

# 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 proposes to change the control law of the variable structure model reference adaptive controller. This change is intended to smooth the control signal and keep the robustness and fast transient. The modification proposed here will be the first step in the consolidation of this new technique and, therefore, it will be developed to a first-order plant. The efficiency of the proposed control law will be carried through the simulation of the proposed controller applied to an stable plant and, to a unstable plant. Finally, an experimental result is obtained by applying the proposed controller to control the speed of a DC motor.

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

**Resumo**— O objetivo deste trabalho é propor uma modificação na lei de controle do controlador adaptativo por modelo de referência e estrutura variável com a intenção de suavizar o sinal de controle, porém, ainda mantendo a robustez e o transitório rápido. A modificação proposta aqui será o primeiro passo na consolidação desta nova técnica e, por isso, ela 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 e, por fim, um resultado experimental será obtido através da aplicação do controlador proposto no controle de velocidade de um motor DC.

**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 and 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.

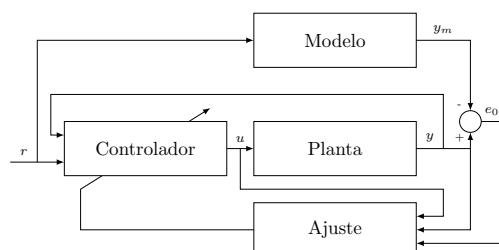


Figura 1: Diagrama de blocos do controlador adaptativo por modelo de referência (MRAC) no caso direto.

O controlador MRAC supera o problema das 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, é muito lenta. É importante destacar que enquanto os parâmetros estão se adaptando, a saída do sistema pode apresentar erro de rastreamento.

Em 1989, Hsu and 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*<sup>1</sup>.

Nesse contexto, alguns trabalhos (Emelyanov, 1987; Hsu and Real, 1997; Unbehauen, 2000; Cunha et al., 2005) propuseram controladores que uniam o melhor de duas técnicas controle. Ao tentar unir o VS-MRAC ao MRAC, se busca do MRAC o sinal de controle suave 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

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

entre o controlador VS-MRAC e o MRAC.

O objetivo deste trabalho é propor uma modificação na lei de controle do VS-MRAC com a intenção de suavizar o sinal de controle, porém, ainda mantendo a robustez e o transitório rápido. A modificação proposta aqui, será o primeiro 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 à uma planta estável e à uma outra instável e, por fim, um resultado experimental será obtido através da aplicação do controlador proposto no controle de velocidade de um motor DC.

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 será apresentado na seção 4; Em seguida, serão apresentados os resultados de simulação na seção 5; O resultado experimental é detalhado na seção 6 e as conclusões são apresentadas na seção 7.

## 2 Controlador MRAC

O controlador MRAC (*Model Reference Adaptive Control*) é um controlador adaptativo por modelo de referência, ou seja, um controlador que deseja 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 dado por

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

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

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

com entrada  $r$  e saída  $y_m$ .

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

$$e_0 = y - y_m \quad (2)$$

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  $\theta_1^*$  e  $\theta_2^*$  devem garantir que  $e_0 \rightarrow 0$  quando  $t \rightarrow \infty$ . Para isso, deve-se escolher

$$\theta_1^* = \frac{a_p - a_m}{k_p} \quad (3)$$

e

$$\theta_2^* = \frac{k_m}{k_p} \quad (4)$$

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  $\theta^{*T}$ . Portanto, um novo sinal de controle

$$u = \theta^T \omega \quad (5)$$

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

$$u = \tilde{\theta}_1 y + \tilde{\theta}_2 r + \theta_1^* y + \theta_2^* r, \quad (6)$$

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 sinal de controle proposto (equação (6)) fazendo

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

e, em seguida, agrupando-se os termos da equação (7) 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 por (aplicando as equações (3) e (4))

$$\dot{y} = -a_m y + k_m r + \frac{k_m}{\theta_2^*} (\tilde{\theta}_1 y + \tilde{\theta}_2 r) \quad (8)$$

Por fim, aplicando-se a equação (8) na equação (2) tem-se que o erro de rastreamento será

$$\dot{e}_0 = -a_m e_0 + \frac{k_m}{\theta_2^*} (\tilde{\theta}_1 y + \tilde{\theta}_2 r), \quad (9)$$

Seja a candidata a função de Lyapunov

$$v(e_0) = \frac{1}{2} (e_0)^2 \quad (10)$$

desta forma,

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

e substituindo-se  $\dot{e}_0$  pela equação (9) tem-se

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

Considere as hipóteses:

1. O sinal de  $k_p$  é igual ao sinal de  $k_m$  e, ambos, positivos por simplicidade;
2. O modelo de referência é estável, ou seja,  $a_m > 0$ .

Para garantir  $\dot{v}(e_0) < 0$ , consideradas as hipóteses anteriores, 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, assim, a lei de adaptação dos parâmetros se torna

$$\begin{cases} \dot{\theta}_1 = -\bar{\theta}_1 e_0 y \\ \dot{\theta}_2 = -\bar{\theta}_2 e_0 r \end{cases} \quad (11)$$

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 and 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 (5)) do MRAC e a diferença está na lei de adaptação dos parâmetros que agora passa a ser

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

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 (12)) e considerando as hipóteses 1 e 2 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 (10).

### 4 Controlador proposto

O controlador proposto neste trabalho deseja apresentar um transitório rápido, porém com um sinal de controle suave. Para isso, a lei de controle do MRAC (equação (5)) será modificada para

$$u = \theta^T \omega + \theta_3 \quad (13)$$

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.

Modificando o sinal de controle (equação (13)) para

$$u = \tilde{\theta}_1 y + \tilde{\theta}_2 r + \theta_1^* y + \theta_2^* r + \theta_3,$$

onde

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

Seguindo os mesmos passos das equações (7) e (8) obtém-se

$$\dot{e}_0 = -a_m e_0 + \frac{k_m}{\theta_2^*} (\tilde{\theta}_1 y + \tilde{\theta}_2 r + \theta_3),$$

Este trabalho propõe a seguinte lei de adaptação para os parâmetros

$$\begin{cases} \dot{\theta}_1 = -\bar{\theta}_1 \text{sgn}(y)e_0 \\ \dot{\theta}_2 = -\bar{\theta}_2 \text{sgn}(r)e_0 \\ \dot{\theta}_3 = -\bar{\theta}_3 e_0 \end{cases} \quad (14)$$

onde

$$\begin{cases} \bar{\theta}_1 > |\theta_1^*| \\ \bar{\theta}_2 > |\theta_2^*| \\ \bar{\theta}_3 > 0 \end{cases}$$

Observe que a modificação nos  $\theta_{1,2}$  está na redução de sua contribuição para o sinal de controle a medida que o erro ( $e_0$ ) entre a planta e o modelo de referência diminui. Já a nova parcela ( $\theta_3$ ) acumulará um valor que representará a maior parcela do sinal de controle quando o erro ( $e_0$ ) tender a zero.

### 5 Simulações

Este trabalho apresenta duas simulações, 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  $r = 1$ , 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 (5) e o controlador proposto utiliza o sinal de controle da equação (13). Com relação às leis de adaptação, o MRAC utiliza a equação (11), o VS-MRAC a equação (12) e o controlador proposto a equação (14).

### 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 5,8s. 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 ( $\theta_{1,2}^*$ ), 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
$\bar{\theta}_1 = 7$	$\bar{\theta}_1 = 0,7$	$\bar{\theta}_1 = 7$
$\bar{\theta}_2 = 30$	$\bar{\theta}_2 = 3,0$	$\bar{\theta}_2 = 30$
		$\bar{\theta}_3 = 20$

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 ( $\bar{\theta}_{1,2}$ ) das leis de adaptação do controlador proposto foram escolhidos iguais ao do MRAC e o  $\bar{\theta}_3$  foi escolhido de forma a manter o sinal de controle mais suave.

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 todos os 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 ( $\theta_{1,2}^*$ ), 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
$\bar{\theta}_1 = 33$	$\bar{\theta}_1 = 3,3$	$\bar{\theta}_1 = 33$
$\bar{\theta}_2 = 16$	$\bar{\theta}_2 = 1,6$	$\bar{\theta}_2 = 16$
		$\bar{\theta}_3 = 20$

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. É possível verificar, 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. Um outro ponto de

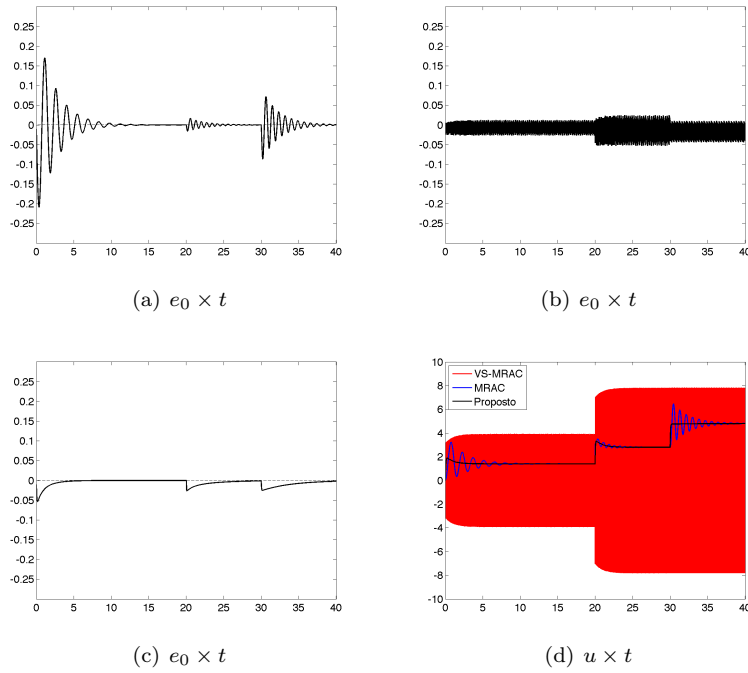


Figura 2: Erro  $e_0$  para o controlador (a) MRAC, (b) VS-MRAC, (c) Proposto e (d) os sinais de controle  $u$  dos controladores (planta estável).

destaque está em 20s, quando ocorre a mudança do sinal de referência ( $r$ ). Neste ponto é possível notar que o controlador MRAC apresenta praticamente o mesmo sinal de controle que o controlador proposto, o que dá para concluir que há uma tendência da técnica proposta convergir para o MRAC quando o erro de rastreamento ( $e_0$ ) está pequeno.

## 6 Resultado Experimental

O resultado experimental foi obtido no kit *QET DC Motor Control* da Quanser. O objetivo da experiência é controlar a velocidade do motor DC, a qual, quando desprezados o atrito e a indutância, se comporta como uma planta de primeira ordem. A planta nominal utilizada neste trabalho foi obtida a partir da resposta da planta (ver Figura 4(a)) a uma referência de um degrau em sua entrada, o que resultou em

$$\dot{y}(t) = -2,53y + 1,14u(t), \quad (15)$$

onde a tensão aplicada ao motor é  $u$  e a velocidade, que é medida através da tensão no tacômetro, é  $y$ .

Para esta planta é escolhido o modelo de referência

$$\dot{y}_m(t) = -4y_m + 4r(t), \quad (16)$$

que é um modelo mais rápido que a planta (tempo de estabilização de 1s) e não apresenta erro em regime permanente. Assim, para este modelo os parâmetros ideais (calculados a partir das equações (15), (16), (3) e (4) são  $\theta_1^* = -1,29$  e  $\theta_2^* = 3,51$ .

Levando-se em consideração os valores dos parâmetros ideais ( $\theta_{1,2}^*$ ), deve-se calcular os ganhos das leis de adaptação dos parâmetros dos controladores MRAC e do proposto, os quais são apresentados na Tabela 3. O controlador VS-MRAC não foi utilizado pois o kit possui limitação de 5V na tensão de entrada e o sinal de controle necessitado pelo VS-MRAC é muito superior a este valor.

MRAC	Proposto
$\bar{\theta}_1 = 7,3$	$\bar{\theta}_1 = 7,3$
$\bar{\theta}_2 = 7,5$	$\bar{\theta}_2 = 7,5$
	$\bar{\theta}_3 = 20$

Tabela 3: Parâmetros dos controladores para o motor DC.

Nesta simulação (Figura 4) pode-se observar que todos os controladores garantiram erro nulo. 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, novamente, 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. A diferença dos resultados simulados está na presença de ruídos no sinal do tacômetro ( $y$ ) que repercutiu no sinal de controle do controlador proposto que responde rapidamente a qualquer oscilação do sinal de saída. A solução seria reduzir a amplitude dos ganhos da lei de adaptação. Porém, para manter uma comparação justa com o MRAC, utilizou-se os mesmos

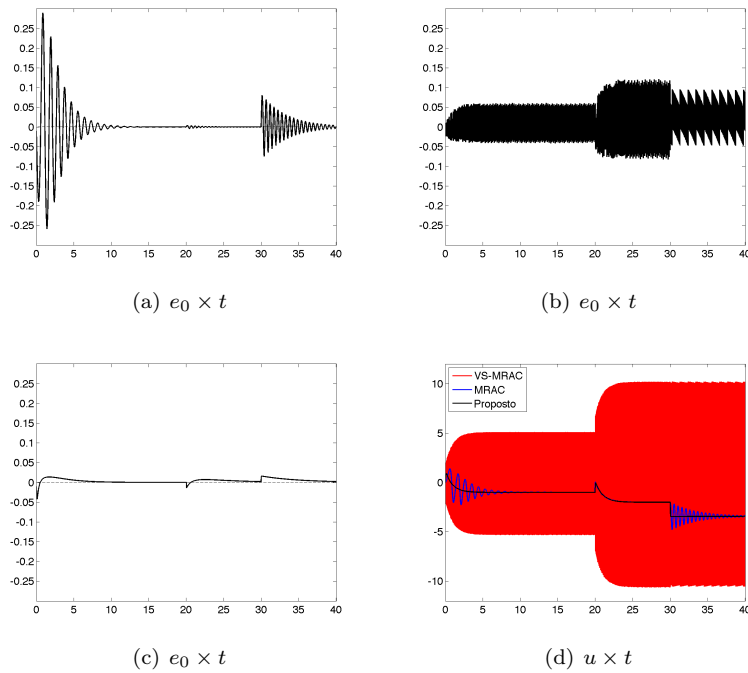


Figura 3: Erro  $e_0$  para o controlador (a) MRAC, (b) VS-MRAC, (c) Proposto e (d) os sinais de controle  $u$  dos controladores (planta instável).

ganhos utilizados no MRAC, estes que por sua vez são os valores necessários para o MRAC apresentar erro de rastreamento nulo ( $e_0 = 0$ ).

## 7 Conclusões

Este trabalho propôs uma nova técnica para suavizar o 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 rápido quando comparado ao MRAC). Para comprovar a eficiência da técnica foram realizadas simulações com uma planta estável e uma planta instável e, por fim, a técnica foi aplicada em um problema real, o controle da velocidade de um motor DC. Os próximos passos são estender a técnica para o caso de grau relativo unitário, em seguida, estender para plantas de grau relativo qualquer.

## Referências

- Cunha, C. D., Araujo, A. D., Barbalho, D. S. and 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 in-

put and output measurements: the general case, *IEEE Transactions on Automatic Control* **35**: 1238–1243.

- Hsu, L. and 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. and 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. and Valavani, L. S. (1977). Stable adaptive controller design part i: Direct control, pp. vol. 16, pp. 881–886.
- 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.

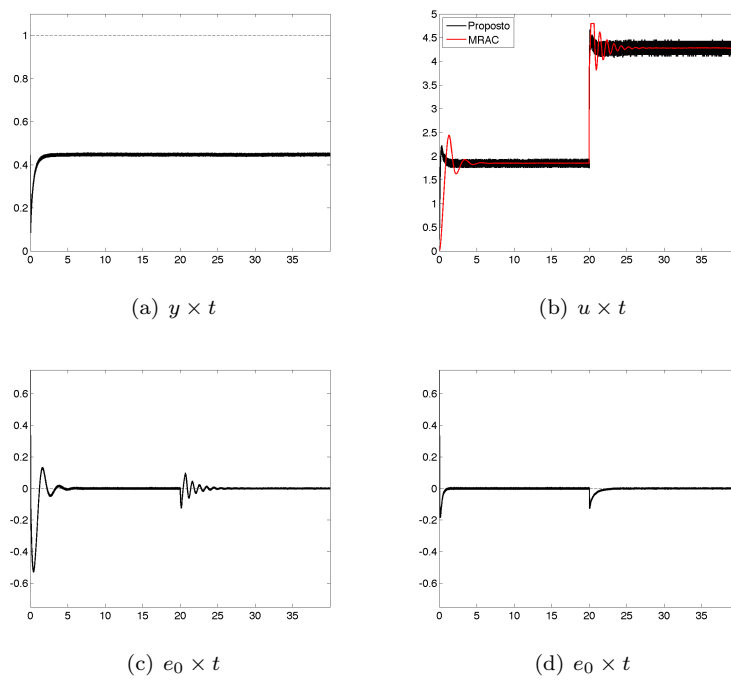


Figura 4: (a) Resposta ao degrau da planta (motor DC) em malha aberta, (b) os sinais de controle  $u$  para cada controlador, erro  $e_0$  para o controlador (c) MRAC e (d) Proposto.