

doi: 10.3969/j.issn.1006-1576.2011.11.016

链式炮 PMSM 电机转速自适应反演控制

赵文彬, 张铭, 秦鹏飞, 彭金伟

(西北机电工程研究所数字化设计与仿真研究室, 陕西 咸阳 712099)

摘要: 链式炮外能源电机转速稳定性对其射速影响很大。提出交流永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)的变参自适应反演速度稳定控制器设计方案,采用实时在线的自适应参数估计和反演控制相结合的方法,通过设计恰当的输入控制律,并对定子电阻、转动惯量、摩擦系数、负载转矩等参数按照设计的自适应估计律在线估计。试验结果表明:该控制策略能有效地抑制多参数摄动和负载扰动对转速的影响,可以作为一种较好的鲁棒方法在链炮伺服电机控制中采用。

关键词: 链式炮; 永磁同步电机; 反演控制; 非线性控制; 转速控制

中图分类号: TJ391 **文献标志码:** A

Speed Adaptive Inversion Control of PMSM for Chain Gun

Zhao Wenbin, Zhang Ming, Qin Pengfei, Peng Jinwei

(Digital Design & Simulation Lab, Northwest Institute of Mechanical & Electrical Engineering, Xi'an 712099, China)

Abstract: The speed stability of external power motor affects fire ratio of chain gun heavily. The adaptive inversion controller is designed to satisfy the high performance of rotate speed of permanent magnet synchronous motor (PMSM) for chain gun system. Real-time adaptive parameter estimation is combined to restrain the effect of parametric uncertainty and load torque disturbance. Through design input control law to stator resistance, moment of inertia, friction coefficient, load torque, etc progress online estimation in the light of adaptive estimation law. The simulation results show the control strategy is perfect efficient to reduce the effect of variable parameter and load. This robust approach should be adopted in controlling of chain gun.

Keywords: chain gun; PMSM; inversion control; nonlinear control; speed control

0 引言

链式炮是一种新式结构原理的航炮,于20世纪70年代初由休斯公司研制,20世纪80年代投入使用,主要特点是外能源做动力驱动双排滚柱链条沿矩形轨道做闭环往复运动,从而实现自动连续射击。其优点包括:外能源可靠性高、链传动平稳、结构简单、零件少、炮箱不直接承受火药气体的作用、撞击轻、后坐力小。链条沿矩形环路运动一周的时间决定射速,故改变电机的速度可以改变链式炮的射速,电机转速的稳定也决定了射速的稳定。

限于空间结构和重量性能等要求,链式炮外能源电机多采用交流永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)来提供。虽然PMSM有良好的电磁和机械特性,但在链炮电机运行过程中发现,高速时链条会剧烈跳动,4个导向支撑轮有一定的弹性晃动,将链节间和链节与导向槽间的相互摩擦、机心座滑块在横槽中往复运动、机心头在纵向的往复滑动等外部负载折算到电机输出轴上,表现为电机等效转动惯量、机械摩擦、外部负载呈

现出周期变化的特点。商业转速控制器多采用基于电流跟踪的矢量控制,对于PMSM这样具有线性强耦合的被控对象,并没有充分考虑定子电阻时变、负载扰动、转动惯量、电机摩擦等参数对转速的影响。为了保障射击过程中射速稳定,需对链炮伺服电机参数变化因素对转速的影响予以考虑^[1]。

当前对于PMSM的控制多见于非线性控制,见诸文献的主要有滑模变结构类^[2]、微分几何类^[3-4]和反演控制类^[5-7]。但考虑到对电机参数摄动、负载扰动等不确定因素的自适应抗扰和对PMSM系统的完全解耦控制,以及抑制系统参数变化对转速的影响,笔者采用自适应反演控制,使得系统具有很强的抗干扰性和鲁棒稳定性,实现速度跟踪效果。

1 自适应反演控制

1.1 反演控制

反演(backstepping)设计,又称为反步、后步、后退设计,是Kokotovic于1991年提出的非线性控制方法。通过与Lyapunov自适应律结合,设计出

收稿日期: 2011-07-11; 修回日期: 2011-08-11

作者简介: 赵文彬(1974—),男,陕西人,博士,高级工程师,从事非线性控制理论在交直流伺服、弹箭制导、武装机器人领域的应用研究。

系统输入控制律和参数自适应律, 来满足整个闭环系统的期望性能^[8]。

反演设计针对系统的非线性描述微分方程组, 采用由前向后递推追溯的思想, 将复杂的非线性系统逐层分解为不超过系统阶次的子系统, 并为每层的子系统设计局部的 Lyapunov 函数和与之对应的中间虚拟控制量, 依此类推一直后退到全系统。将所有的中间虚拟控制量集合就得到满足稳定条件的输入设计, 从而构造出控制器。基本设计方法是从一个高阶系统的内核开始, 通常是系统输出量的描述方程, 设计虚拟控制律来满足内核系统的稳定性; 进一步修正该虚拟控制律, 在保障原有性能的条件下, 通过扩散、传递、影响外层的稳定条件以得到虚拟控制输入, 从而得到全局稳定的控制器, 实现全局性的跟踪效果, 保证系统满足预期的指标。其设计步骤为:

1) 选取系统部分状态构成偏差子系统, 构造子系统的 Lyapunov 函数, 设计使子系统稳定的虚拟控制量。

2) 基于步骤 1 的虚拟控制量, 设计与其对应的状态变量的虚拟误差变量, 由该虚拟误差变量和上层偏差子系统组成新的子系统, 构造新子系统的 Lyapunov 函数, 并设计使之稳定的对应虚拟控制。

3) 如果没有得到系统的实际控制, 需要返回 1) 选定其他关联影响的状态变量继续设计; 如果得到系统的实际控制, 则设计并实现实际控制。

4) 在各个层的子系统设计过程中, 需要对一些参数设计适当的自适应律, 以满足各个子系统的 Lyapunov 稳定条件。

1.2 PMSM 自适应反演控制器设计

对于普通的 PMSM, 其数学模型是基于同步旋转转子磁场定向 $d-q$ 坐标系下建立的 (d 轴与 PMSM 的转子磁链矢量的轴线重合, 顺着转子旋转方向超前 d 轴 90° 电角度为 q 轴)。其电压方程为^[9]:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d}i_d + P\frac{\omega L_q}{L_d}i_q + \frac{u_d}{L_d} \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q}i_q - P\frac{\omega L_d}{L_q}i_d - \frac{P\phi_f}{L_q} + \frac{u_q}{L_q} \quad (2)$$

转速方程为:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3P\phi_f}{2J}i_q + \frac{3P}{2J}(L_d - L_q)i_d i_q - \frac{B}{J}\omega - \frac{T_L}{J} \quad (3)$$

其中式 (3) 是由式 (4) 机械运动方程和式 (5) 电磁转矩方程合并得到。

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(T_{em} - T_L - B\omega) \quad (4)$$

$$T_{em} = \frac{3P}{2}[\phi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (5)$$

1) 根据反演设计的思想, 由内向外, 由近及远将方程 (3) 看作内层系统。选择 $x_1 = \omega$, $x_2 = i_q$, $x_3 = i_d$ 为系统状态变量, 并建立对应状态的偏差子系统, 分别为 $z_1 = x_1 - x_{1d}$ 和 $z_2 = x_2 - x_{2d}$ 及 $z_3 = x_3 - x_{3d}$ 。其中 x_{1d} 为状态变量 ω 的期望值, x_{2d} 和 x_{3d} 是在满足内层系统 (3) 稳定条件下的需要确定的期望函数表达式 (x_{2d} 为状态变量 i_q 的期望值, x_{3d} 为状态变量 i_d 的期望值)。

对内层系统 (3) 的偏差子系统, 设计 Lyapunov 函数为:

$$V_1 = \frac{1}{2}z_1^2 \quad (6)$$

式 (6) 的微分表达形式为:

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 \quad (7)$$

参考偏差 $z_1 = x_1 - x_{1d}$ 和式 (3) 可得:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1d} &= \frac{d\omega}{dt} - \dot{x}_{1d} = \frac{3P\phi_f}{2J}x_2 + \frac{3P}{2J}(L_d - L_q)i_q x_3 - \\ &\frac{B}{J}x_1 - \frac{T_L}{J} - \dot{x}_{1d} = \frac{3P\phi_f}{2J}(z_2 + x_{2d}) - \frac{B}{J}(z_1 + x_{1d}) - \frac{T_L}{J} + \\ &\frac{3P}{2J}(L_d - L_q)i_q(z_3 + x_{3d}) - \dot{x}_{1d} \end{aligned} \quad (8)$$

在 $z_1 \neq 0$ 时, 使系统满足期望条件 $z_2 = z_3 = 0$, 有:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 &= z_1 \left[\frac{3P\phi_f}{2J}x_{2d} + \frac{3P}{2J}(L_d - L_q)i_q x_{3d} \right] + \\ &z_1 \left[-\frac{B}{J}(z_1 + x_{1d}) - \frac{T_L}{J} - \dot{x}_{1d} \right] \end{aligned} \quad (9)$$

此时如欲使子系统 z_1 满足 Lyapunov 意义下稳定, 需确定期望值 x_{2d} 和 x_{3d} 有如下表达式:

$$x_{3d} = i_d^* = 0 \quad (10)$$

$$x_{2d} = i_q^* = -\frac{2J}{3P\phi_f} \left[c_1 z_1 - \frac{B}{J}(z_1 + x_{1d}) - \frac{T_L}{J} - \dot{x}_{1d} \right] \quad (11)$$

此时 $\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2 \leq 0$ 。显见内层系统 (3) 满足 Lyapunov 稳定, 得到了对应期望控制输入 x_{2d} 和 x_{3d} 。由于链炮传动链条的高速跳动和剧烈摩擦, 加剧了电机负载、电阻、转动惯量、摩擦系数的变化和不确定。因此必须考虑使用参数的估计值来自适应跟踪控制输入, 以期达到转速稳定。

针对式 (11) 做参数替换, 令 $F = B/J$, $\Gamma = T_L/J$ 。可变参数的估计误差表示为参数估计值与标称值的差, $\tilde{J} = \hat{J} - J$, $\tilde{R} = \hat{R} - R$, $\tilde{F} = \hat{F} - F$, $\tilde{\Gamma} = \hat{\Gamma} - \Gamma$ 。式中 \tilde{J} , \tilde{R} , \tilde{F} , $\tilde{\Gamma}$ 为估计误差, \hat{J} , \hat{R} , \hat{F} , $\hat{\Gamma}$ 是参数估计值, J , R , F , Γ 是标称值。需要注意的是: $\dot{\tilde{J}} = \dot{\hat{J}}$, $\dot{\tilde{R}} = \dot{\hat{R}}$, $\dot{\tilde{F}} = \dot{\hat{F}}$, $\dot{\tilde{\Gamma}} = \dot{\hat{\Gamma}}$ 关系给出了通过积分

运算由偏差实现对参数值的在线估计。重写式 (11) 有:

$$x_{2d} = i_q^* = \frac{2\hat{J}}{3P\varphi_f} \left[-c_1 z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d} \right] \quad (12)$$

将式 (12)、(10) 代入式 (8) 中得式 (13):

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = z_1 & \left[-F(z_1 + x_{1d}) + \frac{3P\varphi_f}{2J}(z_2 + x_{2d}) + \frac{3P}{2J}(L_d - L_q)i_q(z_3 + x_{3d}) - \Gamma - \dot{x}_{1d} \right] = \\ z_1 & \left\{ \left[-F(z_1 + x_{1d}) + \frac{3P\varphi_f}{2J}z_2 + \left(1 + \frac{\tilde{J}}{J}\right) \left[-c_1 z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d} \right] + \right] \right\} + \\ z_1 & \left[\frac{3P}{2J}(L_d - L_q)i_q z_3 - \Gamma - \dot{x}_{1d} \right] = \\ z_1 & \left\{ -F(z_1 + x_{1d}) + \frac{3P\varphi_f}{2J}z_2 - c_1 z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d} + \frac{\tilde{J}}{J} \left[-c_1 z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d} \right] \right\} + \\ z_1 & \left[\frac{3P}{2J}(L_d - L_q)i_q z_3 - \Gamma - \dot{x}_{1d} \right] = -c_1 z_1 + \frac{3P\varphi_f}{2J}z_1 z_2 + \\ & \frac{3P}{2J}(L_d - L_q)i_q z_1 z_3 + \frac{\tilde{J}}{J} z_1 \left[-c_1 z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d} \right] + \tilde{F} z_1 (z_1 + x_{1d}) + \tilde{\Gamma} z_1 \end{aligned} \quad (13)$$

经过第一步, 得到了保障内层系统 (3) 稳定的期望控制量函数表达式 (10)、(11), 并基于考虑系统参数扰动稳定函数表达式 (12), 重新得到 Lyapunov 稳定函数表达式 (13), 该式表示了系统 (3) 的真实状态。

2) 由上一步得到的 2 个稳定函数是交轴和直轴电流的期望值, 考虑其对应状态变量的虚拟偏差变量子系统 z_2 、 z_3 , 并与 z_1 子系统组合, 附加参数扰动的影响, 重新构建外层偏差子系统的 Lyapunov 函数式 (14), 这与系统表达式 (1)、(2) 相对应。

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2}z_2^2 + \frac{1}{2}z_3^2 + \frac{1}{2\gamma_1 J} \tilde{J}^2 + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{F}^2 + \frac{1}{2\gamma_3} \tilde{\Gamma}^2 + \frac{1}{2\gamma_4 R} \tilde{R}^2 \quad (14)$$

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + z_2 \dot{z}_2 + z_3 \dot{z}_3 + \frac{1}{\gamma_1 J} \tilde{J} \dot{\tilde{J}} + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{F} \dot{\tilde{F}} + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{\Gamma} \dot{\tilde{\Gamma}} + \frac{1}{\gamma_4 R} \tilde{R} \dot{\tilde{R}} \quad (15)$$

上式中各分项的计算如下:

$$\dot{z}_2 = \dot{x}_2 - \dot{x}_{2d} = -\frac{R}{L_q} i_q - P \frac{\omega L_d}{L_q} i_d - P \frac{\varphi_f}{L_q} \omega + \frac{u_q}{L_q} - \dot{x}_{2d} \quad (16)$$

其中, 将式 (12) 求导有:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{2d} = \frac{2\dot{\hat{J}}}{3P\varphi_f} & \left[-c_1 z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d} \right] + \frac{2\hat{J}}{3P\varphi_f} \left[-c_1 \dot{z}_1 + \dot{\hat{F}} x_1 + \dot{\hat{F}} x_1 + \dot{\hat{\Gamma}} + \dot{x}_{1d} \right] = \\ & \frac{2\dot{\hat{J}}}{3P\varphi_f} \left[-c_1 z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d} \right] + \frac{2\hat{J}}{3P\varphi_f} \left[\dot{\hat{F}} x_1 + \dot{\hat{\Gamma}} + \dot{x}_{1d} + c_1 \dot{x}_{1d} \right] + \frac{2\hat{J}}{3P\varphi_f} (\dot{\hat{F}} - c_1) \dot{x}_1 = \\ & \frac{2\dot{\hat{J}}}{3P\varphi_f} \left[-c_1 z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d} \right] + \frac{2\hat{J}}{3P\varphi_f} \left[\dot{\hat{F}} x_1 + \dot{\hat{\Gamma}} + \dot{x}_{1d} + c_1 \dot{x}_{1d} \right] + \\ & \frac{\hat{J}}{J} (\dot{\hat{F}} - c_1) \left[i_q + \frac{(L_d - L_q)}{\varphi_f} i_d \right] - \frac{2\hat{J}}{3P\varphi_f} (\dot{\hat{F}} - c_1) (F\omega + \Gamma) \end{aligned} \quad (17)$$

将式 (17) 代入式 (16) 可得式 (18):

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 = \dot{x}_2 - \dot{x}_{2d} = & -\frac{R}{L_q} i_q - P \frac{\omega L_d}{L_q} i_d - P \frac{\varphi_f}{L_q} \omega + \frac{u_q}{L_q} - \frac{2\hat{J}}{3P\varphi_f} \left[-c_1 z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d} \right] - \\ & \frac{2\hat{J}}{3P\varphi_f} \left[\hat{F} x_1 + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d} + c_1 x_{1d} \right] - \frac{\hat{J}}{J} (\hat{F} - c_1) \left[i_q + \frac{(L_d - L_q) i_d}{\varphi_f} \right] + \frac{2\hat{J}}{3P\varphi_f} (\hat{F} - c_1) (F\omega + \Gamma) \end{aligned} \quad (18)$$

在式 (18) 中, 实际的控制量是交轴电压, 可以设计该值具有如下表达式:

$$\begin{aligned} u_q = \hat{R} i_q + P\omega L_d i_d + P\varphi_f \omega + L_q \left\{ -c_2 z_2 + \frac{2\hat{J}}{3P\varphi_f} \left[-c_1 z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d} \right] \right\} + \\ L_q \left\{ \frac{2\hat{J}}{3P\varphi_f} \left[\hat{F} x_1 + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d} + c_1 x_{1d} \right] + \frac{\hat{J}}{J} (\hat{F} - c_1) \left[i_q + \frac{(L_d - L_q) i_d}{\varphi_f} \right] \right\} - L_q \frac{2\hat{J}}{3P\varphi_f} (\hat{F} - c_1) (\hat{F}\omega + \hat{\Gamma}) \end{aligned} \quad (19)$$

将式 (19) 代入式 (18) 有: 行微分计算有:

$$\dot{z}_2 = -c_2 z_2 + \frac{\tilde{R}}{L_q} i_q - \frac{2\hat{J}}{3P\varphi_f} (\hat{F} - c_1) (\tilde{F}\omega + \tilde{\Gamma}) \quad (20) \quad \dot{z}_3 = \dot{x}_3 - \dot{x}_{3d} = -\frac{R}{L_d} i_d + P \frac{\omega L_q}{L_d} i_q + \frac{u_d}{L_d} \quad (21)$$

对于偏差 $z_3 = x_3 - x_{3d}$, 根据式 (1) 和式 (10), 进行式 (13)、式 (20) 和式 (21) 代入式 (15) 可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = \dot{V}_1 + z_2 \dot{z}_2 + z_3 \dot{z}_3 + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{J} \dot{\tilde{J}} + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{F} \dot{\tilde{F}} + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{\Gamma} \dot{\tilde{\Gamma}} + \frac{1}{\gamma_4} \tilde{R} \dot{\tilde{R}} = \\ -c_1 z_1^2 + \frac{3P\varphi_f}{2J} z_1 z_2 + \frac{3P}{2J} (L_d - L_q) i_q z_1 z_3 + \frac{\tilde{J}}{J} z_1 \left[-c_1 z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d} \right] + \\ \tilde{F} z_1 (z_1 + x_{1d}) + \tilde{\Gamma} z_1 + z_2 \left[-c_2 z_2 + \frac{\tilde{R}}{L_q} i_q - \frac{2\hat{J}}{3P\varphi_f} (\hat{F} - c_1) (\tilde{F}\omega + \tilde{\Gamma}) \right] + \\ z_3 \left(-\frac{R}{L_d} i_d + P \frac{\omega L_q}{L_d} i_q + \frac{u_d}{L_d} \right) + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{J} \dot{\tilde{J}} + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{F} \dot{\tilde{F}} + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{\Gamma} \dot{\tilde{\Gamma}} + \frac{1}{\gamma_4} \tilde{R} \dot{\tilde{R}} \end{aligned} \quad (22)$$

设计直轴电压控制量 u_d 具有如下表达式: 将式 (23) 代入式 (22) 并整理可得:

$$\begin{aligned} u_d = \hat{R} i_d - P\omega L_q i_q - \frac{3P}{2J} (L_d - L_q) L_d i_q z_1 - c_3 z_3 L_d \quad (23) \\ \dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 + \frac{3P\varphi_f}{2J} z_1 z_2 + \frac{\tilde{J}}{J} z_1 \left[-c_1 z_1 + \hat{F}(z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} + \dot{x}_{1d} \right] + \\ \tilde{F} z_1 (z_1 + x_{1d}) + \tilde{\Gamma} z_1 + \frac{\tilde{R}}{L_q} i_q z_2 - \frac{2\hat{J}}{3P\varphi_f} (\hat{F} - c_1) (\tilde{F}\omega + \tilde{\Gamma}) z_2 + \frac{\tilde{R}}{L_d} i_d z_3 + \\ \frac{1}{\gamma_1} \tilde{J} \dot{\tilde{J}} + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{F} \dot{\tilde{F}} + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{\Gamma} \dot{\tilde{\Gamma}} + \frac{1}{\gamma_4} \tilde{R} \dot{\tilde{R}} = \\ -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 + \frac{3P\varphi_f}{2J} z_1 z_2 + \frac{\tilde{J}}{J} \left[-c_1 z_1^2 + \hat{F} z_1 (z_1 + x_{1d}) + \hat{\Gamma} z_1 + \dot{x}_{1d} z_1 + \frac{1}{\gamma_1} \tilde{J} \right] + \\ \tilde{F} \left[z_1 x_1 - \frac{2\hat{J}}{3P\varphi_f} (\hat{F} - c_1) \omega z_2 + \frac{1}{\gamma_2} \tilde{F} \right] + \tilde{\Gamma} \left[z_1 - \frac{2\hat{J}}{3P\varphi_f} (\hat{F} - c_1) z_2 + \frac{1}{\gamma_3} \tilde{\Gamma} \right] + \\ \frac{\tilde{R}}{R} \left[\frac{R i_q}{L_q} z_2 + \frac{R i_d}{L_d} z_3 + \frac{1}{\gamma_4} \tilde{R} \right] \end{aligned} \quad (24)$$

观察式 (24), 设计各个受扰参数的偏差导数具有下列 4 个表达式形式。

$$\dot{\hat{J}} = \gamma_1 \left[c_1 z_1^2 - \hat{F} z_1 (z_1 + x_{1d}) - \hat{\Gamma} z_1 - x_{1d} \dot{z}_1 \right] \quad (25)$$

$$\dot{\hat{F}} = \gamma_2 \left[-z_1 x_1 + \frac{2 \hat{J}}{3 P \phi_f} (\hat{F} - c_1) \omega z_2 \right] \quad (26)$$

$$\dot{\hat{\Gamma}} = \gamma_3 \left[-z_1 + \frac{2 \hat{J}}{3 P \phi_f} (\hat{F} - c_1) z_2 \right] \quad (27)$$

$$\dot{\hat{R}} = \gamma_4 \left[-\frac{R i_q}{L_q} z_2 - \frac{R i_d}{L_d} z_3 \right] \quad (28)$$

上述表达式给出了参数偏差的微分关系, 根据

$\dot{\tilde{J}} = \dot{\hat{J}}$, $\dot{\tilde{R}} = \dot{\hat{R}}$, $\dot{\tilde{F}} = \dot{\hat{F}}$, $\dot{\tilde{\Gamma}} = \dot{\hat{\Gamma}}$ 关系式, 通过积

分得到扰动参数的在线估计。需要注意在式 (14) 中给出的参数估计虽然在形式上不一致, 但反映到最后的参数偏差微分关系式中, 都是一个常数因子的差异, 可在调节参数设定时进行调整。

在应用了适当的参数估计律 (25)、(27)、(26)、(28) 后, 外层系统子系统式 (15) 的稳定函数表达式为:

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 + \frac{3 P \phi_f}{2 J} z_1 z_2 \quad (29)$$

若 J_{\min} 表示为转动惯量的最小值, 则系数 c_1 和 c_2 设计如下表达式^[8]:

$$c_1 > \frac{1}{2} \times \frac{3 P \phi_f}{2 J_{\min}} + 1, \quad c_2 > \frac{1}{2} \times \frac{3 P \phi_f}{2 J_{\min}} + 1$$

此时式 (29) 可表示为图 1。

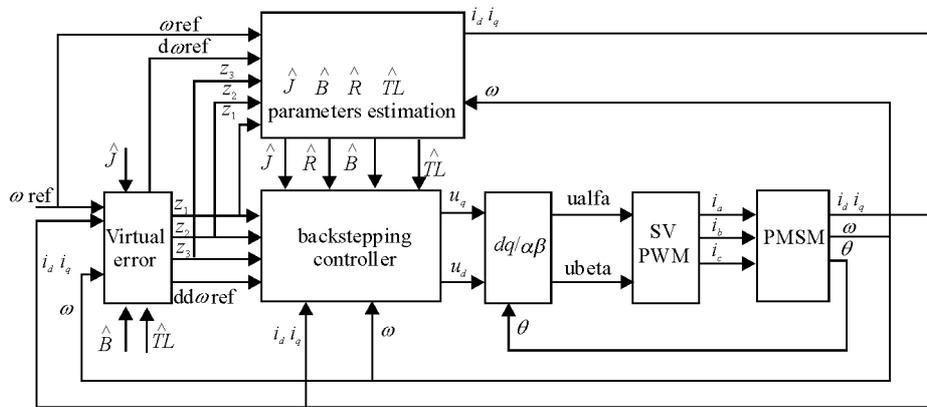


图 1 PMSM 反演速度控制系统仿真模型

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 + \frac{3 P \phi_f}{2 J} z_1 z_2 \leq \\ & - \left(\frac{1}{2} \times \frac{3 P \phi_f}{2 J_{\min}} + 1 \right) z_1^2 + \frac{3 P \phi_f}{2 J} z_1 z_2 - \left(\frac{1}{2} \times \frac{3 P \phi_f}{2 J_{\min}} + 1 \right) z_2^2 = \\ & - z_1^2 - z_2^2 - \frac{1}{2} \times \frac{3 P \phi_f}{2 J} (z_1^2 - 2 z_1 z_2 + z_2^2) = \\ & - z_1^2 - z_2^2 - \frac{1}{2} \times \frac{3 P \phi_f}{2 J} (z_1 - z_2)^2 \leq 0 \end{aligned}$$

至此, 系统通过分析设计从内层到外层, 逐层设计了输入控制并满足子系统的稳定条件, 从而保证了整个系统是渐进稳定的。

2 系统建模^[10]

在 Matlab/Simulink 仿真环境下进行 PMSM 的反演自适应控制的仿真分析, 电机的参数分别如下: $R=0.18 \Omega$, $J=0.000 62 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, $B=0.000 303 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$, $T_L=5 \text{ N} \cdot \text{m}$, $P=4$, $L_d=0.000 835 \text{ H}$, $L_q=0.000 835 \text{ H}$, $\Phi_f=0.071 45 \text{ Wb}$, 电源 600 Vdc, 额定转速 5 000 r/min, 额定扭矩 7.71 N·m, 峰值扭矩 10.2 N·m。其中的主要参数分别为 $c_1=200$, $c_2=600$, $c_3=500$, $\gamma_1=0.002$,

$\gamma_2=1$, $\gamma_3=3 000$, $\gamma_4=500$ 。

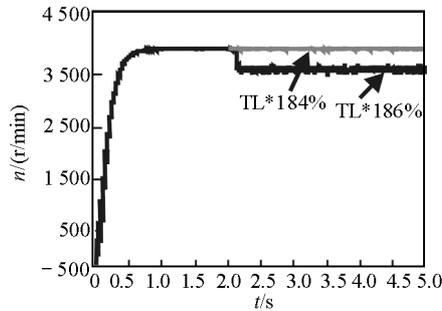
仿真模型中 virtual error 模块为内层系统获得满足稳定条件的虚拟期望控制量式 (10) 和式 (11)。同时进行系统转换, 建立状态变量对应的偏差系统 z_1, z_2, z_3 。parameters estimation 模块主要实现式 (25)~(28)。backstepping controller 模块主要实现式 (19) 和式 (23)。实现对于外层系统式 (14) 满足稳定条件下需要的控制输入, 该输入为物理可实现的 u_d 和 u_q 。模块 dq/αβ 主要实现了坐标变换。利用 Matlab/Simulink 中的离散 SVPWM 模块, 实现矢量空间的逆变从而驱动 PMSM 电机模型, 该电机模型标识为 Permanent Magnet Synchronous Machine, 输出状态包括电机轴的电角度 θ , 电机轴的转速 $\omega(\text{rad})$, 还有经过内部 abc/dq 变化后输出的 i_d, i_q 中间变量。

3 仿真结果

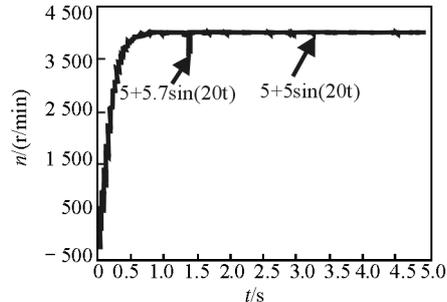
若设定系统速度为 4 000 r/min, 标称负载为 5 N·m。负载扰动考虑 2 种变化, 第 1 种为负载转矩

阶跃扰动从零持续增长至 $TL*184\%$ 时候, 转速仍然保持稳定, 直到转矩扰动达到 $TL*186\%$ 时出现了速度首次降低和脉动, 见图 2(a); 第 2 种扰动为正弦扰动, 当扰动幅值从 0 一直增长到 $5\sin(20t)$ 时候, 转速保持稳定, 继续增大扰动幅值直到 $5.7\sin(20t)$ 的情况下, 由于反向负载的出现, 首次出现了转速

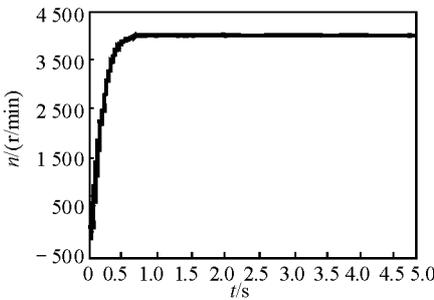
的脉动下降见图 2(b); 当负载扰动为高频正弦信号时, 系统对扰动幅值的变化具有较强的鲁棒性, 给定扰动为 $TL+10\sin(2000t)N\cdot m$ 时转速稳定性很好, 见图 2(c), 当扰动幅值增大为 $TL+15\sin(2000t)N\cdot m$ 时, 转速才出现了微小的毛刺波动, 见图 2(d)。



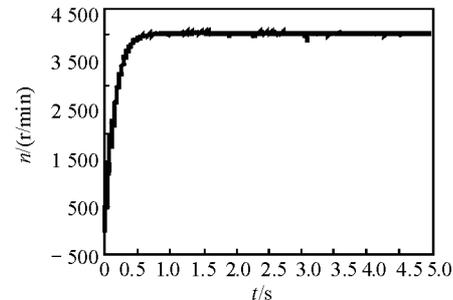
(a) 负载转矩阶跃扰动转速响应



(b) 负载转矩正弦扰动转速响应



(c) 负载转矩正弦扰动 $TL+10\sin(2000t)N\cdot m$ 转速响应



(d) 负载转矩正弦扰动 $TL+15\sin(2000t)N\cdot m$ 转速响应

图 2 转速对参数扰动响应

转动惯量对转速的影响较为微弱, 在低频正弦扰动为 $0.001\sin(20t)kg\cdot m^2$ 时出现了转速上局部短暂跳动, 继续增大扰动幅值转速继续趋于稳定; 转速在高频惯量扰动下对于其幅值变化的鲁棒性很强, 几乎没有速度影响, 变化适应的范围很宽。电阻扰动变化为附加的随机热噪声干扰 $0\sim 0.8\Omega$, 可以看出在很大的变化范围内转速是很稳定的, 几乎没有什么变化, 自适应调节能力较好。

摩擦系数扰动下转速响应鲁棒性较好, 扰动幅值的变化范围比较宽, 且对扰动变化的频率不敏感。

4 结论

该方法以自适应性较强的 backstepping 非线性控制算法来稳定电机转速, 采用逐步外推的稳定性条件来设计控制输入, 使得系统能够在线对系统参数变化作出自适应, 保证了系统的渐近稳定, 使系统具有较强的鲁棒性和快速稳定的速度跟踪性能。

参考文献:

[1] 彭泽乡. 链式炮射击速度控制系统[J]. 微电机, 2000,

33(2): 55-56.
 [2] 郑剑飞, 冯勇. 永磁同步电机的高阶终端滑模控制方法[J]. 控制理论与应用, 2009, 26(6): 697-700.
 [3] 刘刚, 李华德. 永磁同步电机非线性自适应解耦控制[J]. 西安交通大学学报, 2009, 43(8): 101-106.
 [4] 林立, 黄芬荣. 永磁同步电机系统线性化 H_∞ 鲁棒控制[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(4): 541-547.
 [5] 狄可可, 赵光宙. 基于自适应 Backstepping 的 PMSM 速度控制器设计[J]. 江南大学学报, 2008, 7(5): 579-582.
 [6] 王家军, 王建中, 等. 自适应 Backstepping 在永磁同步电机速度跟踪控制中的应用[J]. 电气传动, 2006, 36(9): 20-22.
 [7] 张兴华. 永磁同步电机的模型参考自适应反步控制[J]. 控制与决策, 2008, 23(3): 341-345.
 [8] 胡建辉, 邹继斌. 具有不确定参数永磁同步电动机的自适应反步控制[J]. 控制与决策, 2006, 21(11): 1264-1269.
 [9] 胡建辉, 邹继斌. 永磁同步电动机自适应反步控制的建模与仿真[J]. 系统仿真学报, 2007, 19(2): 247-249.
 [10] 沈艳霞, 吴定会, 等. 永磁同步电机位置跟踪控制器及 Backstepping 方法建模[J]. 系统仿真学报, 2005, 17(6): 1318-1321.