

基于干扰观测器的永磁同步直线电机 自适应 PID 控制

刘 扬, 杨玮林, 毕恺韬, 颜文旭
(江南大学 物联网工程学院, 江苏 无锡 214122)

摘 要: 针对永磁同步直线电机精确速度跟踪的问题, 提出一种基于干扰观测器的自适应 PID 控制器。针对基于矢量控制的直线电机模型设计非线性干扰观测器进行干扰观测。同时, 基于李雅普诺夫稳定性设计超限补偿控制器以及在线更新的投影自适应律使 PID 控制律始终跟随反馈控制律。最后通过试验分析结果, 证明了该控制策略有更好的动态性能及鲁棒性。

关键词: 永磁同步直线电机; 干扰观测器; 自适应律; PID 控制

中图分类号: TM 341 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2020)04-0018-06

doi: 10.12177/emca.2020.007

Adaptive PID Control of Permanent Magnet Synchronous Linear Motor Based on Disturbance Observer

LIU Yang, YANG Weilin, BI Kaitao, YAN Wenxu

(School of Internet of Things Engineering, Jiangnan University, Wuxi 214122, China)

Abstract: An adaptive PID controller based on disturbance observer is designed to deal with the problem of speed tracking accuracy of permanent magnet synchronous linear motor (PMSLM). A nonlinear disturbance observer is designed for the linear motor model based on vector control. Based on Lyapunov function, the overload compensation controller is designed and the projection adaptive law is updated on line. These make the PID control law follow the feedback control law. Experimental results show that the control strategy has better dynamic performance and robustness.

Key words: permanent magnet synchronous linear motor (PMSLM); disturbance observer; adaptive law; PID control

0 引 言

永磁同步直线电机(PMSLM)与传统的旋转电机相比, 少了很多机械传动结构, 具有加速度大和控制精度高等优点, 因此广泛应用在高端数控机床、数字化生产线等高精密的工业领域^[1-4]。

PID 控制是工业生产过程中最常用的控制策略, 由于不需要具体的被控对象参数, 在电机控制

系统中广泛应用^[5]。但在实际应用时, 一组固定不变的 PID 参数无法适应参数变化、干扰变化等。针对这一问题, 研究者提出了自适应 PID 控制器。文献[6]提出了基于模糊规则的自适应 PID 控制器, 通过 PID 的 3 个参数、系统误差和系统误差变化率的关系为模糊规则的条件, 得到模糊决策, 动态输出 PID 的 3 个参数, 但其模糊规则较为复杂, 不利于实际工程应用。文献[7]提出了基于遗传算法的自适应 PID 控制器, 通过随机搜索来逼近

收稿日期: 2020-01-09; 收到修改稿日期: 2020-03-13

作者简介: 刘 扬(1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为直线电机运动控制。

杨玮林(1987—), 男, 副教授, 研究方向为电机驱动控制技术、预测控制技术等。(通信作者)

最优解,实现参数的自整定,但需要经过上百次迭代才能得出最后的优化参数。文献[8]提出了基于粒子群优化的 PID 控制器,通过模仿动物集群活动和个体对信息的共享使得在整体问题求解从无序到有序,最后获得最优解,但是粒子群算法很容易陷入局部最优的情况,很难获得整体理想效果。文献[9]提出了基于单神经元的 PID 控制器,通过神经网络在线辨识梯度信息,通过梯度信息对 PID 参数进行在线调整。

针对上述控制策略的不足,本文提出了一种基于干扰观测器的自适应 PID 控制器。实际 PMSLM 运行过程中,滑动摩擦力、弹性形变等外界干扰无法测量,因此设计非线性干扰观测器用于干扰估计,并在控制器中补偿。所设计的自适应 PID,基于李雅普诺夫函数设计超限补偿控制器和 PID 参数自适应律,并且通过投影来保证自适应参数有界,没有其他控制算法所需要的迭代和控制经验要求,提高了电机运行的鲁棒性。

1 PMSLM 模型

PMSLM 主要包括线性导轨、初级线圈滑块、次级永磁体和速度传感器^[10],具体结构如图 1 所示。

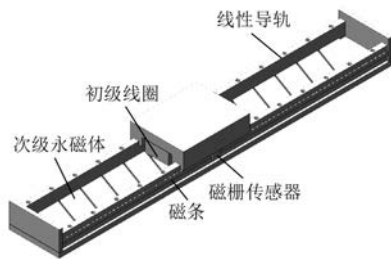


图 1 PMSLM 结构图

忽略磁滞、涡流、谐波等影响,PMSLM 在 d, q 坐标系下的电流方程为

$$\begin{cases} \dot{i}_d = \frac{1}{L_d} \left(U_d + \frac{\pi i_q L_q}{\tau} - i_d R \right) \\ \dot{i}_q = \frac{1}{L_q} \left(U_q - \frac{\pi (i_d L_d + \phi)}{\tau} - i_q R \right) \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_d, i_q, U_d, U_q 分别为 d, q 轴的电流、电压; R, L_d, L_q 分别为电机动子的电阻和 d, q 轴电感; ϕ 为次级永磁体磁链; τ 为电机极距。

PMSLM 电磁推力方程为

$$F_e = \frac{3}{2} p_n \pi [\phi i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] / \tau \quad (2)$$

式中: p_n 为电机的极对数。

PMSLM 运动方程为

$$\dot{v} = \frac{1}{M} (F_L + F_e - Bv) \quad (3)$$

式中: v 为电机直线运动速度; M 为电机初级质量; F_L 为电机额外负载; B 为电机黏滞摩擦因数。

2 自适应 PID 控制

2.1 PID 控制器

一般的 PID 控制器形式为

$$u_{pid} = K_p e + K_i \int_0^t e d\tau + K_d \frac{d}{dt} e \quad (4)$$

式中: K_p 为比例增益; K_i 为积分增益; K_d 为微分增益。

为了方便表达,令 $\theta = [K_p \ K_i \ K_d]^T$ 表示 PID 控制器参数,并且 $\xi(e) = \left[e(t) \int_0^t e(\tau) d\tau \ \frac{d}{dt} e(t) \right]^T$ 。

因此,式(4)可简化为

$$u_{pid}(e, \theta) = \theta^T \xi(e) \quad (5)$$

2.2 非线性干扰观测器

将式(3)改写为

$$\dot{v} = d + A_m v + B_m u \quad (6)$$

其中: $A_m = -\frac{B}{M}$; $B_m = \frac{3p_n \pi \phi}{2M\tau}$; $u = i_q$; $d = \frac{-F_L}{M}$ 。

定义非线性干扰观测器为

$$\dot{\hat{d}} = -b\hat{d} + bd = -b\hat{d} + b(v - A_m v - B_m u) \quad (7)$$

式中: $b > 0$ 为观测器参数。

因为一般实际工程应用中,难以通过速度信号求导来得到加速度信号^[11],所以引入中间变量:

$$z = \hat{d} - bv \quad (8)$$

对 z 求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{z} = \dot{\hat{d}} - b\dot{v} = & -b\hat{d} - b(A_m v + B_m u) = \\ & -b(\hat{d} - bv) - b(bv + A_m v + B_m u) \end{aligned} \quad (9)$$

可得干扰观测器为: $\hat{d} = z + bv$ 。

一般没有干扰 d 的先验知识,相对于观测器的动态特性,干扰 d 的变化缓慢,即 $\dot{d} = 0$ 。令干

扰误差为

$$\tilde{d} = d - \hat{d} \quad (10)$$

对式(10)两边求导可得:

$$\dot{\tilde{d}} = \dot{d} - \dot{\hat{d}} = -b\hat{d} + bd = -b\tilde{d} \quad (11)$$

可得观测器的误差是指数收敛的,且收敛速度与 b 有关。

2.3 自适应 PID 控制器

将式(6)改写为

$$\begin{cases} \dot{x} = f + gu \\ y = x \end{cases} \quad (12)$$

其中: $x=v; f=d+A_m v; g=B_m; f$ 为已知函数,且有上界函数 f^u 满足 $|f| \leq f^u$ 。

定义 $Y^d = [v^d \quad \dot{v}^d]^T$, 且假设 v^d, \dot{v}^d 均有界, 如 $\|Y^d\|_\infty = \sup_{t \geq 0} \|Y^d(t)\| < \infty$ 。定义误差矢量为 $E = Y^d - X = [e \quad \dot{e}]$ 。选择一组正矢量参数 $K = [k_0 \quad k_1]^T$ 满足 $s^2 + k_1 s + k_0 = 0$ 的根均在左半开复平面上。因此,可得标准反馈控制率为

$$u^* = g^{-1}[-f + \dot{v}^d + K^T E] \quad (13)$$

将式(11)代入式(10)可得:

$$k_1 \dot{e} + k_0 e = 0 \quad (14)$$

定义状态量和 PID 参数的约束集为

$$\begin{cases} \Omega_X = \{\xi \in R: \|X\| \leq M_X\} \\ \Omega_\theta = \{\theta \in R^3: \|\theta\| \leq M_\theta\} \end{cases},$$

其中: M_X, M_θ 为设定参数。

希望状态量 X 和控制器参数 θ 不会超过边界 M_X 和 M_θ 。为了便于分析,选择 $M_X \gg \|Y^d\|_\infty$ 。则式(12)中的控制器可表示为

$$u = u_{pid}(e, \theta) + u_s + u_d \quad (15)$$

其中: u_s 为当误差超过一定界限时才起作用的超限补偿控制律; u_d 为干扰观测器的补偿量, $u_d = \frac{\dot{v}_d - A_m v_d - \hat{d}}{B_m}$ 。

为了使得 PID 控制律能够完全跟随反馈控制律 u^* , 设计基于李雅普诺夫函数的 PID 控制器参数自适应律。将式(15)代入式(12), 结合式(13)可得:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f + g[u_{pid}(e, \theta) + u_s + u_d] = \\ &f + g[u_{pid}(e, \theta) + u_s + u_d] + gu^* - gu^* = \\ &f + g[u_{pid}(e, \theta) + u_s + u_d] - \end{aligned}$$

$$f + \dot{v}_d + K^T E - gu^* =$$

$$\dot{v}_d + K^T E - g[u^* - u_{pid}(e, \theta) - u_s - u_d] \quad (16)$$

式(16)等同于:

$$\begin{aligned} \dot{e} &= -K^T E + \\ &g[u^* - u_{pid}(e, \theta) - u_s - u_d] \end{aligned} \quad (17)$$

令 $A_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -k_0 & -k_1 \end{bmatrix}$, $B_c = [0 \quad g]^T$, 根据式

(17)可得:

$$\dot{E} = A_c E + B_c [u^* - u_{pid}(e, \theta) - u_s - u_d] \quad (18)$$

定义李雅普诺夫函数:

$$V_e = 2^{-1} E^T P E \quad (19)$$

其中: P 是正定对称矩阵且满足

$$A_c^T P + P A_c = -Q \quad (20)$$

式中: Q 是给定正定对称矩阵且最小特征值 $\lambda_{\min}(Q)$ 满足 $\lambda_{\min}(Q) > 1$ 。

定义:

$$V_M = 2^{-1} \lambda_{\min}(P) (M_X - \|Y^d\|_\infty)^2 \quad (21)$$

假设 $\|X\| \geq M_X$, 即状态量超出界限范围, 根据式(18)可得:

$$\begin{aligned} V_e &\geq 2^{-1} \lambda_{\min}(P) \|E\|^2 \geq \\ &2^{-1} \lambda_{\min}(P) (\|X\| - \|Y^d\|)^2 \geq \\ &2^{-1} \lambda_{\min}(P) (M_X - \|Y^d\|_\infty) = V_M \end{aligned} \quad (22)$$

因此, 如果 $V_e < V_M$, 则 $\|X\| < M_X$ 。对 V_e 求导可得:

$$\begin{aligned} \dot{V}_e &= -2^{-1} E^T Q E + E^T P B_c \\ &(u^* - u_{pid}(e, \theta) - u_s - u_d) \leq \\ &-2^{-1} E^T Q E + |E^T P B_c| \\ &(|u^*| + |u_{pid}(e, \theta)| + |u_d|) - \\ &E^T P B_c u_s \end{aligned} \quad (23)$$

根据式(13)和 $|f| \leq f^u$, 可得:

$$u^* \leq g^{-1}(f^u + |\dot{v}_d| + |K^T E|) \quad (24)$$

定义标记函数 I^* :

$$I^* = \begin{cases} 1, & V_e \geq V_M \\ 0, & V_e < V_M \end{cases} \quad (25)$$

设计超限补偿控制律 u_s :

$$\begin{aligned} u_s &= I^* \operatorname{sgn}(E^T P B_c) [|u_{pid}(e, \theta)| + \\ &f^u + |\dot{v}_d| + |K^T E| + |u_d|] \end{aligned} \quad (26)$$

将式(25)和式(26)代入式(20)可得, 当 $V_e \geq V_M$ 时, $\dot{V}_e < 0$ 。即当状态量超出界限值时, 整个系统也是稳定的。

为了得到 PID 控制器参数的自适应律, 定义最优参数 θ^* :

$$\theta^* = \arg \min_{\theta \in \Omega_\theta} [\sup_{X \in \Omega_X} |u_{pid}(e, \theta) - u^*|] \quad (27)$$

定义 PID 控制律与标准反馈控制律的跟踪误差 w 为

$$w = u_{pid}(e, \theta^*) - u^* \quad (28)$$

将式(28)代入式(18)可得:

$$\dot{E} = A_c E + B_c [u_{pid}(e, \theta^*) - u_{pid}(e, \theta) - u_s - u_d] - B_c w \quad (29)$$

考虑系统误差以及控制律参数 θ 和最优参数 θ^* 间的误差, 重新定义李雅普诺夫函数为

$$V = 2^{-1} E^T P E + (2\gamma)^{-1} \cdot (\theta^* - \theta)^T (\theta^* - \theta) \quad (30)$$

式中: $\gamma > 0$ 是调节自适应律收敛速度的参数。

根据式(29)可得:

$$\dot{V} = -2^{-1} E^T Q E + E^T P B_c [u_{pid}(e, \theta^*) - u_{pid}(e, \theta) - u_s - u_d - w] - \gamma^{-1} (\theta^* - \theta)^T \dot{\theta} \quad (31)$$

根据式(5)可得:

$$u_{pid}(e, \theta^*) - u_{pid}(e, \theta) = (\theta^* - \theta)^T \xi(e) \quad (32)$$

因此, 式(31)可改写为

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -2^{-1} E^T Q E - \gamma^{-1} (\theta^* - \theta)^T \\ & [\dot{\theta} - \gamma E^T P B_c \xi(e)] - \\ & E^T P B_c w - E^T P B_c u_s - E^T P B_c u_d \end{aligned} \quad (33)$$

根据式(26)可得 $E^T P B_c u_s \geq 0$, 因此:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -2^{-1} E^T Q E - \gamma^{-1} (\theta^* - \theta)^T \\ & [\dot{\theta} - \gamma E^T P B_c \xi(e)] - \\ & E^T P B_c w - E^T P B_c u_d \end{aligned} \quad (34)$$

记 P_2 为矩阵 P 的第二列, 则可得 $E^T P B_c = E^T P_2 g$ 。因此, 式(34)可改写为

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -2^{-1} E^T Q E - \gamma^{-1} (\theta^* - \theta)^T \\ & [\dot{\theta} - \gamma E^T P_2 g \xi(e)] - \\ & E^T P_2 g w - E^T P_2 g u_d \end{aligned} \quad (35)$$

因此, 设计 PID 控制器参数投影自适应律为

$$\dot{\theta} = \begin{cases} \gamma E^T P_2 \xi(e), & (\|\theta\| < M_\theta) \text{ 或} \\ & (\|\theta\| = M_\theta \text{ 且 } E^T P_2 \theta^T \xi(e) \leq 0) \\ \gamma E^T P_2 \xi(e) - \gamma E^T P_2 \frac{\theta}{\|\theta\|^2} \theta^T \xi(e), & \\ \text{其他} & \end{cases} \quad (36)$$

可得 $(\theta^* - \theta) [\dot{\theta} - \gamma E^T P_2 \xi(e)] \geq 0$, 将式(36)代入式(35)可得:

$$\dot{V} \leq -2^{-1} E^T Q E - E^T P_2 J \quad (37)$$

其中: $J = w + u_d$ 。

2.4 稳定性证明

定理 1 如果状态量初始值 $X(0) \in \Omega_X$ 并且控制器参数初始值 $\theta(0) \in \Omega_\theta$, 然后 $X(t) \in \Omega_X$, $\theta(t) \in \Omega_\theta$, 那么可得:

$$\int_0^t \|E(\tau)\|^2 d\tau \leq p + q \int_0^t |J(\tau)|^2 d\tau \quad (38)$$

式中: p, q 为常数。

证明:

由式(34)可得:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -2^{-1} E^T Q E - E^T P_2 g J \leq \\ & -2^{-1} \lambda_{\min}(Q) \|E\|^2 - E^T P_2 g J \leq \\ & -2^{-1} [\lambda_{\min}(Q) - 1] \|E\|^2 + 2^{-1} \|E\|^2 - \\ & 2^{-1} \|E\|^2 + \|E\| \|P_2 g J\| - 2^{-1} \|P_2 g J\|^2 + \\ & 2^{-1} \|P_2 g J\|^2 = -2^{-1} [\lambda_{\min}(Q) - 1] \|E\|^2 - \\ & 2^{-1} (\|E\| - \|P_2 g J\|)^2 + 2^{-1} \|P_2 g J\|^2 \end{aligned} \quad (39)$$

由式(39)整理即得:

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -2^{-1} [\lambda_{\min}(Q) - 1] \|E\|^2 + \\ & 2^{-1} \|P_2 g J\|^2 \end{aligned} \quad (40)$$

对式(40)两边积分可得:

$$\begin{aligned} V(t) - V(0) \leq & -2^{-1} [\lambda_{\min}(Q) - 1] \int_0^t \|E(\tau)\|^2 d\tau + \\ & 2^{-1} \|P_2\|^2 g^2 \int_0^t |J(\tau)|^2 d\tau \end{aligned} \quad (41)$$

将式(41)变换可得:

$$\begin{aligned} \int_0^t \|E(\tau)\|^2 d\tau \leq & 2[\lambda_{\min}(Q) - 1]^{-1} [V(0) - V(t)] + \\ & 2^{-1} \|P_2\|^2 g^2 \int_0^t |J(\tau)|^2 d\tau \leq \\ & 2[\lambda_{\min}(Q) - 1]^{-1} [V(0) + |V(t)|] + \\ & 2^{-1} \|P_2\|^2 g^2 \int_0^t |J(\tau)|^2 d\tau \end{aligned} \quad (42)$$

可得:

$$\int_0^t \|E(\tau)\|^2 d\tau \leq p + q \int_0^t |J(\tau)|^2 d\tau \quad (43)$$

其中: $p = 2 [\lambda_{\min}(Q) - 1]^{-1} [V(0) + \sup_{t \geq 0} |V(t)|]$,

$q = [\lambda_{\min}(Q) - 1]^{-1} \|P_2\|^2$ 。

显然 $J \in L_2, \int_0^\infty |J(\tau)|^2 d\tau < \infty$, 那么根据式 (43) 可得 $\dot{E} \in L_2$, 再根据式 (29) 等式右边所有变量均有界可得 $\dot{E} \in L_\infty$ 。根据 Barbal't 引理: 如果 $E \in L_2 \cap L_\infty$ 并且 $\dot{E} \in L_\infty$, 那么 $\lim_{t \rightarrow \infty} \|E(t)\| = 0$ 。证明结束。

综上所述, 给出基于干扰观测器的 PMSLM 自适应 PID 控制系统框图, 如图 2 所示。

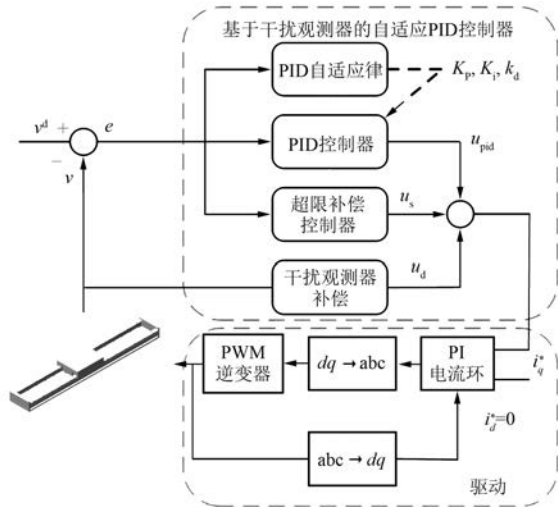


图 2 PMSLM 自适应 PID 控制系统框图

3 试验结果

为了验证所设计控制器的有效性, 搭建基于 dSPACE 的 PMSLM 试验平台如图 3 所示。以 DSP 为控制核心, 以智能功率模块 (IPM) 对 PMSLM 进行驱动。

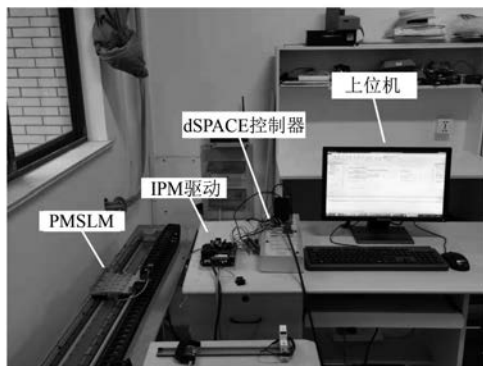


图 3 基于 dSPACE 的 PMSLM 试验平台

在试验中, 通过不同控制器间的对比来说明所设计控制器的有效性。采用 PID 控制器和基于

干扰观测器的自适应 PID 控制器进行对比。电机参数如表 1 所示。

表 1 电机参数

参数名称	参数值
电阻 R/Ω	9.7
电感 L/mH	13.3
转子质量 M/kg	3.2
极距 τ/m	0.026 3
摩擦因数 $B/(N \cdot s \cdot m^{-1})$	5

试验时, 自适应 PID 控制器选取参数 $\gamma = 200, Q = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 2 \end{bmatrix}, K_p(0) = 70, K_i(0) = 50, K_d(0) = 20$ 。PID 控制器参数由试凑法得出: $K_p = 60, K_i = 30, K_d = 30$ 。

图 4 所示为在给定参考速度 0.5 m/s 情况下不同控制器的速度跟踪曲线。从试验结果可以看出, 与 PID 的效果相比, 自适应 PID 超调量较小, 并且响应速度更快, 具有更好的动态性能和稳态性能。

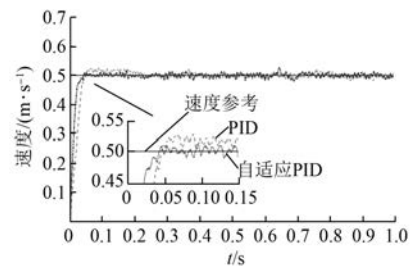


图 4 速度跟踪曲线

图 5 所示为控制器的输出, 即 q 轴给定电流。出于电机保护的, 限幅到 2 A, 稳定时控制器输出约为 0.6 A。

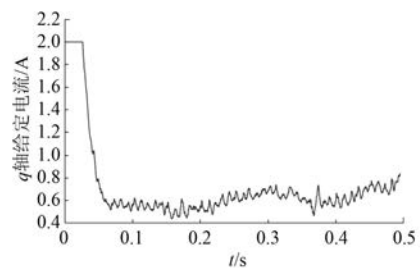


图 5 控制器输出

图 6 所示为电机在运行过程中, 观测器得到的干扰估计值。电机运行时, 主要的干扰为电机

负载和滑动摩擦, 匀速运行时, 干扰趋于稳定值, 即验证了干扰观测器有效性。

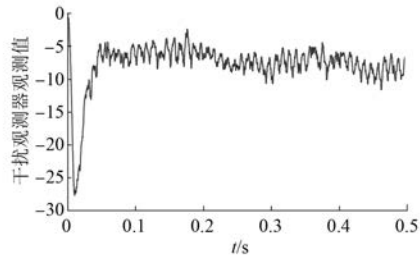


图6 干扰观测器观测值

图7所示为控制器参数 K_p 、 K_i 、 K_d 的自适应曲线。可以看出, 在0.05s时参数就稳定趋于最优值, 动态响应快, 同时也验证了自适应律有界。

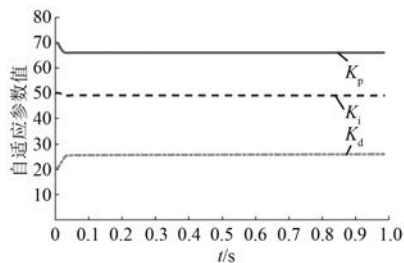


图7 控制器参数的自适应曲线

4 结 语

本文针对PMSLM速度跟踪问题进行研究, 设计了一种基于干扰观测器的自适应PID控制器。基于电机模型设计非线性干扰观测器进行补偿, 再通过引入超限补偿控制器来保证速度不会超过界限, 根据李雅普诺夫函数得到PID控制器参数的自适应律, 同时通过投影保证其有界。最后, 通过试验表明, 所设计的控制器比PID控制器

具有更好的跟踪性能和鲁棒性, 验证了该控制器的有效性。

【参考文献】

- [1] 王健, 蓝益鹏. 磁悬浮电励磁三相直线同步电机离线参数辨识[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(12): 47.
- [2] 宋雪玮, 赵吉文, 董菲, 等. 基于PSO-LSSVM的永磁同步直线电机局部退磁故障识别[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(8): 2426.
- [3] 崔霆锐, 宗立明, 李熙. 直线电机地铁车辆牵引系统国产化应用研究[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(4): 61.
- [4] 向凡, 许鸣珠. 基于改进滑模速度控制器的永磁直线同步电机直接推力控制[J]. 电机与控制应用, 2019, 46(6): 38.
- [5] 赵玫, 邹继斌, 苏明煜, 等. 横向磁通永磁直线电机研究与发展[J]. 电气工程学报, 2016, 11(2): 1.
- [6] 戴波, 周泽或, 陈亚峰, 等. 基于变论域模糊PID的三自由度直升机控制[J]. 控制工程, 2019, 26(11): 2061.
- [7] 管鹏飞, 冯立超. 基于遗传算法的PID控制在叶片模温控制中的应用[J]. 科学技术创新, 2019(21): 134.
- [8] 杨晓, 王国柱. 基于PID控制理论的改进粒子群优化算法[J]. 控制工程, 2019, 26(8): 1497.
- [9] 徐杭东, 麦云飞. 基于神经网络的液压材料试验机系统自适应PID控制研究[J]. 机电工程, 2018, 35(4): 375.
- [10] 付东山. 新型横向磁通永磁直线电机模型建立和优化设计研究[D]. 济南: 山东大学, 2019.
- [11] 刘金琨. 先进PID控制MATLAB仿真[M]. 北京: 电子工业出版社, 2016: 162-164.

[主要栏目]

- | | | |
|--------------|-----------|-------------|
| · 控制与应用技术 | · 研究与设计 | · 故障诊断与保护 |
| · 新能源发电与局域电网 | · 新能源汽车技术 | · 发电机组及其控制 |
| · 测试技术与测控系统 | · 材料与工艺 | · 电机生产及质量管理 |
| · 电力电子变流器技术 | · 智能制造 | · 节能应用 |