

1-4-2019

## Design of Third-order Zero-free MRACS Taking State Variables from Model

Qian Chao

*1. Office of Research & Development, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China; ;*

Song Fei

*2. College of Power Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China;*

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the Artificial Intelligence and Robotics Commons, Computer Engineering Commons, Numerical Analysis and Scientific Computing Commons, Operations Research, Systems Engineering and Industrial Engineering Commons, and the Systems Science Commons

---

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

---

## Design of Third-order Zero-free MRACS Taking State Variables from Model

### Abstract

**Abstract:** Since the current design method of the relative order  $n^* \geq 3$  MRACS taking state variables from model introduces some linear positive feedback loops, so it is difficult to be used in practical systems.

*This paper took the third-order zero-free ( $n^*=3$ ) system as the study object and designed the controller for third-order zero-free MRACS taking state variables from model by using the zero state equivalence relation between two different control systems. The design method of the controller is based on the Popov hyperstability theory. The controller only used integrators except for a differentiator and avoided introducing linear positive feedback loops, so it is easy to be applied in practical systems. To verify the validity of the controller, the model of a digital hydraulic system with the controller was built in Simulink for the simulation study. The simulation results show that the controller has the advantages of simple structure, easy realization and higher control precision, as well as strong robustness to interference.*

### Keywords

relative order, model reference adaptive control system (MRACS), taking state variables from model, third-order zero-free, Popov hyperstability theory

### Recommended Citation

Qian Chao, Song Fei. Design of Third-order Zero-free MRACS Taking State Variables from Model[J]. Journal of System Simulation, 2018, 30(4): 1542-1550.

## 三阶无零点从模型取状态 MRAC 系统设计

钱超<sup>1</sup>, 宋飞<sup>2</sup>

(1. 海军工程大学 科研部, 武汉 430033; 2. 海军工程大学 动力工程学院, 武汉 430033)

**摘要:** 高相对阶( $n^* \geq 3$ )从模型取状态 MRACS(Model Reference Adaptive Control System)设计由于引入了线性正反馈环节, 应用于实际系统存在困难。以三阶无零点( $n^*=3$ )系统为研究对象, 基于 Popov 超稳定理论利用不同结构控制系统间的零状态等价关系设计三阶无零点从模型取状态 MRACS 控制器, 该控制器除使用 1 个微分器外, 其余全部由积分器实现, 避免引入线性正反馈环节, 易于在实际系统中应用。为验证控制器的有效性, 结合数字液压系统在 Simulink 中对该控制器进行了仿真验证, 仿真结果表明该控制器结构简单, 易于实现, 控制精度较高, 具有较强的抗干扰能力。

**关键词:** 相对阶; MRACS; 模型取状态; 三阶无零点; Popov 超稳定理论

中图分类号: TP13

文献标识码: A

文章编号: 1004-731X (2018) 04-1542-09

DOI: 10.16182/j.issn1004731x.joss.201804041

## Design of Third-order Zero-free MRACS Taking State Variables from Model

Qian Chao<sup>1</sup>, Song Fei<sup>2</sup>

(1. Office of Research &amp; Development, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China;

2. College of Power Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China)

**Abstract:** Since the current design method of the relative order  $n^* \geq 3$  MRACS taking state variables from model introduces some linear positive feedback loops, so it is difficult to be used in practical systems. This paper took the third-order zero-free ( $n^*=3$ ) system as the study object and designed the controller for third-order zero-free MRACS taking state variables from model by using the zero state equivalence relation between two different control systems. The design method of the controller is based on the Popov hyperstability theory. The controller only used integrators except for a differentiator and avoided introducing linear positive feedback loops, so it is easy to be applied in practical systems. To verify the validity of the controller, the model of a digital hydraulic system with the controller was built in Simulink for the simulation study. The simulation results show that the controller has the advantages of simple structure, easy realization and higher control precision, as well as strong robustness to interference.

**Keywords:** relative order; model reference adaptive control system (MRACS); taking state variables from model; third-order zero-free; Popov hyperstability theory

## 引言

液压系统具有体积小、功率密度高、过载能

力强、惯性小、易于控制等优点, 在汽车、工程机械、航天航空等领域中得到了广泛的应用<sup>[1-2]</sup>。液压伺服系统通常采用伺服变量泵或伺服阀作为控制元件, 控制信号为模拟量, 系统对油液精度要求高, 且易受外界环境干扰<sup>[3-4]</sup>。为解决上述问题, 数字液压控制元件应运而生, 该类控制元件由于采用数字控制信号, 故具有抗干扰能力



收稿日期: 2017-03-21 修回日期: 2017-07-28;  
基金项目: 国防预研基金(41404060101), 湖北省自然科学基金(2016CFB614);  
作者简介: 钱超(1978-), 男, 湖北武汉, 硕士, 工程师, 研究方向为舰船综合保障工程; 宋飞(1988-), 男, 河南南阳, 博士, 讲师, 研究方向为电液伺服控制、数字液压技术。

<http://www.china-simulation.com>

• 1542 •

强, 控制精度高, 无需 A/D、D/A 转换, 可直接与微控制器相连等优点, 符合未来液压系统数字化的发展趋势<sup>[5-7]</sup>。

此外随着液压系统的日益复杂和大型化, 人们对控制方法的自适应性、鲁棒性和智能化的需求不断提高, 驱使新的控制方法迅猛发展。吴振顺等人为解决液压伺服系统中存在的饱和、随机干扰和缸阀不匹配问题, 设计了基于 Lyapunov 函数的液压 MRACS (Model Reference Adaptive Control System), 但所设计控制器需使用被控对象输出的各阶导数<sup>[8-9]</sup>, 系统抗干扰能力不强。吴士昌等人提出了相对阶  $n^* \leq 2$  的从模型取状态 MRACS 设计方法, 所设计的控制器无需使用微分器即可实现, 系统的抗干扰能力强<sup>[10]</sup>; 文献[11]在上述研究基础上引入了参数可调的线性补偿器, 去掉了“被控对象稳定且参数变化范围已知”的假设。吴忠强等人针对上述从模型取状态的 MRACS 设计方法仅适用于相对阶  $n^* \leq 2$  系统的问题进行了改进, 提出了适用于任意相对阶的从模型取状态 MRACS 设计方法, 但该方法引入了线性正反馈环节, 应用于实际系统存在困难且易造成系统不稳定<sup>[12-13]</sup>。文献[14]和[15]在提高 MRAC 的鲁棒性和智能化方面进行有益的探索, 进一步拓展了 MRAC 的应用。

采用从模型取状态 MRAC, 不仅可解决被控对象状态不能直接观测的问题, 而且由于用以控制的状态量来源于参考模型当中, 系统抗干扰的能力增加。典型的液压伺服系统传递函数为三阶无零点的, 故本文针对三阶无零点( $n^*=3$ )系统设计从模型取状态的 MRAC 控制器, 避免采用线性正反馈环节, 使其适用于实际的液压系统。

## 1 Popov 超稳定理论

Popov 超稳定理论是在非线性反馈系统中得出的, 这类系统是由一个线性定常前向回路和一个非线性时变反馈回路组成的, 系统框图如图 1 所示。

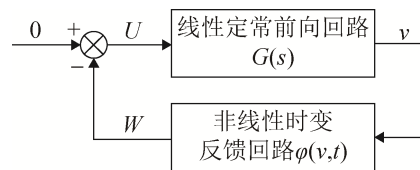


图 1 非线性时变反馈系统

Fig.1 Nonlinear time-varying feedback system

根据 Popov 超稳定理论设计准则, 若系统满足如下条件:

- (1) 线性定常部分  $G(s)$  实正定;
- (2) 非线性时变部分  $\varphi(v,t)$  满足 Popov 积分不等式:

$$\int_0^t v^T W dt \geq -r_0^2, 0 < r_0^2 < +\infty \quad (1)$$

则该系统是全局渐进稳定的, 其中  $v$  是非线性时变反馈环节的输入矢量,  $W$  是输出矢量,  $r_0$  是一个不依赖于  $t$  的有限正常数。

## 2 从模型取状态 MRACS 设计

三阶无零点从模型取状态 MRACS 控制器的设计依据为 Popov 超稳定理论, 可保证所设计控制系统的稳定。为符合 Popov 超稳定条件, 需将原控制系统变换为等价的非线性反馈系统, 所设计自适应律应使该控制系统满足 Popov 积分不等式。在自适应律的求解过程中构建了两种形式的模型参考自适应系统, 即信号综合 MRACS 和参数调节 MRACS, 借助两系统间零状态等价关系最终求得自适应律。

### 2.1 信号综合 MRACS

信号综合 MRACS 是自适应机构根据参考模型与被控对象之间的误差产生一个辅助输入信号  $u$  来修改加在被控对象的控制信号  $u_p$ , 无需调整被控对象的系统参数, 采用信号综合设计方法得到的从模型取状态模型参考自适应控制系统 (MRACS) 如图 2 所示, 图中  $s$  为微分算子  $d/dt$ 。将滤波器置于参考模型和被控对象的输出端, 可避免对被控对象的输出求导, 增强系统的抗干扰能力。

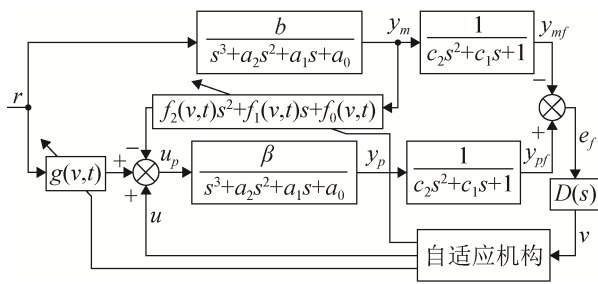


图2 信号综合 MRACS  
Fig.2 Signal-synthesis MRACS

设系统的参考模型为:

$$A_m(s)y_m(t) = br(t) \quad (2)$$

被控对象为:

$$A_p(s)y_p(t) = \beta u_p(t) \quad (3)$$

式中,  $y_m(t)$ 为模型输出;  $r(t)$ 为模型输入;  $y_p(t)$ 为被控对象输出;  $u_p(t)$ 为被控对象输入。  $A_m(s)$ 和  $A_p(s)$ 具体如下:

$$A_m(s) = s^3 + a_2s^2 + a_1s + a_0 \quad (4)$$

$$A_p(s) = s^3 + \alpha_2s^2 + \alpha_1s + \alpha_0$$

式中:  $a_i$ 和  $b$  为是已知确定常数;  $\alpha_i$ 和  $\beta$ 为未知定常或慢时变参数, 假设在  $t \in [0, \infty)$ 区间内, 变化范围是已知的。

由图2可知, 被控对象的控制输入为:

$$u_p = G(v, t, s)r - F(v, t, s)y_m + u \quad (5)$$

$$\begin{cases} G(v, t, s) = g(v, t) \\ F(v, t, s) = f_2(v, t)s^2 + f_1(v, t)s + f_0(v, t) \end{cases}$$

将式(5)代入式(3)中, 可得

$$A_p(s)y_p = \beta G(v, t, s)r - \beta F(v, t, s)y_m + \beta u \quad (6)$$

使用滤波器  $C(s) = c_2s^2 + c_1s + 1$  作用在模型和对象输出端得

$$\begin{cases} C(s)y_{mf} = y_m \\ C(s)y_{pf} = y_p \end{cases} \quad (7)$$

采用该滤波器对输入信号滤波

$$C(s)r_f = r \quad (8)$$

滤波后的广义误差为:

$$e_f = y_{pf} - y_{mf} = \frac{1}{C(s)}e \quad (9)$$

广义误差串联线性补偿器  $D(s)$ 后, 得

$$v = D(s)e_f \quad (10)$$

用式(6)减去式(2), 并将  $e = y_m - y_f$ 代入, 可得

$$A_p(s)e = [\beta G(v, t, s) - b]r - [\beta F(v, t, s) + A_p(s) - A_m(s)]y_m + \beta u \quad (11)$$

将式(7)~(9)代入式(11)中, 可得

$$A_p(s)C(s)e_f = [\beta G(v, t, s) - b]C(s)r_f - [\beta F(v, t, s) + A_p(s) - A_m(s)]C(s)y_{mf} + \beta u \quad (12)$$

## 2.2 参数调整 MRACS

参数调整 MRACS 的自适应机构根据参考模型与被控对象之间的误差直接修改控制器的参数, 要求被控对象要有可调参数。将滤波器置于被控对象输入端和参考模型输出端, 采用参数调节设计方法得到的从模型取状态 MRACS 如图3所示。

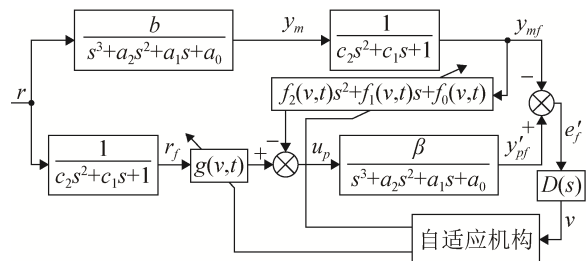


图3 参数调整 MRACS  
Fig.3 Parameter-tuning MRACS

当滤波器放在可调系统输入端和参考模型输出端时, 根据图3可得广义误差方程

$$A_p(s)e'_f = [\beta G(v, t, s) - b]r_f - [\beta F(v, t, s) + A_p(s) - A_m(s)]y_{mf} \quad (13)$$

用  $C(s)$ 左乘式(13)两边, 考虑  $\alpha_i$ 和  $\beta$ 是未知定常或慢时变的, 即  $\alpha_i$ 和  $\beta$ 对时间的导数近似等于零, 得

$$A_p(s)C(s)e'_f = [\beta G(v, t, s) - b]C(s)r_f - [\beta F(v, t, s) + A_p(s) - A_m(s)]C(s)y_{mf} + C(s)[\beta G(v, t, s)r_f - \beta F(v, t, s)y_{mf}] - \beta G(v, t, s)r + \beta F(v, t, s)y_m \quad (14)$$

## 2.3 求解自适应律

根据上述两种控制系统的零状态等价关系, 比较式(12)和式(14), 得

$$u = C(s)[G(v, t, s)r_f - F(v, t, s)y_{mf}] - G(v, t, s)r + F(v, t, s)y_m \quad (15)$$

将  $G(v,t,s)$ 、 $F(v,t,s)$  和  $C(s)$  代入式(15)中, 整理可得

$$u = [c_2 \ddot{g}(v,t) + c_1 \dot{g}(v,t)] r_f + 2c_2 \dot{g}(v,t) \dot{r}_f - [c_2 \ddot{f}_2(v,t) + c_1 \dot{f}_2(v,t)] \ddot{y}_{mf} - 2c_2 \dot{f}_2(v,t) \dot{y}_{mf} - [c_2 \ddot{f}_1(v,t) + c_1 \dot{f}_1(v,t)] \dot{y}_{mf} - 2c_2 \dot{f}_1(v,t) \ddot{y}_{mf} - [c_2 \ddot{f}_0(v,t) + c_1 \dot{f}_0(v,t)] y_{mf} - 2c_2 \dot{f}_0(v,t) \dot{y}_{mf} \quad (16)$$

由上式可见,  $u$  是瞬态项, 仅在自适应过程中 (即  $e \neq 0$  时) 出现。由于已有瞬态项, 故参数自适应律只取积分形式

$$\begin{cases} g(v,t) = \int_0^t \psi(v,\tau,t) d\tau + g(0) \\ f_i(v,t) = \int_0^t \phi_i(v,\tau,t) d\tau + f_i(0), i = 0, 1, 2 \end{cases} \quad (17)$$

由于式(13)与式(12)等价, 用式(13)代替式(12), 将  $v = D(s)e_f$  代入, 得

$$v = \frac{D(s)}{A_p(s)} \left\{ \begin{aligned} &[\beta G(v,t,s) - b] r_f - \\ &[\beta F(v,t,s) + A_p(s) - A_m(s)] y_{mf} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

根据图 1 中所示, 可将式(18)改写为

$$v = \frac{D(s)}{A_p(s)} U \quad (19)$$

$$W = -U = -[\beta G(v,t,s) - b] r_f + [\beta F(v,t,s) + A_p(s) - A_m(s)] y_{mf} \quad (20)$$

式(19)和(20)即为控制系统等价的非线性反馈系统, 其中  $v$  为系统输出,  $D(s)/A_p(s)$  为线性定常部分,  $W=W(v,t)$  为非线性反馈部分, 要想满足 Popov 超稳定定理, 必须作一附加假定: 对  $t \in [0, \infty)$  的任何值时,  $A_p(s)$  都是 Hurwitz 多项式。应用超稳定定理, 如果下列条件成立, 则系统是全局渐近超稳定的:

- (1) 传递函数  $D(s)/A_p(s)$  严格正实;
- (2) 为满足 Popov 积分不等式, 积分自适应律

应为:

$$\begin{cases} \psi(v,\tau,t) = -lv r_f \\ \phi_2(v,\tau,t) = k_2 v \ddot{y}_{mf} \\ \phi_1(v,\tau,t) = k_1 v \dot{y}_{mf} \\ \phi_0(v,\tau,t) = k_0 v y_{mf} \end{cases} \quad (21)$$

再将式(21)代入式(17)中, 得

$$\begin{cases} g(v,t) = -l \int_0^t v r_f d\tau + g(0) \\ f_2(v,t) = k_2 \int_0^t v \ddot{y}_{mf} d\tau + f_2(0) \\ f_1(v,t) = k_1 \int_0^t v \dot{y}_{mf} d\tau + f_1(0) \\ f_0(v,t) = k_0 \int_0^t v y_{mf} d\tau + f_0(0) \end{cases} \quad (22)$$

将式(15)代入式(5)中, 得

$$u_p = C(s)[G(v,t,s)r_f - F(v,t,s)y_{mf}] \quad (23)$$

将式(22)代入式(23)中, 并将  $u_p$  分解为  $u_{p1} + u_{p2}$ , 其中  $u_{p1}$  为线性反馈控制部分, 其各项系数为自适应参数的初值, 主要影响系统的初始控制精度;  $u_{p2}$  为非线性自适应反馈控制部分, 主要影响系统的动态跟踪性能。 $u_{p1}$  和  $u_{p2}$  具体可表示为:

$$u_{p1} = g(0)r - f_2(0)\ddot{y}_m - f_1(0)\dot{y}_m - f_0(0)y_m \quad (24)$$

$$u_{p2} = u_{p20} + u_{p21} + u_{p22} + u_{p23} \quad (25)$$

$$u_{p20} = (c_2 s^2 + c_1 s + 1) \left[ (-l \int_0^t v r_f d\tau) r_f \right] = -l \left[ \int_0^t v r_f d\tau \right] r - l r_f^2 (c_2 s + c_1) v - 3c_2 l v r_f \dot{r}_f \quad (26)$$

$$u_{p21} = -(c_2 s^2 + c_1 s + 1) \left[ (k_2 \int_0^t v \ddot{y}_{mf} d\tau) \ddot{y}_{mf} \right] = -(k_2 \int_0^t v \ddot{y}_{mf} d\tau) \ddot{y}_m - k_2 \ddot{y}_{mf}^2 (c_2 s + c_1) v - 3c_2 k_2 v \ddot{y}_{mf} \ddot{y}_{mf} \quad (27)$$

$$u_{p22} = -(c_2 s^2 + c_1 s + 1) \left[ (k_1 \int_0^t v \dot{y}_{mf} d\tau) \dot{y}_{mf} \right] = -(k_1 \int_0^t v \dot{y}_{mf} d\tau) \dot{y}_m - k_1 \dot{y}_{mf}^2 (c_2 s + c_1) v - 3c_2 k_1 v \dot{y}_{mf} \dot{y}_{mf} \quad (28)$$

$$u_{p23} = -(c_2 s^2 + c_1 s + 1) \left[ (k_0 \int_0^t v y_{mf} d\tau) y_{mf} \right] = -(k_0 \int_0^t v y_{mf} d\tau) y_m - k_0 y_{mf}^2 (c_2 s + c_1) v - 3c_2 k_0 v y_{mf} \dot{y}_{mf} \quad (29)$$

为保证传递函数  $D(s)/A_p(s)$  严格正实, 要求线性补偿器  $D(s) = d_2 s^2 + d_1 s + d_0$ , 参数  $d_2$ 、 $d_1$  和  $d_0$  的具体选取方法可参见文献[10]。

### 3 仿真研究

#### 3.1 控制器模型

根据式(24)~(29), 在 Simulink 中完成的三阶无零点从模型取状态 MRACS 控制器如图 4 所示。由图 4 可知该控制器的输入为  $y_m$ 、 $\dot{y}_m$ 、 $\ddot{y}_m$ 、 $y_{mf}$ 、 $\dot{y}_{mf}$ 、 $\ddot{y}_{mf}$ 、 $r$ 、 $r_f$ 、 $\dot{r}_f$ 、 $v$ , 上述输入量主要来自于系统的输入信号及参考模型各状态量, 控制器的实现仅使用了 1 个微分器(图 4 中 Derivative 模块), 其余全部由积分器实现。

#### 3.2 全系统模型

典型的液压伺服系统传递函数模型为三阶无零点的, 为了保证控制器的控制精度, 仿真中采用的参考模型是在参考被控对象数字液压系统参数的基础上, 设计的理想阀控对称缸三阶无零点传递函数模型, 最终选定的参考模型为:

$$(s + 41.1) \times (s^2 + 4.6s + 2.118 \times 10^6) y_m = 695.8r \quad (30)$$

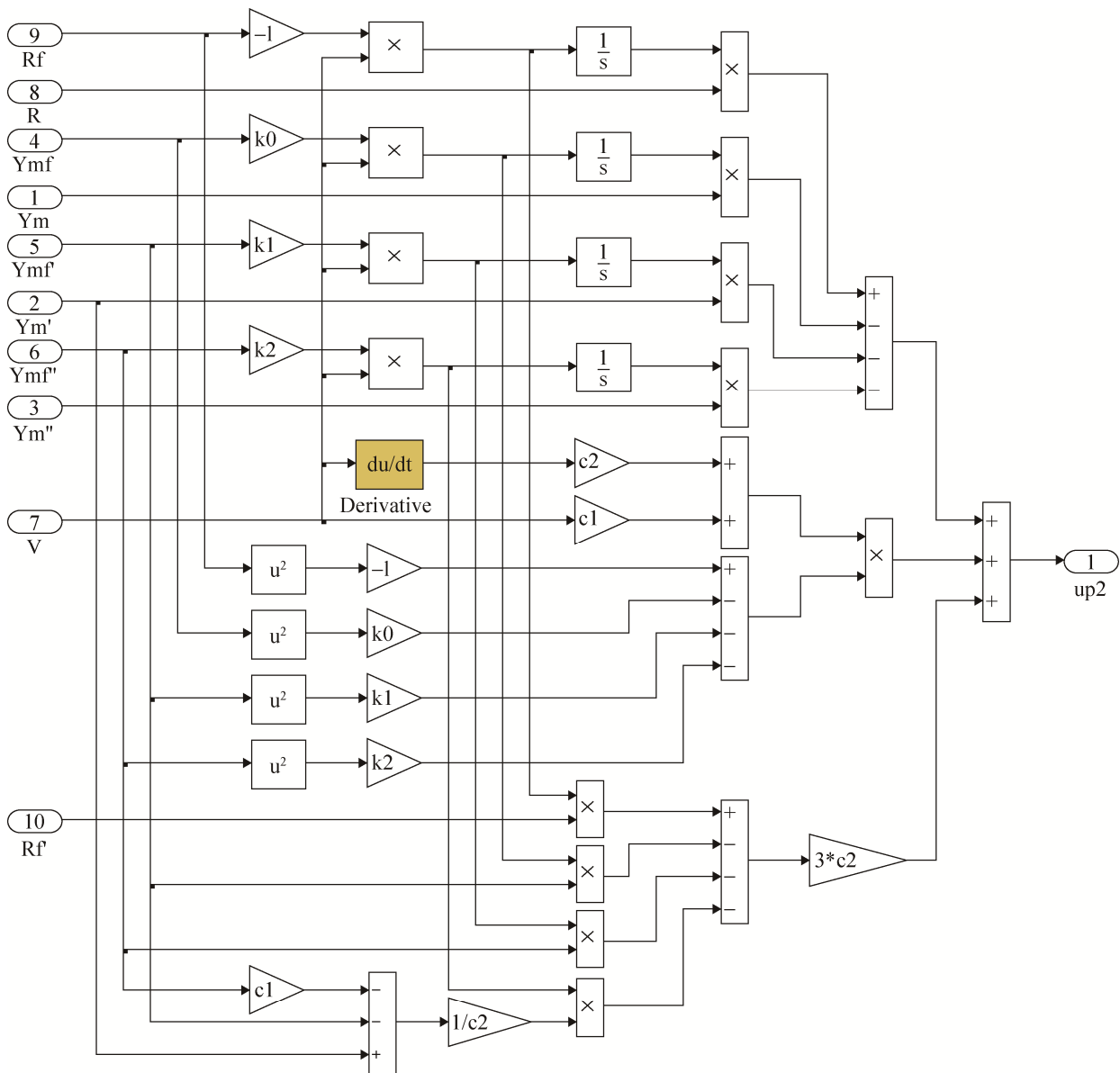


图 4 MRAC 控制器仿真模型  
Fig.4 MRAC controller model

被控对象数字液压系统采用阀控非对称缸结构, 系统正反向运动时的模型不同, 具体可参见文献[16]。为了全面体现被控对象的动态特性, 以验证控制器的控制性能, 在仿真中被控对象数字液压系统采用了非线性状态方程模型, 模型具体为:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{m}(A_1 x_3 - A_2 x_4 - B_e x_2 - K x_1 - F_L) \\ \dot{x}_3 = \frac{\beta_e}{V_{10} + A_1 x_1} [Q(u_p, x_3) - A_1 x_2 - C_i (x_3 - x_4)] \\ \dot{x}_4 = \frac{\beta_e}{V_{20} - A_2 x_1} [-Q_2(u_p, x_4) + A_2 x_2 + C_i (x_3 - x_4) - C_e x_4] \\ y_p = x_1 \end{cases} \quad (31)$$

式中:  $[x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4] = [x_p \ \dot{x}_p \ P_1 \ P_2]$ ;  $u_p = x_v$ ;  $x_p$  为液压缸位移;  $P_1, P_2$  分别为无杆腔和有杆腔压力;  $x_v$  为数字阀开度;  $m$  为活塞等效质量;  $A_1, A_2$  分别为无杆腔和有杆腔有效面积,  $A_1 = 0.012 \text{ 3 m}^2$ ,  $A_2 = 0.008 \text{ 4 m}^2$ ;  $B_e$  为粘性阻尼系数,  $B_e = 800 \text{ N} \cdot \text{m/s}$ ;  $K$  为等效弹簧刚度,  $K = 0 \text{ N/m}$ ;  $F_L$  为负载力, 初设  $F_L = 0 \text{ kN}$ ;  $V_{10}, V_{20}$  分别为无杆腔和有杆腔的初始容积,  $V_{01} = 0.002 \text{ m}^3$ ,  $V_{02} = 0.001 \text{ 5 m}^3$ ;  $\beta_e$  为油液弹

性模量,  $\beta_e = 7 \times 10^8 \text{ Pa}$ ;  $Q_1, Q_2$  分别为无杆腔和有杆腔阀口流量, 正反向运动时阀口流量方程不同;  $C_i, C_e$  分别为内外泄漏系数,  $C_i = 2.4 \times 10^{-11} \text{ m}^3/(\text{Pa} \cdot \text{s})$ ,  $C_e = 4.7 \times 10^{-13} \text{ m}^3/(\text{Pa} \cdot \text{s})$ 。

被控对象的干扰输入为负载力  $F_L$ , 控制输入为数字阀开度  $u_p$  (与驱动数字阀步进电机的输入脉冲数成正比关系), 输出为液压缸位移  $y_p$ 。选取的线性串联补偿器和滤波器为:

$$\begin{cases} D(s) = s^2 + 4.6s + 2.118 \times 10^6 \\ C(s) = 4.722 \times 10^{-7} s^2 + 2.172 \times 10^{-6} s + 1 \end{cases} \quad (32)$$

最终完成的数字液压从模型取状态 MRACS 仿真模型如图 5 所示。图中上侧为参考模型的传递函数, 下侧 Controlled Object 模块即为被控对象的非线性状态方程模型, 右侧 MRACS Controller 模块为自适应控制器。

控制器的相关参数为:  $l = 0.1, k_0 = k_1 = k_2 = 1, c_1 = 2.172 \times 10^{-6}, c_2 = 4.722 \times 10^{-7}, d_0 = 2.118 \times 10^6, d_1 = 4.6, d_2 = 1, g(0) = 1.25, f_0(0) = 677 \text{ 08.5}, f_1(0) = 152 \text{ 5.07}, f_2(0) = 0$ ; 参考模型的相关参数为:  $a_0 = 8.7 \times 10^7, a_1 = 2.1 \times 10^6, a_2 = 45.7, b = 695.8$ 。

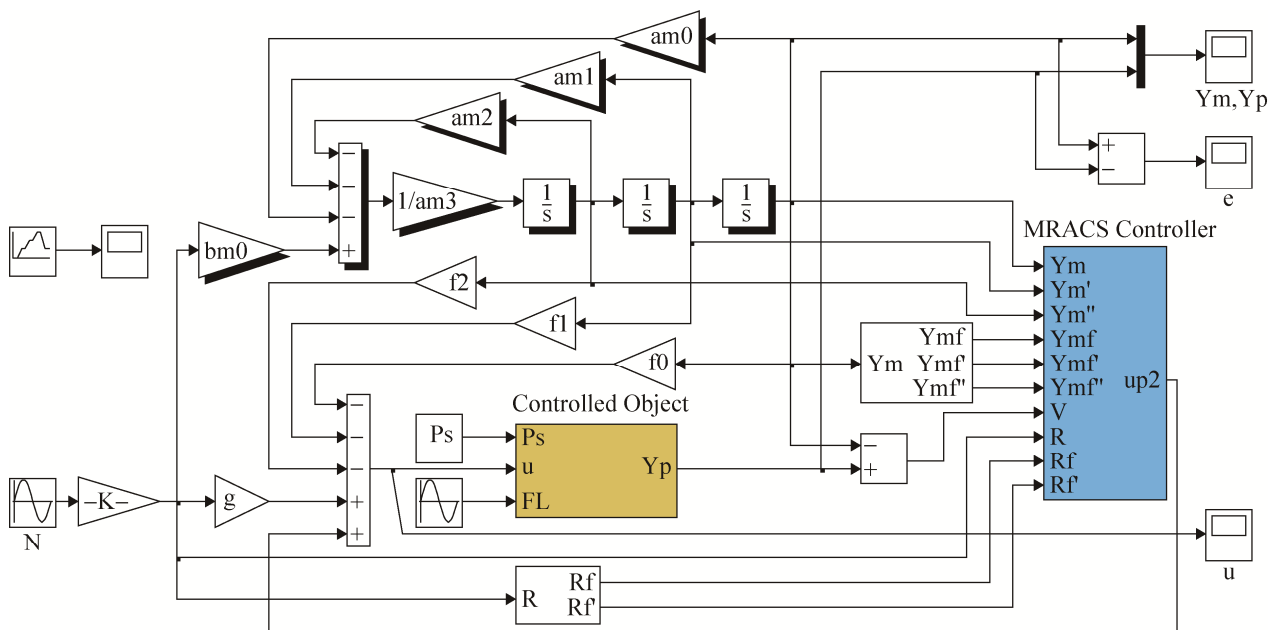


图 5 数字液压 MRACS 仿真模型  
Fig.5 Model of CPP digital hydraulic MRACS



### 3.3 仿真结果

为验证所设计控制器的性能,在参考模型和被控对象模型都相同的情况下,系统设定为空载运行,参考模型输入脉冲为幅值 2 000 的阶跃信号,对应的理论位移应为 32 mm,对比传统 PID 控制器和所设计 MRAC 控制器作用下被控对象的位移输出,得到的位移跟踪曲线如图 6 所示。

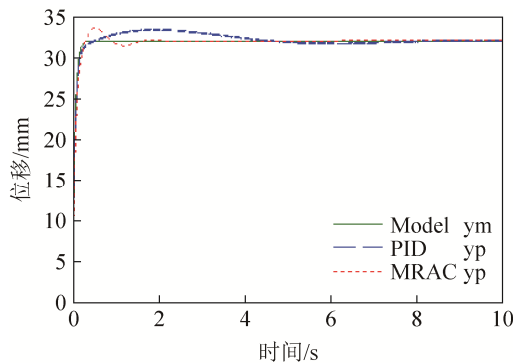


图 6 位移跟踪曲线

Fig.6 Displacement tracking curves

由图 6 可知,两种控制器都能使被控对象的输出位移跟踪参考模型的输出位移,PID 控制器最大超调量为 1.4 mm,经 8 s 调整趋于稳定,位移误差接近 0 mm,MRAC 控制器最大超调量为 1.6 mm,仅需 2 s 即可达到稳定,可见 MRAC 控制器和 PID 控制器在超调量上基本接近,但 MRAC 控制器的响应速度明显优于 PID 控制器。为研究 MRAC 控制器的抗干扰能力,在三种带载情况下进行对比仿真,负载为周期 20 s 的正弦信号,幅值分别为 0 kN、50 kN 和 100 kN,负载力曲线见图 7。

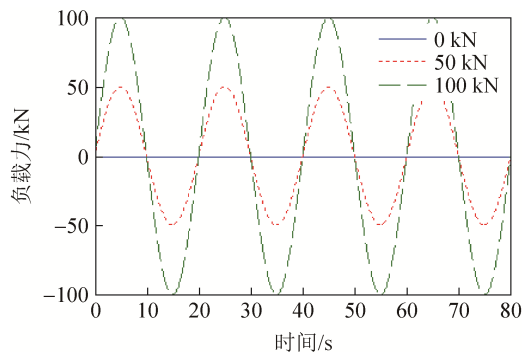


图 7 负载力曲线

Fig.7 Load curves

仿真中参考模型输入脉冲为周期 40 s、幅值 2 000 的正弦信号,对应参考模型的输出位移为周期 40 s、幅值 32 mm 的近似正弦信号,如图 8 中粗实线所示。仿真得到的三种带载情况下的位移跟踪曲线如图 8 所示,跟踪误差曲线如图 9 所示。

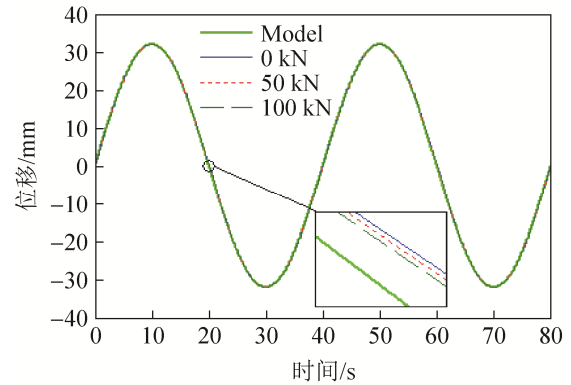


图 8 位移跟踪曲线

Fig.8 Displacement tracking curves

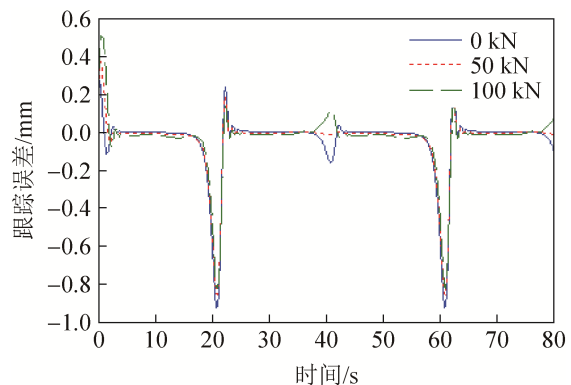


图 9 跟踪误差曲线

Fig.9 Tracking error curves

根据图 8 和图 9 中可知,初始时刻被控对象的跟踪误差达最大,三种外负载下跟踪误差分别为 0.25 mm、0.4 mm 和 0.5 mm,在 MRAC 控制器控制器作用下,经过 4.0 s 调整,跟踪误差逐渐减小为 0。初始阶段后,外负载扰动对系统跟踪误差影响极小,三种外负载作用下的跟踪误差相近。系统运行过程中,除参考模型输出位移为 0 时存在较大跟踪误差外,其他时刻跟踪误差基本趋近于 0,但最大跟踪误差不超过 0.9 mm。

通过上述仿真结果可知,外负载力的大小仅对控制器初始时刻的控制精度影响较大,存在负载越

大跟踪误差越大的规律, 但经过控制器的调整后, 外负载扰动对系统跟踪误差的影响极小。可见所设计控制器控制精度较高, 且具有较强的抗干扰能力。再考虑到数字液压系统输出的位移量为数字信号, 本身抗干扰能力较强, 所设计控制器使用 1 个微分器并不会引入太多噪声干扰, 该控制器应用于实际系统不存在理论上和实际上的问题。

## 4 结论

1) 给出了完整的三阶无零点从模型取状态 MRACS 设计方法, 所设计控制器仅使用了被控对象的输出量, 无需被控对象的其他状态量, 在控制器的实现上除使用了 1 个微分器外, 其余全部由积分器实现, 不存在线性正反馈环节, 保证了控制器的稳定性和抗干扰能力。

2) 在 Simulink 中建立数字液压 MRACS 仿真模型, 对控制器的性能进行了仿真验证, 仿真结果表明所设计的三阶无零点从模型取状态 MRAC 控制器比 PID 控制器响应速度快, 且具有较高的控制精度和较强的抗干扰能力。

3) 被控对象数字液压系统的控制输入信号和反馈信号皆为数字信号, 微分 1 次不会引入太多噪声和干扰, 所设计控制器应用于该系统在理论上和实际上都是可行的。

## 参考文献:

- [1] 陈斌, 王占林, 裘丽华. 机载液压系统的主要发展趋势[J]. 航空学报, 1998, 19(增 1): S1-S6.  
Chen Bin, Wang Zhanlin, Qiu Lihua. Main developmental trend of aircraft hydraulic systems[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 1998, 19(S1): S1-S6.
- [2] 孙新学, 苏曙, 周玉平. 工程机械液压技术发展综述[J]. 液压与气动, 2004(3): 3-7.  
Sun Xinxue, Su Shu, Zhong Yuping. Development summary of hydraulic technology for construction machinery[J]. Chinese Hydraulics & Pneumatics, 2004(3): 3-7.
- [3] Shen W, Mai Y, Su X, et al. A new electric hydraulic actuator adopted the variable displacement pump[J]. Asian Journal of Control(S1934-6093), 2016, 18(1): 178-191.
- [4] 齐海涛, 付永领, 祁晓野. 一体化数字液压作动系统的建模仿真和控制[J]. 北京航空航天大学学报, 2014, 40(1): 44-47.  
Qi Haitao, Fu Yonglin, Qi Xiaoye. Modelling, simulation and control of integrated digital hydraulic actuation system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2014, 40(1): 44-47.
- [5] 邱法维, 肖林, 沙锋强, 等. 双电机驱动数字液压阀的研发[J]. 液压气动与密封, 2013(5): 60-62.  
Qiu Fawei, Xiao Lin, Sha Fengqiang, et al. Development of digital hydraulic valve with two servomotor[J]. Hydraulics Pneumatics & Seals, 2013(5): 60-62.
- [6] Pellikka M, Ahola V, Soederlund L, et al. Genetic optimization of a fast solenoid actuator for a digital hydraulic valve[J]. International Journal of Fluid Power(S1439-9776), 2011, 12(2): 49-56.
- [7] Merrill K, Holland M, Batdorff M, et al. Comparative study of digital hydraulics and digital electronics[J]. International Journal of Fluid Power(S1439-9776), 2010, 11(3): 45-51.
- [8] 罗绍维, 吴振顺. 液压机器人自适应控制系统的研究[J]. 机器人, 1992, 14(4): 39-42.  
Luo Shaowei, Wu Zhenshun. Research on the adaptive control system of hydraulic robot[J]. Robot, 1992, 14(4): 39-42.
- [9] 吴振顺, 郑慧奇, 于华艳. 基于误差多项式的模型参考自适应控制在阀控非对称缸系统中的应用[J]. 机械工程学报, 2006, 42(8): 56-59.  
Wu Zhenshun, Zheng Huiqi, Yu Huayan. Application of error polynomial theory based model reference adaptive control in the system of asymmetric cylinder controlled by symmetric valve[J]. Chinese Journal of Mechanical Engineering, 2006, 42(8): 56-59.
- [10] 吴士昌, 臧瀛芝, 方敏. 一种从参考模型取状态的 MRACS 设计方法[J]. 控制与决策, 1986(4): 47-51.  
Wu Shichang, Zang Yingzhi, Fang Min. A kind of design scheme for MRACS taking the state variables from the reference model[J]. Control and Decision, 1986(4): 47-51.
- [11] 吴士昌, 臧瀛芝, 刘爱丽. 一种从参考模型取状态的 MRAC 系统设计方法的改进[J]. 控制与决策, 1988(2): 45-47.  
Wu Shichang, Zang Yingzhi, Liu Aili. A kind of improved design scheme for MRAC system taking the state variables from the reference model[J]. Control and

- Decision, 1988(2): 45-47.
- [12] 吴忠强, 许世范, 岳东. 从模型取状态 MRACS 统一格式设计法[J]. 燕山大学学报, 2000, 24(1): 12-14.  
Wu Zhongqiang, Xu Shifan, Yue Dong. An unificational scheme for MRACS taking state variable from model[J]. Journal of Yanshan University, 2000, 24(1): 12-14.
- [13] 陈飞, 王振臣, 柳晓菁, 等. 一种任意相对阶数从模型取状态 MRAC 系统[J]. 控制工程, 2003, 10(2): 142-144.  
Chen Fei, Wang Zhenchen, Liu Xiaoqian, et al. A kind of design for arbitrary relative order MRAC system taking the state from the model[J]. Control Engineering of China, 2003, 10(2): 142-144.
- [14] Li J L, Yang G H. Discrete-time multivariable robust model reference adaptive control based on  $K_p=LDS$  factorization: an input-output approach[J]. International Journal of Adaptive Control and Signal Processing (S1099-1115), 2013, 27(3): 209-229.
- [15] Yang Y, Balakrishnan S N, Tang L, et al. Electrohydraulic control using neural MRAC based on a modified state observer[J]. IEEE/ASME Transactions On Mechatronics (S1083-4435), 2013, 18(3): 867-877.
- [16] 陈佳, 邢继峰, 彭利坤. 基于传递函数的数字液压缸建模与分析[J]. 中国机械工程, 2014, 25(1): 65-70.  
Chen Jia, Xing Jifeng, Peng Likun. Modeling and analysis of digital hydraulic cylinder based on transfer function[J]. China Mechanical Engineering, 2014, 25(1): 65-70.

### 《系统仿真学报》荣获“2017 中国国际影响力优秀学术期刊”证书

由中国学术期刊（光盘版）电子杂志社与清华大学图书馆联合成立的中国学术文献国际评价研究中心，发布了 2017 版《中国学术期刊国际引证年报》，《系统仿真学报》荣获“2017 中国国际影响力优秀学术期刊”。

《年报》（2017 版）采用的统计源期刊为 20192 种，涵盖 WoS 收录的 SCI 期刊 8874 种、SSCI 和 A&HCI 期刊 4645 种，ESCI 期刊 5578 种；增补期刊 1762 种。参照中外文学术期刊总被引频次、影响因子、半衰期等各项国际引证指标，计算期刊影响力指数(CI)，对国内 6210 种学术期刊排序，遴选了人文社科、自然科学与工程技术两个类别的 TOP10% 为国际影响力品牌学术期刊。TOP5% 以内的期刊为“最具国际影响力学术期刊”、TOP5-10% 之间的为“国际影响力优秀学术期刊”。