.
- Emelyanov, S. (1987). *Binary Automatic Control Systems*, MIR Publishers, Moscow (English translation).
- Hsu, L. (1990). Variable structure model-reference adaptive control (vs-mrac) using only input and output measurements: the general case, *IEEE Transactions on Automatic Control* **35**: 1238–1243.

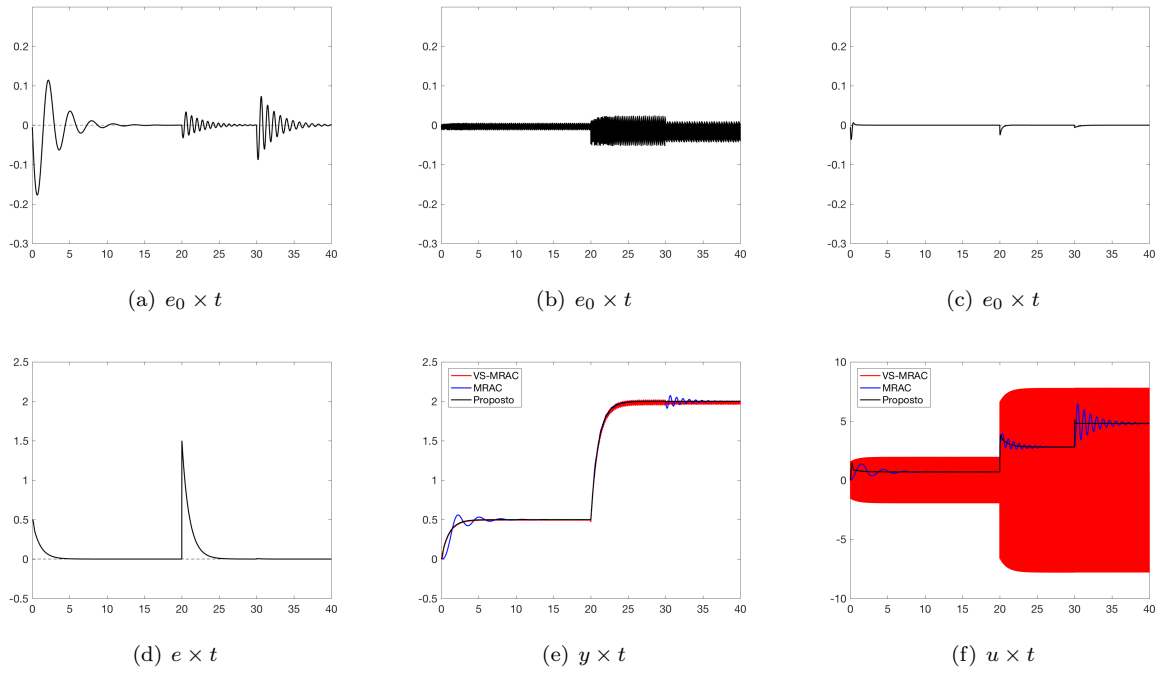


Figura 2: Erro e_0 para o controlador (a) MRAC, (b) VS-MRAC, (c) Proposto; (d) erro e para o controlador proposto; (e) sinais de saída y ; (f) sinais de controle u dos controladores (planta estável).

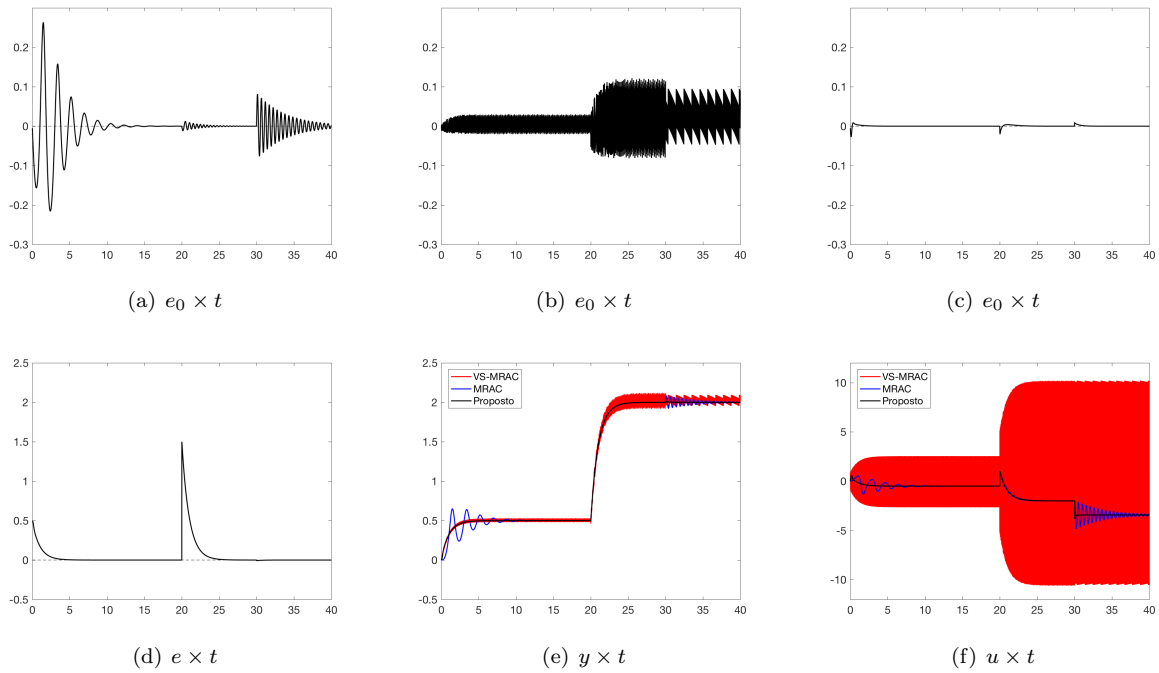


Figura 3: Erro e_0 para o controlador (a) MRAC, (b) VS-MRAC, (c) Proposto; (d) erro e para o controlador proposto; (e) sinais de saída y ; (f) sinais de controle u dos controladores (planta instável).

Hsu, L. e Costa, R. R. (1989). Variable structure model reference adaptive control using only input and output measurements – part 1, *International Journal of Control* **49(2)**: 399–416.

Hsu, L. e Real, J. (1997). Dual mode adaptive control with gaussian networks, *Decision and*

Control, 1997., Proceedings of the 36th IEEE Conference on, Vol. 4, pp. 4032–4037 vol.4.

Narendra, K. S. e Valavani, L. S. (1977). Stable adaptive controller design part i: Direct control, pp. vol. 16, pp. 881–886.

Samaherni, M. D., Queiroz, K. I. P. M. e Araujo, A. D. (2013). Técnica de suavizacao do si-

nal de controle do controlador adaptativo por modelo de referencia e estrutura variavel, *Simposio Brasileiro de Automacao Inteligente*, pp. 1–6.

Unbehauen, H. (2000). Adaptive dual control systems: a survey, *Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium 2000. AS-SPCC. The IEEE 2000*, pp. 171–180.