

文章编号: 2096-1618(2018)06-0612-05

考虑参数摄动的永磁同步电机转速跟踪控制器设计

杨强¹, 冉杰¹, 范泽宇¹, 林嘉权¹, 蒋玉龙²

(1. 成都信息工程大学, 四川 成都 610025; 2. 中机中联工程有限公司, 重庆, 400039)

摘要: 永磁同步电机以其高效的性能在现代工业中广泛应用, 但由于工艺缺陷、环境变化、磨损和老化等因素, 电机模型客观存在不同程度的参数摄动。针对带有参数摄动的永磁同步电机, 提出一种能抑制摄动参数对系统性能影响的转速跟踪控制器。在合理的假设条件下, 构造了控制器的结构, 并证明了闭环系统的稳定性, 仿真结果验证了控制器的有效性。

关键词: 参数摄动; 永磁同步电机; 跟踪控制; 高增益

中图分类号: TM301.2

文献标志码: A

doi: 10.16836/j.cnki.jcuit.2018.06.003

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)是利用电磁感应定律实现电能转换的一种电磁装置^[1], 电机可以将生产生活所使用的电能转换为机械能。随着电力电子技术与微控技术产业逐步地发展壮大, 新型材料具有轻型、高效、节能特点, 以其优异高效的性能^[2]被越来越多地应用到航天航空器、数控机床、电动汽车、高性能家电等系统领域, 大大地方便了生产生活。

永磁同步电动机有强耦合、时变、非线性等特点^[3]。在实际问题中出现的非线性不确定参数、被控对象的参数摄动会对结构系统模型的控制产生很大的影响, 然而对电机速度控制的精确性和稳定性的要求又在不断地提高。永磁同步电机作为传动系统的主流, 使对于永磁同步电机数学模型参数的研究和对电机转速系统的实际控制也变得极为重要和有意义, 取得了大量的研究成果^[4-10]。虽然上述研究成果中考虑了部分外界扰动和模型中的不确定性, 但是缺乏专门针对永磁同步电机参数摄动研究。

参数摄动在永磁同步电机中客观存在。由于工艺水平缺陷和固有误差的存在, 使同一批次的电机参数都存在差异; 随着应用背景不同和外界环境的变化, 电机材料的非线性特性, 使电机参数发生变化; 随着使用时间增加, 电机出现不同程度的磨损和老化, 电机参数也会变化。从电机的模型可以看出, 电机模型中参数的摄动, 会引起很强的非线性不确定性项, 这对控制器

控制性能的影响非常大, 因此研究能克服参数摄动的电机转速控制器具有重要理论和实际意义。

在文献[11]的研究基础上, 借鉴文献[12-15]中设计方法, 提出一种能抑制强参数摄动的永磁同步电机转速跟踪控制方法。首先分析了带参数摄动的电机模型, 然后设计了转速跟踪控制器, 并基于 Lyapunov 稳定性理论完成了闭环系统的稳定性证明, 最后通过仿真验证, 比较说明了文献[11]中控制方法不能适用于模型参数存在摄动的电机转速跟踪控制, 提出的控制方法能很好地抑制参数摄动对系统的影响。

1 问题描述

在定子磁链定向的 d - q 轴坐标系下, 考虑带有参数摄动的永磁同步电机电压方程:

$$\begin{cases} U_d = (R_s + \Delta R_s)i_d + (L_d + \Delta L_d)\dot{i}_d - \\ \quad (L_q + \Delta L_q)p_m\omega_m i_q \\ U_q = (R_s + \Delta R_s)i_q + (L_q + \Delta L_q)\dot{i}_q + \\ \quad (L_d + \Delta L_d)p_m\omega_m i_d + p_m\omega_m\varphi_f \end{cases} \quad (1)$$

其中: U_d 、 U_q 分别为定子 d 轴、 q 轴上的电压分量; i_d 、 i_q 分别为定子 d 轴、 q 轴上的电流分量; L_d 、 L_q 分别为定子 d 轴、 q 轴上的电感分量; R_s 为定子电阻; ω_m 为转子机械角速度; p_m 为极对数; φ_f 为永磁体的耦合磁链; ΔR_s 、 ΔL_d 和 ΔL_q 为系统等效的不确定摄动参数。

电机的动力学方程为

$$J\omega_m = T_e - T_l - B_m\omega_m \quad (2)$$

其中: J 为转动惯量; B_m 为滑动摩擦系数; T_l 为负载转矩; $T_e = p_m\varphi_f i_q$ 为电磁转矩。由式(1)和式(2)得电机的状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_s + \Delta R_s}{L_d + \Delta L_d} & \frac{L_q + \Delta L_q}{L_d + \Delta L_d} p_m \omega_m & 0 \\ -\frac{L_d + \Delta L_d}{L_q + \Delta L_q} p_m \omega_m & \frac{R_s + \Delta R_s}{L_q + \Delta L_q} & -\frac{p_m \varphi_f}{L_q + \Delta L_q} \\ 0 & \frac{p_m \varphi_f}{J} & -\frac{B_m}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{U_d}{L_d + \Delta L_d} \\ \frac{U_q}{L_q + \Delta L_q} \\ -\frac{T_l}{J} \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中 i_d 、 i_q 和 ω_m 为系统状态可测的系统状态。

目的是在永磁同步电机系统存在不确定摄动参数 ΔR_s 、 ΔL_d 和 ΔL_q 情况下,设计控制器 U_d 和 U_q ,使电机转速 ω_m 跟踪一个指定的参考转速信号 ω_r 。

假设1 不失一般性,假设 $J > 0$, $B_m > 0$,电机摄动参数 ΔR_s 、 ΔL_d 和 ΔL_q 满足:

$$\begin{cases} R_s + \Delta R_s > 0 \\ L_d + \Delta L_d > 0 \\ L_q + \Delta L_q > 0 \end{cases} \quad (4)$$

假设2 拟跟踪的转速信号 ω_r 及其导数 $\dot{\omega}_r$ 和 $\ddot{\omega}_r$ 有界。

2 高增益控制器设计

针对含有未知参数摄动的永磁同步电机系统,采用状态反馈控制,设计高增益控制器抑制摄动参数对电机转速跟踪控制性能的影响,使电机转速 ω_m 跟踪一个参考的转速信号 ω_r 。取电机的转速跟踪误差为 $e_1 = \omega_m - \omega_r$,对 e_1 求导可得:

$$\dot{e}_1 = \dot{\omega}_m - \dot{\omega}_r = \frac{p_m \varphi_f}{J} i_q - \frac{B_m}{J} \omega_m - \frac{T_l}{J} - \dot{\omega}_r \quad (5)$$

取 $e_2 = \frac{p_m \varphi_f}{J} i_q - \frac{B_m - J}{J} \omega_m - \frac{T_l}{J} - \dot{\omega}_r - \omega_r$,则有

$$\dot{e}_1 = -e_1 + e_2 \quad (6)$$

对 e_2 求导:

$$\dot{e}_2 = \frac{p_m \varphi_f}{J} \dot{i}_q - \frac{B_m - J}{J} \dot{\omega}_m - \dot{\omega}_r - \ddot{\omega}_r \quad (7)$$

将式(3)中的 \dot{i}_q 、 $\dot{\omega}_m$ 带入式(7)可得:

$$\dot{e}_2 = \frac{p_m \varphi_f}{J} \left(-\frac{L_d p_m}{L_q + \Delta L_q} \omega_m i_d - \frac{\Delta L_d p_m}{L_q + \Delta L_q} \omega_m i_d - \frac{R_s}{L_q + \Delta L_q} i_q - \right.$$

$$\left. \frac{\Delta R_s}{L_q + \Delta L_q} i_q - \frac{p_m \varphi_f}{L_q + \Delta L_q} \omega_m + \frac{U_q}{L_q + \Delta L_q} \right) - \frac{B_m - J}{J} \left(\frac{p_m \varphi_f}{J} i_q - \frac{B_m}{J} \omega_m - \frac{T_l}{J} \right) - \ddot{\omega}_r - \dot{\omega}_r \quad (8)$$

设计控制器 U_q 为

$$U_q = L_d p_m \omega_m i_d + R_s i_q + p_m \varphi_f \omega_m - K_q \left\{ e_1^2 e_2 + e_2 + (p_m \omega_m i_d)^2 e_2 + i_q^2 e_2 + e_2 \left[\frac{B_m - J}{J^2} (p_m \varphi_f i_q - B_m \omega_m - T_l) - \ddot{\omega}_r - \dot{\omega}_r \right]^2 \right\} \quad (9)$$

其中 $K_q > 0$,为高增益控制器的设计参数。将式(9)代入式(8)中可得

$$\dot{e}_2 = \frac{p_m \varphi_f}{J(L_q + \Delta L_q)} \left\{ -\Delta L_d p_m \omega_m i_d - \Delta R_s i_q - K_q [e_1^2 e_2 + e_2 + (p_m \omega_m i_d)^2 e_2 + i_q^2 e_2 + e_2 \left[\frac{B_m - J}{J^2} (p_m \varphi_f i_q - B_m \omega_m - T_l) - \ddot{\omega}_r - \dot{\omega}_r \right]^2] \right\} - \frac{B_m - J}{J^2} [p_m \varphi_f i_q - B_m \omega_m - T_l] - \ddot{\omega}_r - \dot{\omega}_r \quad (10)$$

为使整个闭环系统稳定,设置控制器 U_d 为

$$U_d = R_s i_d - L_q p_m \omega_m i_q - K_d [i_d + i_d (\omega_m i_q)^2] \quad (11)$$

其中 $K_d > 0$,为高增益控制器的设计参数。将式(11)带入式(3)中可得

$$\dot{i}_d = -\frac{\Delta R_s}{L_d + \Delta L_d} i_d - \frac{\Delta L_q p_m}{L_d + \Delta L_d} \omega_m i_q - \frac{K_d}{L_d + \Delta L_d} [i_d + i_d (\omega_m i_q)^2] \quad (12)$$

稳定性证明 选择候选的李雅普诺夫函数 V 为

$$V = \frac{1}{2} (i_d^2 + e_1^2 + e_2^2) \quad (13)$$

对 V 求导可得

$$\dot{V} = i_d \dot{i}_d + e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (14)$$

将式(6)、(10)与(12)带入式(14)可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = & i_d \left\{ -\frac{\Delta R_s}{L_d + \Delta L_d} i_d + \frac{\Delta L_q p_m}{L_d + \Delta L_d} \omega_m i_q - \frac{K_d}{L_d + \Delta L_d} [i_d + i_d (\omega_m i_q)^2] \right\} + \\ & e_1 (-e_1 + e_2) + e_2 \left\{ \frac{p_m \varphi_f}{J(L_q + \Delta L_q)} \left\{ -\Delta L_d p_m \omega_m i_d - \Delta R_s i_q - \right. \right. \\ & K_q [e_1^2 e_2 + e_2 + i_q^2 e_2 + (p_m \omega_m i_d)^2 e_2 + \\ & e_2 \left[\frac{B_m - J}{J^2} (p_m \varphi_f i_q - T_l - B_m \omega_m) - \ddot{\omega}_r - \dot{\omega}_r \right]^2 \left. \right\} - \\ & \left. \frac{B_m - J}{J^2} [p_m \varphi_f i_q - B_m \omega_m - T_l] - \ddot{\omega}_r - \dot{\omega}_r \right\} \end{aligned} \quad (15)$$

对式(15)整理后配方可得

$$\begin{aligned} \dot{V} = & -\frac{K_d + \Delta R_s}{L_d + \Delta L_d} i_d^2 - e_1^2 - \frac{K_q p_m \varphi_f}{J(L_q + \Delta L_q)} e_2^2 - \\ & \frac{K_d}{L_d + \Delta L_d} \left(i_d \omega_m i_q - \frac{\Delta L_q p_m}{2K_d} \right)^2 + \frac{(\Delta L_q p_m)^2}{4K_d (L_d + \Delta L_d)} - \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \frac{p_m \varphi_f K_q}{J(L_q + \Delta L_q)} \left[e_1 e_2 - \frac{J(L_q + \Delta L_q)}{2 p_m \varphi_f K_q} \right]^2 + \frac{J(L_q + \Delta L_q)}{4 p_m \varphi_f K_q} - \\ & \frac{K_q p_m \varphi_f}{J(L_q + \Delta L_q)} \left(p_m \omega_m i_d e_2 + \frac{\Delta L_d}{2 K_q} \right)^2 + \frac{p_m \varphi_f \Delta L_d^2}{4 K_q J(L_q + \Delta L_q)} - \\ & \frac{K_q p_m \varphi_f}{J(L_q + \Delta L_q)} \left(i_q e_2 + \frac{\Delta R_s}{2 K_q} \right)^2 + \frac{p_m \varphi_f \Delta R_s^2}{4 K_q J(L_q + \Delta L_q)} - \\ & \frac{K_q p_m \varphi_f}{J(L_q + \Delta L_q)} \left[e_2 \left(\frac{B_m - J}{J^2} (p_m \varphi_f i_q - B_m \omega_m - T_l) - \dot{\omega}_r - \dot{\omega}_r \right) + \right. \\ & \left. \frac{J(L_q + \Delta L_q)}{2 K_q p_m \varphi_f} \right]^2 + \frac{J(L_q + \Delta L_q)}{4 K_q p_m \varphi_f} \end{aligned} \quad (16)$$

通过放大,从式(16)可得

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -\frac{K_d + \Delta R_s}{L_d + \Delta L_d} i_d^2 - e_1^2 - \frac{K_q p_m \varphi_f}{J(L_q + \Delta L_q)} e_2^2 + \frac{(\Delta L_q p_m)^2}{4 K_d (L_d + \Delta L_d)} + \\ & \frac{J(L_q + \Delta L_q)}{4 p_m \varphi_f K_q} + \frac{p_m \varphi_f \Delta L_d^2}{4 K_q J(L_q + \Delta L_q)} + \frac{p_m \varphi_f \Delta R_s^2}{4 K_q J(L_q + \Delta L_q)} + \frac{J(L_q + \Delta L_q)}{4 K_q p_m \varphi_f} \end{aligned} \quad (17)$$

从式(16)可得

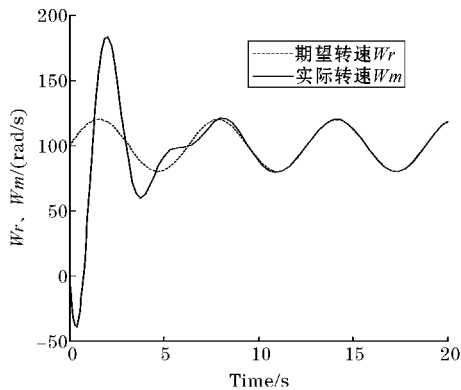
$$\dot{V} \leq -\mu V + \Omega \quad (18)$$

在式(18)中

$$\mu = \frac{\frac{K_d + \Delta R_s}{L_d + \Delta L_d} i_d^2 + e_1^2 + \frac{K_q p_m \varphi_f}{J(L_q + \Delta L_q)} e_2^2}{\frac{1}{2} (i_d^2 + e_1^2 + e_2^2)} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \Omega = & \frac{(\Delta L_q p_m)^2}{4 K_d (L_d + \Delta L_d)} + \frac{J(L_q + \Delta L_q)}{4 p_m \varphi_f K_q} + \frac{p_m \varphi_f \Delta L_d^2}{4 K_q J(L_q + \Delta L_q)} + \\ & \frac{p_m \varphi_f \Delta R_s^2}{4 K_q J(L_q + \Delta L_q)} + \frac{J(L_q + \Delta L_q)}{4 K_q p_m \varphi_f} \end{aligned} \quad (20)$$

从式(19)可知,如果取 $K_d \geq -\Delta R_s$, 则有 $\mu \geq 0$; 从式(20)可知,如果取 K_d 和 K_q 足够大,则 Ω 是一个任意小的常数;因此, V 单调递减,直到进入有界邻域 Ω/μ , 因此系统闭环稳定。即闭环系统的所有动态信号有界,而且取高增益控制器设计参数 K_d 、 K_q 足够大,电机转速跟踪误差 $e_1 = \omega_m - \omega_r$ 会趋于任意小。



(a)为文献[11]控制效果

3 仿真实例

为进一步说明提出方法的意义和有效性,进行仿真验证。选择与文献[11]相同的永磁同步电机模型,并分别比较和分析系统未出现参数摄动和出现参数摄动后,针对跟踪同一期望的参考转速的控制效果,其中电机模型中的各项参数如表1所示。

表1 电机模型参数

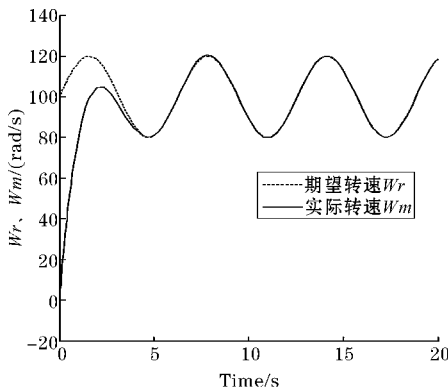
参数	数值
定子电阻 R_s/Ω	0.54
q 轴电感 L_q/H	0.0096
d 轴电感 L_d/H	0.0096
转动惯量 $J/kg \cdot m^2$	0.016
极对数 P_m	4
永磁转子耦合磁链 F_m/Wb	0.61
负载转矩 $T_l/N \cdot m$	3.66
滑动摩擦系数 $B_m/N \cdot m \cdot g$	0.001

指定参考转速信号为 $\omega_r = 100 + 20 \sin(t)$, 因此可得 $\dot{\omega}_r = 20 \cos(t)$, $\ddot{\omega}_r = -20 \sin(t)$ 。拟跟踪的转速信号满足假设条件2。取系统中的不确定摄动参数为

$$\begin{cases} \Delta R_s = 0.3 \\ \Delta L_d = -0.0001 \\ \Delta L_q = 0.0001 \end{cases} \quad (21)$$

从表1和式(21)可知,摄动参数的取值满足假设条件1。此外 ΔR_s 为大的正向摄动,幅度超过50%; ΔL_d 为负向摄动,幅度在10%左右; ΔL_q 为正向摄动,幅度在10%左右。取系统状态变量初值 $i_d(0) = i_q(0) = \omega_m(0)$ 。

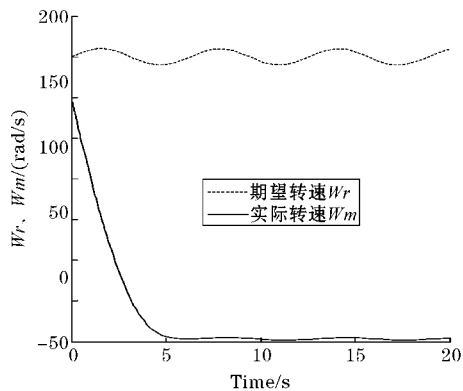
在未出现摄动参数的情况下,即 $\Delta R_s = 0, \Delta L_d = 0, \Delta L_q = 0$ 时:针对文献[11]中的控制方法,取控制器参数 $k_1 = 0.25, k_2 = 1, k_3 = 1$; 针对提出的控制方法,取 $K_d = 1, K_q = 1$; 获得仿真结果如图1所示。



(b)为文中控制效果

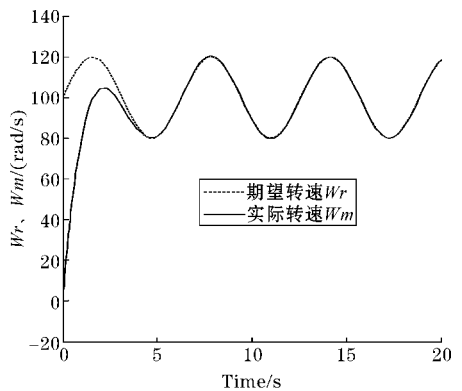
图1 未出现参数摄动仿真结果($\Delta R_s = 0, \Delta L_d = 0, \Delta L_q = 0$)

从仿真结果图 1 可以得出,在未出现摄动参数时,文献[11]中的控制方法和文中控制方法都很好地跟踪了指定的参考转速 $\omega_r = 100 + 20\sin(t)$,而且提出的控制方法具有更好的瞬态性能。



(a)为文献[11]控制效果

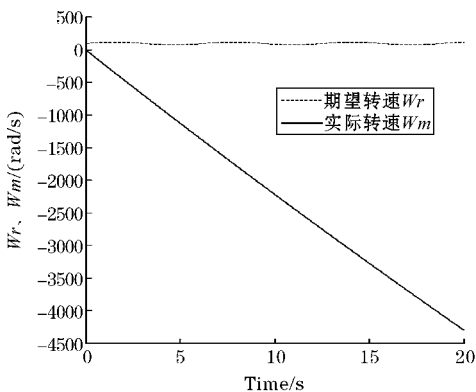
在出现摄动参数的情况下,如 $\Delta R_s = 0.3, \Delta L_d = -0.0001, \Delta L_q = 0.0001$ 时:针对文献[11]中的控制方法,同样取控制器参数 $k_1 = 0.25, k_2 = 1, k_3 = 1$;针对提出的控制方法,同样取 $K_d = 1, K_q = 1$;获得仿真结果如图 2 所示。



(b)为文中控制效果

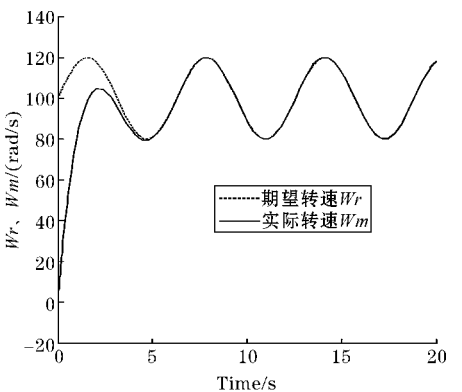
图 2 出现参数摄动仿真结果 ($\Delta R_s = 0.3, \Delta L_d = -0.0001, \Delta L_q = 0.0001$)

从仿真结果图 2 可以得出,在出现摄动参数 $\Delta R_s = 0.3, \Delta L_d = -0.0001, \Delta L_q = 0.0001$ 时,文献[11]中的控制方法不能跟踪指定的参考转速 $\omega_r = 100 + 20\sin(t)$,存在非常大的稳态误差;而文中的控制方法仍然能很好地跟踪了指定的参考转速 $\omega_r = 100 + 20\sin(t)$ 。



(a)为文献[11]控制效果

当系统出现更大的摄动参数时(如 $\Delta L_d, \Delta L_q$ 摄动幅度更大),文献[11]中的闭环控制系统可能变得不稳定,但采用文中控制方法,电机的转速信号仍然能较好地跟踪指定的参考信号,仿真结果如图 3 所示。



(b)为文中控制效果

图 3 出现更大参数摄动仿真结果 ($\Delta R_s = 0.3, \Delta L_d = -0.005, \Delta L_q = -0.005$)

从图 1 到图 3 的仿真结果可以知,当系统中出现参数摄动后,文献[11]的控制效果较差甚至可能变得不稳定。但无论系统中是否存在摄动参数,提出的控制器使电机的输出转速都很好地跟踪了指定的参考信号,这是因为在设计控制器结构的时候就考虑了摄动参数对闭环系统的影响,仿真结果验证了该方法的有效性。

4 结论

在文献[11]的研究基础上,提出一种能抑制永磁同步电机模型参数摄动对系统性能影响的跟踪控制

器。在适当的假设条件下,设计了电机转速跟踪控制器,并基于 Lyapunov 稳定性理论证明了闭环系统的稳定性。通过仿真比较,在相同的初始条件下,当系统模型中的参数存在摄动时,文献[11]中的控制器跟踪性能很差,提出的控制方法能使电机的转速很好地跟踪指定的参考转速。

参考文献:

[1] 张红莲,王立玲. 电机与电力拖动控制系统 [M]. 北京:机械工业出版社,2013.9.
[2] P Pillay, R Krishnan. Application characteristics of

- permanent magnet synchronous and brushless DC motor for servo drives[J]. IEEE Transactions on Industry Application, 1991, 27(5): 986-996.
- [3] 夏怡, 赵文兵. 永磁同步电机速度控制器的设计[J]. 电机技术, 2009, 1(1): 21-22.
- [4] 张冬雯, 麻新旗. 带非线性参数摄动不确定系统的鲁棒(D)稳定和鲁棒镇定[J]. 电机与控制学报, 2006, 10(2): 191-194.
- [5] 张家旭, 李静. 带参数摄动的车辆底盘的集成鲁棒混合控制研究[J]. 汽车工程, 2017, 39(3): 335-342.
- [6] 刘栋良, 王家军, 崔丽丽. 永磁同步电机参数自适应调速控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(8): 159-165.
- [7] 方一鸣, 任少冲, 王志杰, 等. 永磁同步电机转速自适应模糊 Backstepping 控制[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(6): 97-102.
- [8] 吴春, 齐荣. 永磁同步电机伺服系统混合鲁棒方差控制[J]. 电机与控制学报, 2013, 17(5): 64-68.
- [9] 邓永停, 李洪文, 王建立, 等. 基于预测函数控制和扰动观测器的永磁同步电机速度控制[J]. 光学精密工程, 2014, 23(6): 1598-1605.
- [10] 孔小兵, 刘向杰. 永磁同步电机高效非线性模型预测控制[J]. 自动化学报, 2014, 40(9): 1958-1966.
- [11] Q Yang, M Zhu, T Jiang, et al. Speed Tracking Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on High Gain Controller[C]. 2nd International Conference on Mechanical Control and Automation, Guilin, 2017.
- [12] 杨强, 刘玉生. 带有充放电不确定性的鲁棒自适应电池电荷观测器[J]. 四川大学学报(工程科学版), 2015, 47(3): 144-149.
- [13] 杨强, 刘玉生. 不确定非线性系统的鲁棒自适应输出反馈控制[J]. 控制与决策, 2015, 30(6): 993-999.
- [14] Q Yang, M Zhu, T Jiang, et al. Decentralized robust adaptive output feedback stabilization for interconnected nonlinear systems with uncertainties[J]. Journal of control science and engineering, 2016(1): 1-12.
- [15] Q Yang, Y Liu. Adaptive state estimation of MIMO nonlinear systems with general uncertainties both in the state and output equations. IET Control Theory & Applications[J]. 2016, 10(3): 354-362.

Design of Permanent Magnet Synchronous Motor Speed Tracking Controller Considering Parameter Perturbation Subtitle as Needed

YANG Qiang, RAN Jie, FAN Ze-yu, LING Jia-quan, JIANG Yu-long

(1. Chengdu University of Information Technology, Chengdu 610225, China; 2. CMCU Engineering CO. LTD. Chongqing, 400039, China)

Abstract: Permanent magnet synchronous motors are widely used in modern industry for their high performance. However, due to process defects, environmental changes, wear and aging, the motor model objectively has different degrees of parameter perturbation. This paper proposes a speed tracking controller that can suppress the influence of perturbation parameters on system performance for permanent magnet synchronous motor with parameter perturbation. Under the reasonable assumptions, the structure of the controller is constructed and the stability of the closed-loop system is proved. The simulation results verify the effectiveness of the controller.

Keywords: parameter perturbation; permanent magnet synchronous motor; tracking control; high gain