

基于 NESO 的永磁同步电机无位置传感器控制

南余荣, 姚亚楠, 钱宁, 宛冬晴

(浙江工业大学 信息工程学院, 杭州 310023)

摘要: 由于使用高分辨率的机械传感器会增加永磁同步电机 (PMSM) 的体积和成本, 降低系统的可靠性, 因此在电机控制领域引入了无位置传感器控制技术; 根据扩张状态观测器的理论, 设计了非线性扩张状态观测器 (NESO) 来观测 PMSM 的反电动势, 实现对电机转子速度和位置的估计, 并通过分区分析和 Lyapunov 稳定性理论分析了观测器的收敛性; 最后通过对观测器的仿真实验, 验证了 NESO 能够对系统的转速和位置实现较好的跟踪, 并且具有很好的鲁棒性。

关键词: 永磁同步电机; NESO; 收敛性分析; 转速和位置估计

Sensorless Control of PMSM Based on Nonlinear Extended State Observer

Nan Yurong, Yao Yanan, Qian Ning, Wan Dongqing

(College of Information Engineering, Zhejiang University of Technology, Hangzhou 310023, China)

Abstract: The installation of high precision mechanical sensor will increase the volume weight and cost of permanent magnet synchronous motor (PMSM) and reduce the reliability of the system. Therefore, the technology of sensorless control is introduced to the field of motor control. Based on the theory of extended state observer, a nonlinear extended state observer (NESO) is proposed to observe the back-EMF of PMSM. The information of rotor speed and position can be calculated by estimating the back-EMF. Then, the convergence of observer is analyzed by partition analysis and Lyapunov theory. Finally, simulation results prove that NESO can achieve good observing performance of the system speed and position. Moreover, the NESO has a better robustness.

Keywords: PMSM; NESO; convergence analysis; estimation of speed and position

0 引言

近年来, 随着电力电子技术、微电机技术、新型电机控制理论和稀土永磁材料的快速发展, PMSM 得到了迅速的推广应用。相比传统励磁同步电机, PMSM 具备结构简单、维护方便、低噪声、高可靠性等优点^[1]。PMSM 的控制系统中用到最多是矢量控制技术, 矢量控制需要实时获取转子的位置和速度信息。传统的电机控制系统中, 位置信息通常使用机械传感器来获得, 如光电编码器、开关型霍尔传感器、旋转变压器等, 但是这些传感器存在一些固有的缺陷, 增加了系统成本, 降低了系统的可靠性。为了克服使用传感器给系统带来的问题, 无位置传感器控制技术的研究具有重要的意义, 并且成为了电机驱动控制领域的研究热点。

LiYanming 针对无位置控制算法提出直接估算法, 根据静止坐标系的定子电压方程得到电机反电动势, 积分得到转子的磁链, 然后从磁链中提取转子角度和速度。算法

简单, 动态响应速度快, 但是受外界干扰影响, 精确度低^[2]。LinShuyi、祝晓辉等通过滑模观测器来实现对速度和转子位置的估算^[3-5], 这是一种非线性控制结构, 通过使系统沿着设定的滑模面运动实现控制, 将电流误差的开关函数作为反馈, 设计反馈增益是系统收敛到滑模面, 根据等效控制原理, 电压方程中的反电动势大小等效于开关函数的值。它的优点是抗扰性能强, 响应迅速, 但是会带来抖振的问题。高频注入法最早由美国 Lorenz 等学者提出^[6-7], 利用电机的磁路不对称, 通过向电机定子注入高频电压或电流来跟踪电机的凸极性, 效果会通过包含转子位置和转速的高频载波反映在电机定子电压或电流上。高频注入法为静止和低速允许提供了解决方案^[8-9], 鲁棒性较好。但是实现复杂, 增加了系统成本, 而且高速运行时高频信号会影响电机控制性能。神经网络控制是较新的一种控制思想^[10-11], 神经网络算法具有很强的自学习能力, 通过前馈以及反馈多层网络对系统参数进行学习从而得到控制系统的参数信息, 但是神经网络的函数逼近对学习数据比较敏感, 而且算法复杂。

扩张状态观测器 (ESO) 是根据被控对象的实际输出信号和控制输入, 实时估计出对象的状态变量以及被控对象的扰动总和, 可以分为线性扩张状态观测器 (LESO) 和非线性扩张状态观测器 (NESO)^[12-14]。NESO 通过选择合理的非线性函数和相关参数, 能实现对不确定系统的扩张状态有很

收稿日期: 2018-01-29; 修回日期: 2018-03-16。

基金项目: 浙江省自然科学基金资助项目 (Z12E070003)。

作者简介: 南余荣 (1966-), 男, 浙江乐清人, 教授, 博士研究生导师, 主要从事电力传动及其自动化方向的研究。

姚亚楠 (1992-), 男, 浙江湖州人, 研究生, 主要从事电力传动和电机控制方向的研究。

测器的原理如图 2 所示。

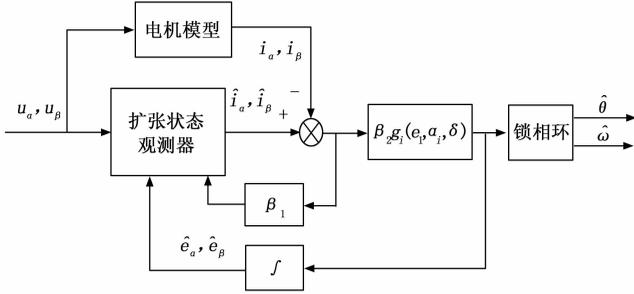


图 2 NESO 原理图

如果令 $e_1 = z_1 - x_1, e_2 = z_2 - x_2$ ，则可以得到扩张状态观测器的误差方程：

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = Ae_1 + e_2 - \beta_1 e_1 \\ \dot{e}_2 = -\omega(t) - \beta_2 g_2(e_1) \end{cases} \quad (8)$$

当误差系统收敛时，满足 $\dot{e}_1 = e_1 = 0$ ，此时 $\omega(t) = -\beta_2 g_2(e_1)$ 。所需要的反电动势 e_a, e_b 其实就是增益函数 $-\beta_2 g_2(e_1)$ 。

2.3 收敛性分析

观测器的关键在于如何选择参数 $\beta_1, \beta_2, \alpha, \delta$ 使误差系统快速收敛，由于 $g_2(e_1)$ 的非线性，整体分析会很困难，可以分为 $|e_1| \leq \delta$ 和 $|e_1| > \delta$ 两个区间来考虑。

当 $|e_1| \leq \delta$ 时，系统误差方程为：

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = Ae_1 + e_2 - \beta_1 e_1 \\ \dot{e}_2 = -\omega(t) - \beta_2 \frac{e_2}{\delta^{1-\alpha}} \end{cases} \quad (9)$$

此时可以作为 LESO 来分析，文献 [16] 从时域和频域的理论角度证明 LESO 在干扰下的观测误差有界，给出了 LESO 稳定性的理论依据，研究了参数在全频域内对观测性能的影响，分析了 LESO 的参数与补偿效果之间的关系。

当 $|e_1| > \delta$ 时，系统误差方程为：

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = Ae_1 + e_2 - \beta_1 e_1 \\ \dot{e}_2 = -\omega(t) - \beta_2 |e_1|^\alpha \text{sign}(e_1) \end{cases} \quad (10)$$

为了更好的分析观测器的稳定性，取 $\alpha = 0.5$ 。

观测器的稳定性需要证明存在一个正定能量函数，而导数总是负的。构建 Lyapunov 函数 $V = A |e_1|^{\frac{1}{2}} - Be_1 e_2 + Ce_2^2$ ，其中的 A, B, C 是待确定的常量，选择合适的 A, B, C 使能量函数满足 Lyapunov 稳定性定理^[17-18]。

$$V = A |e_1|^{\frac{1}{2}} - Be_1 e_2 + Ce_2^2 =$$

$$C \left(\frac{B^2}{4C^2} e_1^2 - \frac{B}{C} e_1 e_2 + e_2^2 \right) + A |e_1|^{\frac{1}{2}} - \frac{B^2}{4C} e_1^2 =$$

$$C \left(\frac{B}{2C} e_1 - e_2 \right)^2 + |e_1|^{\frac{1}{2}} \left(A - \frac{B^2}{4C} |e_1|^{\frac{1}{2}} \right) \quad (11)$$

为了保证 V 是正定的，所以需要满足：

$$\begin{cases} A > 0 \\ A - \frac{B^2}{4C} |e_1|^{\frac{1}{2}} > 0 \end{cases} \quad (12)$$

对 V 求导，可以得到：

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \left(\frac{3}{2} A |e_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e_1) - Be_1 \right) \cdot \left(- \left(\frac{R}{L} + \beta_1 \right) e_1 + \frac{1}{L} e_2 \right) + \\ &\quad \left(-Be_1 + Ce_2^2 \right) \cdot \left(-\omega - \beta_2 |e_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e_1) \right) = \\ &= \left(\frac{3A}{2L} |e_1|^{\frac{1}{2}} - 2C\beta_2 |e_1|^{\frac{1}{2}} + B \left(\frac{R}{L} + \beta_1 \right) |e_1| \right) \cdot \\ &\quad |e_1|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(e_1) e_2 - \left(\frac{3}{2} A \left(\frac{R}{L} + \beta_1 \right) - B\beta_2 \right) |e_1|^{\frac{3}{2}} - \\ &\quad \frac{B}{L} e_2^2 - (-Be_1 + 2Ce_2) \omega \end{aligned} \quad (13)$$

假设：

$$a = \frac{3}{2} A \left(\frac{R}{L} + \beta_1 \right) - B\beta_2$$

$$b = \frac{3A}{2L} |e_1|^{\frac{1}{2}} - 2C\beta_2 |e_1|^{\frac{1}{2}} + B \left(\frac{R}{L} + \beta_1 \right) |e_1| \quad (14)$$

$$c = \frac{B}{L}$$

$$X = |e_1|^{\frac{1}{2}}$$

$$Y = e_2$$

式 (13) 可以变为： $\dot{V} = V_1 - V_2$ 。其中 $V_1 = -(aX^2 - b \cdot XY \text{sign}(e_1) + cY^2)$ 是关于 $|e_1|^{\frac{1}{2}}, e_2$ 的二次函数， $V_2 = (-Be_1 + 2Ce_2)\omega$ 是关于 e_1, e_2 的平面函数。考虑二次函数的特性， V_1 中 $\text{sign}(e_1)$ 的值对于 V_1 的值大于 0 与否没有影响，则 V_1 为负定需要满足：

$$\begin{cases} a > 0, c > 0 \\ b^2 - 4ac < 0 \end{cases} \quad (15)$$

因此，可以得到：

$$\begin{cases} \frac{3}{2} A \left(\beta_1 + \frac{R}{L} \right) > B\beta_2 \\ B > 0, \beta_2 > 0 \\ 2C \left(\beta_1 + \frac{R}{L} \right) > \frac{B}{L} \\ \beta_1 + \frac{R}{L} > 0 \end{cases} \quad (16)$$

上述结果可以使 V_1 负定，但是 \dot{V} 的值不确定。当 $\dot{V} = V_1 - V_2 < 0$ ，即满足 $V_1 < V_2$ ，在三维坐标系中表示函数 V_1 在函数 V_2 以下的部分。只要保证系统稳态误差处于这个范围，就能实现 NESO 的有界稳定。

根据式 (8)，令 $\dot{e}_1 = 0, \dot{e}_2 = 0$ ，得到观测器的稳态误差为：

$$e_1 = \left(\frac{\omega}{\beta_2} \right)^2 \quad (17)$$

$$e_2 = (R + L\beta_1) \left(\frac{\omega}{\beta_2} \right)^2$$

当 $V_1 = V_2$ ，函数 V_1, V_2 交界线的 e_1, e_2 可以等价为：

$$\begin{cases} a |e_1|^{2 \cdot (\frac{1}{2})} = Be_1 \omega, & e_2 = 0 \\ ce_2^2 + 2Ce_2 \omega = 0, & e_1 = 0 \end{cases} \quad (18)$$

由式 (17) 得到：

$$e_1 = \left(\frac{B\omega}{a}\right)^2 = \left[\frac{2B\omega}{3A\left(\frac{R}{L} + \beta_1\right) - B\beta_2}\right]^2 \quad (19)$$

$$e_2 = -2\frac{C\omega}{c} = -2\frac{CL\omega}{B}, e_2 = 0$$

如果 β_2 的数值足够大, 可以降低 e_1 的稳态误差。而且式 (16) 中 $\frac{3}{2}A(\beta_1 + \frac{R}{L}) > B\beta_2$ 和式 (19) 中 $\left[\frac{2B\omega}{3A\left(\frac{R}{L} + \beta_1\right) - B\beta_2}\right]^2$ 表明 β_1 值受 β_2 的影响, 并且需要保证 $\frac{3}{2}A(\beta_1 + \frac{R}{L}) - B\beta_2$ 的值足够大, 则 e_1 不稳定区域就越小。交界线的 e_2 值与 $\frac{C}{B}$ 有关, 参考式 (16) 中 $2C(\beta_1 + \frac{R}{L}) > \frac{B}{L}$, 可以知道足够大的 $L\beta_1 + R$ 能让 $|e_2|$ 越小。而式 (17) 表明 $L\beta_1 + R$ 不能过大, 否则影响 e_2 的稳态误差。

综合上述的推导, 通过对误差系统通过分区和 Lyapunov 函数对 NESO 的稳定性进行分析, 选择合适的观测器参数 β_1, β_2 能够实现观测器的有界稳定。

3 系统仿真实验

为了验证本文所设计的基于 NESO 无位置传感器方法的有效性, 对其进行仿真验证, 仿真的永磁同步电机参数如表 1 所示。根据观测器收敛性分析原理和电机参数, 仿真实验中选择的观测器参数为 $\beta_1 = 800, \beta_2 = 1200$ 。

表 1 PMSM 参数

参数名	参数值
定子电阻 $\frac{R}{\Omega}$	2.875
直轴电感 $\frac{L_d}{mH}$	0.835
交轴电感 $\frac{L_q}{mH}$	0.835
极对数 p	4
额定转矩 $\frac{T_N}{(N \cdot m)}$	1.05
转动惯量 $\frac{J}{(kg \cdot m^2)}$	0.0008

仿真实验中, 让电机空载启动, 给定参考速度为 700 rad/s, 在 $t=0.05$ s 时, 负载由 0 Nm 突加到 3 Nm。

图 3 和图 4 可以看出在启动阶段时, 观测转速对实际转速的跟踪会有延时, 观测转速和实际转速会有较大的误差, 0.02 s 后观测转速跟踪实际转速至给定值, 之后能很好的跟踪实际转速, 由于观测器中的非线性函数, 转速观测值和实际值之间会存在抖振, 放大图显示当转速稳定后, 估计转速数值在实际转速上下轻微的波动, 波动范围在 10 rad/s 之内; 0.05 s 突加负载, 转速出现振荡, 系统能在很短时间实现调节, 使观测转速基本保持不变。转子位置的准确跟踪对电机运行至关重要, 图 5 是转子位置的跟踪响

应图, 同样在 0.02 s 之后, 转子观测位置实现了对实际值的良好跟踪, 很较快的响应速度。

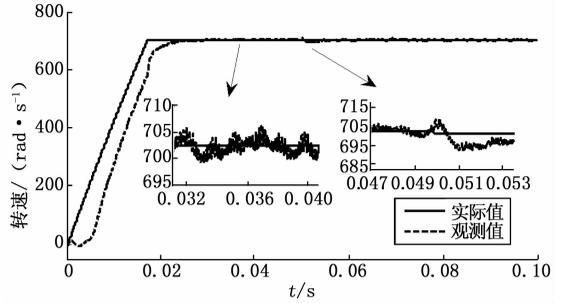


图 3 转速观测值和实际值对比

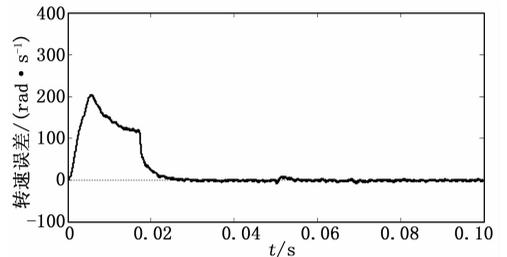


图 4 转速观测值和实际值的误差

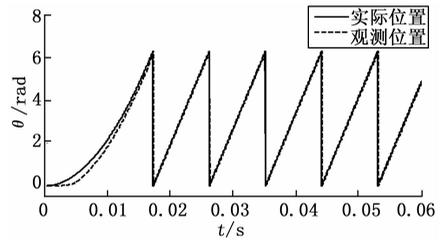


图 5 转子位置观测值和实际值

观测系统的目的是得到电机转子的位置和转速, 但是位置和转速的估计值都是由 i_α, i_β 来决定的。图 6 是状态变量 i_α, i_β 观测值和实际值的误差, 实际值和观测值之间的误差稳定在 0.3 A 范围内。上文理论证明了观测器中的增益 β_2 选择会影响误差系统的稳定性, 这里选取不同 β_2 来验证效果。图 7 分析了不同 β_2 对观测值 i_α, i_β 的影响, 当 $\beta_2 = 600$ 时, i_α, i_β 观测值和实际值之间的误差大致 1.4 A, 而 $\beta_2 = 1200$ 时误差大致 0.8 A。验证了在合适的范围内, 对于 NESO 观测误差系统, 较大的 β_2 值有较小的观测误差, 具有更好的抗抖振性。

PMSM 的转速和位置信息都是从反电动势中提取, 通过观测器得到 e_α, e_β 如图 8 所示, 可以看出反电动势波形光滑, 观测精度较高。

4 结论

本文设计了基于非线性结构的扩张状态观测器来实现永磁同步电机无位置传感器控制, 通过观测带有转速和位置信息的反电动势, 从而实现对电机转子速度和位置的估算。而由于非线性结构使稳定性分析变得困难, 提出了一种分段分析和 Lyapunov 函数稳定性分析相结合的方法证明

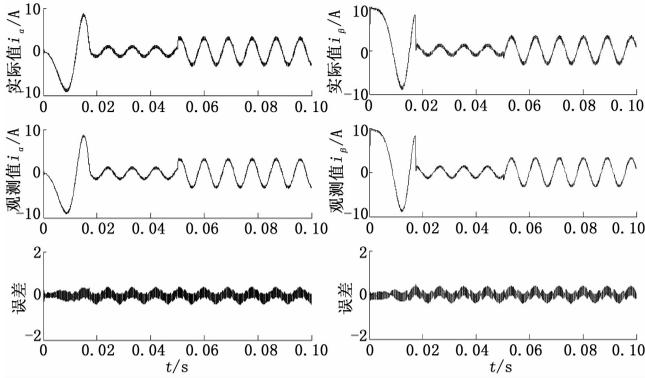


图 6 i_a, i_b 实际值和观测值

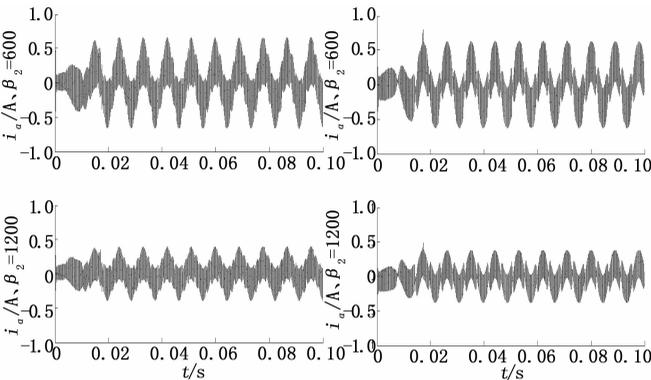


图 7 $\beta_2 = 600, 1200$ 时电流观测误差

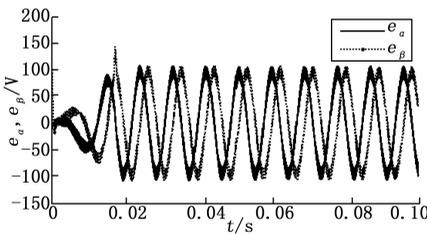


图 8 反电势 e_a, e_b 观测值

了观测器的有界收敛性。仿真实验的结果图表明, NESO 有较快的实现转速的跟踪响应和很好的鲁棒性, 能够运用到电机的无位置传感器控制, 为电机的无位置控制提供了新的思路。

参考文献:

[1] Li Shihua, Xia Cunjian, Zhou Xuan. Disturbance rejection control method for permanent magnet synchronous motor speed-regulation system [J]. *Mechatronics*, 2012, 22 (6): 706-714.

[2] Li Yanming, Guo Hong, Xie Qingming, et al. Research on the control method for the start of microturbine generation system [A]. 2010 IEEE International Conference on Information and Automation (ICIA) [C]. 2010: 359-364.

[3] 祝晓辉, 李颖晖. 基于扰动滑模观测器的永磁同步电机矢量控制 [J]. *电机与控制学报*, 2007, 11 (5): 456-461.

[4] 鲁文其, 胡育文, 杜栩杨, 等. 永磁同步电机新型滑模观测器无传感器矢量控制调速系统 [J]. *中国电机工程学报*, 2010, 30 (33): 78-83.

[5] Lin Shuyi, Zhang Weidong. An adaptive sliding-mode observer with a tangent function-based PLL structure for position sensorless PMSM drives [J]. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2017, 88: 63-74.

[6] Jeong Y, Lorenz RD, Jallns T M. Initial rotor position estimation of an interior permanent magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005, 41: 38-45.

[7] Andreescu G D, Pitic C I, Blaabjerg F, et al. Combined flux observer with signal injection enhancement for wide speed range sensorless direct torque control of IPMSM drives [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2008, 23: 393-402.

[8] Zhao Yue, Qiao Wei, Wu Long. An adaptive Quasi-Sliding-Mode Rotor Position Observer Based Sensorless Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Machines [J]. *IEEE Trans Ind Electron*, 2013, 28 (12): 5618-5630.

[9] Foo G, Rahman MF. Sensorless sliding-mode MTPA control of an IPM synchronous motor drive using a sliding-mode observer and HF signal injection [J]. *IEEE Trans. Ind. Electron*, 2010, 57: 1270-1278.

[10] 史婷娜, 王向超, 夏长亮. 基于 RBF 神经网络的永磁同步电机无位置传感器控制 [J]. *电工电能新技术*, 2007, 26 (2): 16-19.

[11] 李爽, 王志新, 王国强, 等. 三电平海上风电柔性直流输电变流器的 PID 神经网络滑模控制 [J]. *中国电机工程学报*, 2012, 32 (4): 20-28.

[12] Xiong Shaofeng, Wang Weihong, Liu Xiaodong. A novel extended state observer [J]. *ISA Transactions*, 2015, 58: 309-317.

[13] Pu Zhiqiang, Yuan Ruyi, Tan Xiangmin, et al. Design and Analysis of Time-varying Extended State Observer [A]. *Proceedings of the 34th Chinese Control Conference* [C]. 2015: 28-30.

[14] 李政, 胡广大. 永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制 [J]. *中国电机工程学报*, 2014, 34 (3): 431-436.

[15] 邵星灵, 王宏伦. 线性扩张状态观测器及其高阶形式的性能分析 [J]. *控制与决策*, 2015, 5 (30): 815-822.

[16] 王海强, 黄海. 扩张状态观测器的性能与应用 [J]. *控制与决策*, 2013, 28 (7): 1078-1082.

[17] Xu Yaoting, Wang Zhonghua, Zhao Hailiang. Position sensorless control of PMSM based on Extended State Observer [A]. *International Computer Conference on Wavelet Active Media Technology & Information Processing* [C]. 2016: 369-373.

[18] Gan Mingang, Wang Chenyi. An Adaptive Nonlinear Extended State Observer for the Sensorless Speed Control of a PMSM [J]. *IEEE Trans. Ind. Applications*, 2015, 55: 123-137.