

6-1-2020

Observer-based Integral Backstepping Control for Permanent Magnet Synchronous Motor

Yonghong Lan

School of information engineering college, Xiangtan university, Xiangtan 411105, China;

Liangliang Wang

School of information engineering college, Xiangtan university, Xiangtan 411105, China;

Caixue Chen

School of information engineering college, Xiangtan university, Xiangtan 411105, 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.

Observer-based Integral Backstepping Control for Permanent Magnet Synchronous Motor

Abstract

Abstract: For the speed tracking control problem of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM), *an observer-based back-stepping speed tracking control method was presented*. To reconstruct the motor speed and stator axis current, a full order Luenberger observer for PMSM was constructed. By using Lyapunov stability theory, *the linear matrix inequality (LMI) based design method of observer was obtained*. Through the design of the virtual control input that include the reconstruction variables, using back-stepping control strategy and integrating with tracking errors, *the controller of the closed-loop system was proposed*. The obtained controller can achieve high precision speed tracking. The validity of these methods were verified by a numerical example.

Keywords

PMSM, speed sensorless, observer, backstepping control

Recommended Citation

Lan Yonghong, Wang Liangliang, Chen Caixue. Observer-based Integral Backstepping Control for Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. Journal of System Simulation, 2017, 29(8): 1753-1761.

基于观测器的永磁同步电机积分反推控制

兰永红, 王亮亮, 陈才学

(湘潭大学信息工程学院, 湖南 湘潭, 411105)

摘要: 针对永磁同步电机(PMSM)的速度跟踪控制问题, 提出了一种基于观测器的反推控制器设计方法。为了重构电机转速及定子交轴电流, 构造了永磁同步电机的全维 Luenberger 观测器; 利用 Lyapunov 稳定性理论, 获得了基于线性矩阵不等式(LMI)的观测器设计方法。通过设计包含重构变量的虚拟控制输入, 加入转速跟踪误差积分环节, 并运用反推控制策略来设计闭环系统控制器, 实现电机转速输出对期望输出信号的高精度跟踪。通过 Matlab 数值仿真, 验证了该方法的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 无速度传感器; 观测器; 反推控制

中图分类号: TP13

文献标识码: A

文章编号: 1004-731X (2017) 08-1753-09

DOI: 10.16182/j.issn1004731x.joss.201708015

Observer-based Integral Backstepping Control for Permanent Magnet Synchronous Motor

Lan Yonghong, Wang Liangliang, Chen Caixue

(School of information engineering college, Xiangtan university, Xiangtan 411105, China)

Abstract: For the speed tracking control problem of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM), an observer-based back-stepping speed tracking control method was presented. To reconstruct the motor speed and stator axis current, a full order Luenberger observer for PMSM was constructed. By using Lyapunov stability theory, the linear matrix inequality (LMI) based design method of observer was obtained. Through the design of the virtual control input that include the reconstruction variables, using back-stepping control strategy and integrating with tracking errors, the controller of the closed-loop system was proposed. The obtained controller can achieve high precision speed tracking. The validity of these methods were verified by a numerical example.

Keywords: PMSM; speed sensorless; observer; backstepping control

引言

随着半导体功率器件、永磁材料和控制理论的发展, 永磁同步电机因其具有高功率密度、结构紧凑、高气隙磁通和高转矩惯性比等优点, 在当前的中小功率运动控制中起着越来越重要的作用。然

而, PMSM 本身存在着诸如定子电流、电磁转矩、转子磁链的耦合, 参数摄动和外部扰动等诸多不利的因素, 会直接导致控制系统的动态性能下降。为提高 PMSM 的转矩响应和跟踪性能, 近年来出现了多种改进的系统结构和设计方法^[1-4]。这些方法不仅丰富了 PMSM 的控制理论, 而且一定程度上改进了 PMSM 的动态性能。

对于非线性控制系统, 精确线性化方法是一种主要的线性化解耦控制方法。利用该方法, 文献[5-6]实现了 PMSM 的基于状态反馈精确线性化的转速控制。文献[7]从定子磁链模型出发, 将精确



收稿日期: 2015-09-09 修回日期: 2015-12-11;
基金项目: 国家自然科学基金(61573298), 湖南省教育厅优秀青年项目(15B238);
作者简介: 兰永红(1976-), 男, 湖南汨罗, 博士, 教授, 研究方向为复杂系统建模与控制; 王亮亮(1990-), 男, 湖南娄底, 硕士生, 研究方向为智能控制。

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

• 1753 •

线性化解耦控制与空间矢量调制有机结合,实现了 PMSM 空间矢量调制系统转速和磁链的动态解耦控制。这种基于微分几何的精确线性化方法,在不失系统可控性和精确性的情形下,可以利用经典的线性系统控制理论来分析和设计控制器。但由于计算复杂,工程适用性不强^[8]。

滑模变结构控制对于内部参数变化和外部扰动具有良好的鲁棒性。文献[8-9]研究了基于滑模控制器的 PMSM 无传感器矢量控制问题。考虑到外部参数的不确定性,文献[10-11]研究了 PMSM 基于自适应滑模的鲁棒控制问题。为抑制传统滑模变结构控制的抖振现象,文献[12-13]进一步采用了新的趋近率,提出了基于滑模变结构的速度控制方法,一定程度上提高了响应速度和跟踪精度。尽管滑模变结构控制对系统数学模型的精度要求不高,系统对参数的变化和外界的扰动不敏感,但闭环系统在滑模平面原点附近会产生高频颤动,这在实际应用中是不可取的。

反推控制作为一种有效的非线性控制设计方法,在 PMSM 中也得到了广泛的应用。该设计过程通过逐步选取虚拟状态和虚拟控制函数,从原系统选取并构造新的子系统,基于 Lyapunov 稳定性理论,逐步设计子系统的实际控制,从而使得整个系统稳定。利用该方法,可以实现 PMSM 系统的完全解耦,且所设计的控制器具有全局稳定性和鲁棒性^[14-15]。为了消除负载扰动和电动机内部参数变化等不确定性影响,文献[14]在估算 PMSM 转子角速度的基础上,应用反推控制策略设计速度和电流控制输入,使得系统具有快速的速度跟踪和转矩响应。在此基础上,文献[15]通过引入积分环节,设计了一种积分型反推控制器,使 PMSM 驱动系统的速度控制具有较好的瞬态特性,提高了系统的稳态性能。总的来说,反推控制因其结构简单,易于实现法,具有很好的应用价值。

注意到以上方法大多是假定 PMSM 电流和电机转速精确可测。即需要知道电机电流和转子速度的实际值,以此用于控制器的设计。传统的手段是

采用安装传感器和电流表来获得电机转速和电流,但是这些装置增加了系统的成本,降低了系统的可靠性,而且其应用受到诸如温度、湿度和振动等条件的限制,使该系统不能广泛适用于各种场合^[16-18]。为了克服使用传感器给系统带来的缺憾,近年来一些学者提出了多种无速度传感器的 PMSM 控制方法。代表性的方法有基于卡尔曼滤波的无速度传感控制^[17]、模型参考自适应(MRAS)无速度传感控制^[18]以及基于观测器的无速度传感控制等^[8,19]。但以上方法大多将观测器与控制器单独设计,即设计好控制器后,再进行电机转速(或电流)进行观测重构,然后将重构变量(电机转速或电流)直接替换控制器中的相应状态变量^[8,14,19]。由于观测器与控制器参数(观测变量与实际状态变量)相互影响,一定程度上影响了系统控制性能。

受以上方法启发,本文提出一种利用 PMSM 定子 q 轴电流构造 Luenberger 观测器设计方法,并将重构的状态变量用于反推控制。与以往方法不同的是,该方法通过线性矩阵不等式(LMI)处理技巧获得观测器增益,进而获得电机转速和 d 轴电流估计值。进一步,利用估计值并结合反推控制策略集成设计速度和电流控制器,使系统具有良好的速度跟踪和转矩响应。

1 永磁同步电机数学模型

假设永磁同步电动机磁路不饱和、磁滞以及涡流损耗被忽略,传统的面装式永磁同步电动机的数学模型在 d - q 坐标框架下可由如下方程组给出:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + Pwi_q + \frac{1}{L}u_d \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - Pwi_d - \frac{P\varphi}{L}w + \frac{1}{L}u_q \quad (2)$$

$$\frac{dw}{dt} = \frac{3P\varphi}{2J}i_q - \frac{B}{J}w - \frac{T_L}{J} \quad (3)$$

式中: u_d, u_q 为 d, q 轴定子电压; i_d, i_q 为 d, q 轴定子电流; R 为定子电阻; L 为定子电感; T_L 为负载转矩; J 为转动惯量; B 为粘滞摩擦系数; P 为极对数; w 为转子机械角速度。

定义 $x=[w \ i_q \ i_d]^T$, 根据式(1)~(3), 则永磁同步电机数学模型可以写成如下状态空间形式:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + \phi(x,u) + Bu + \eta \\ y = Cx \end{cases} \quad (4)$$

式中:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & \frac{3P\varphi}{2J} & 0 \\ -\frac{P\varphi}{L} & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ L & L \end{bmatrix}$$

$$C = [0 \ 1 \ 0], \phi(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ -Pwi_d \\ Pwi_q \end{bmatrix}, \eta = \begin{bmatrix} -\frac{T_L}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

本文的主要控制目的是保证 PMSM 闭环回路中所有信号均有界的前提下, 通过设计观测器以重构电流和转子机械角速度等状态变量, 并利用反推控制思想, 设计 PMSM 系统基于重构变量的速度跟踪控制器, 实现电机转速输出对期望输出信号的高精度跟踪。

2 控制器设计

2.1 基于 LMI 的观测器设计

本节考虑非线性系统(4)的观测器设计问题, 假设非线性函数 $\phi(x,u)$ 是 Lipschitz 的, 即对所有的 $x_1, x_2 \in \Gamma$ 满足

$$\|\phi(x_1, u) - \phi(x_2, u)\| < r \|x_1 - x_2\| \quad (5)$$

式中: r 为 Lipschitz 常数。基于上述假设, 关于非线性系统(4)的观测器形式为:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + \phi(\hat{x}, u) + Bu + \eta + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (6)$$

式中: $L=[L_1 \ L_2 \ L_3]$ 为待定观测器增益矩阵。

非线性系统(6)可以写成如下方程组的形式:

$$\frac{d\hat{i}_d}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_d + P\hat{w}\hat{i}_q + L_3(i_q - \hat{i}_q) + \frac{1}{L}u_d \quad (7)$$

$$\frac{d\hat{i}_q}{dt} = -\frac{R}{L}\hat{i}_q - P\hat{w}\hat{i}_d - \frac{P\varphi}{L}\hat{w} + L_2(i_q - \hat{i}_q) + \frac{1}{L}u_q \quad (8)$$

$$\frac{d\hat{w}}{dt} = \frac{3P\varphi}{2J}\hat{i}_q - \frac{B}{J}\hat{w} + L_1(i_q - \hat{i}_q) - \frac{T_L}{J} \quad (9)$$

针对非线性系统(4), 定义观测误差

$e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$, 则误差方程为

$$\dot{e}(t) = \dot{x}(t) - \dot{\hat{x}}(t) = A_C \hat{x}(t) + \phi(x, u) - \phi(\hat{x}, u) \quad (10)$$

式中:

$$A_C = A - LC \quad (11)$$

从而观测器的设计问题转化为误差方程(10)的稳定性问题。

为了获得基于 LMI 的观测器设计方法, 先引用如下必要引理。

引理 1^[20]: 如果存在矩阵 E, F, T 矩阵 E, F 均为常数矩阵, F 为未知矩阵, F 满足 $FF^T \leq I$, 则存在一个正定标量 $\varepsilon > 0$, 满足

$$(EFT)^T + EFT \leq \varepsilon^{-1}EE^T + \varepsilon T^T T$$

引理 2^[21]: 对于实矩阵 $\Omega = \Omega^T$, 下面的结论是等价的:

1. $\Omega := \begin{bmatrix} \Omega_{11} & \Omega_{12} \\ * & \Omega_{22} \end{bmatrix} > 0$;
2. $\Omega_{11} > 0$ 且 $\Omega_{22} - \Omega_{12}^T \Omega_{11}^{-1} \Omega_{12} > 0$;
3. $\Omega_{22} > 0$ 且 $\Omega_{11} - \Omega_{12}^T \Omega_{22}^{-1} \Omega_{12} > 0$.

基于以上引理, 并应用 Lyapunov 稳定性理论, 可得出如下基于 LMI 的观测器设计方法。

定理 1: 对于非线性系统(4), 如果存在正定矩阵 P , 矩阵 W 以及实数 $\varepsilon > 0$, 使得

$$\begin{bmatrix} \Pi & P \\ * & -\varepsilon I \end{bmatrix} < 0 \quad (12)$$

式中:

$$\Pi = PA + A^T P - WC - C^T W^T + \varepsilon r^2 I$$

则非线性系统(4)具有形如式(7)的观测器, 且其增益矩阵为

$$L = P^{-1}W$$

证明: 对观测器动态误差系统(10), 构造 Lyapunov 函数 $V = e(t)^T P e(t)$, 并对其沿系统(10)求导:

$$\dot{V} = \dot{e}(t)^T P e(t) + e(t)^T \dot{P} e(t) = e(t)^T (A_C^T P + P A_C) e(t) + 2e(t)^T P (\phi(x, u) - \phi(\hat{x}, u)) \quad (13)$$

应用引理1和条件(5),有

$$2e(t)^T P(\phi(x,u) - \phi(\hat{x},u)) \leq \varepsilon^{-1} e(t)^T P^2 e(t) + \varepsilon r^2 e(t)^T e(t)$$

结合上式,式(13)等价于

$$\dot{V} \leq e(t)^T (A_C^T P + P A_C + \varepsilon^{-1} P^2 + \varepsilon r^2 I) e(t) \quad (14)$$

将 A_C 代入,并定义:

$$\Psi = A^T P + P A - P L C - (P L C)^T + \varepsilon^{-1} P^2 + \varepsilon r^2 I < 0$$

那么,

$$\dot{V} \leq \lambda_{\min}(\Psi) \|e(t)\|^2 = -\delta \|e(t)\|^2, \delta > 0 \quad (15)$$

由 Lyapunov 稳定性理论,从而观测器动态误差系统(10)渐近稳定。进一步,设 $W = PL$, 应用 Schur 补定理,不等式 $\Psi < 0$ 等价于式(12),命题

得证。

2.2 基于观测器的控制器设计

反推控制作为一种有效的非线性控制设计方法,其设计过程是逐步选取虚拟状态和虚拟控制函数,从原系统方程选取状态构造新的子系统,然后构造 Lyapunov 函数,逐步设计,直至得到系统的实际控制,使得整个系统稳定。

对于永磁同步电机调速系统,本文的研究目的是设计反推控制器,使电机的输出转速渐近跟踪给定转速,其反推控制示意图如图1所示。

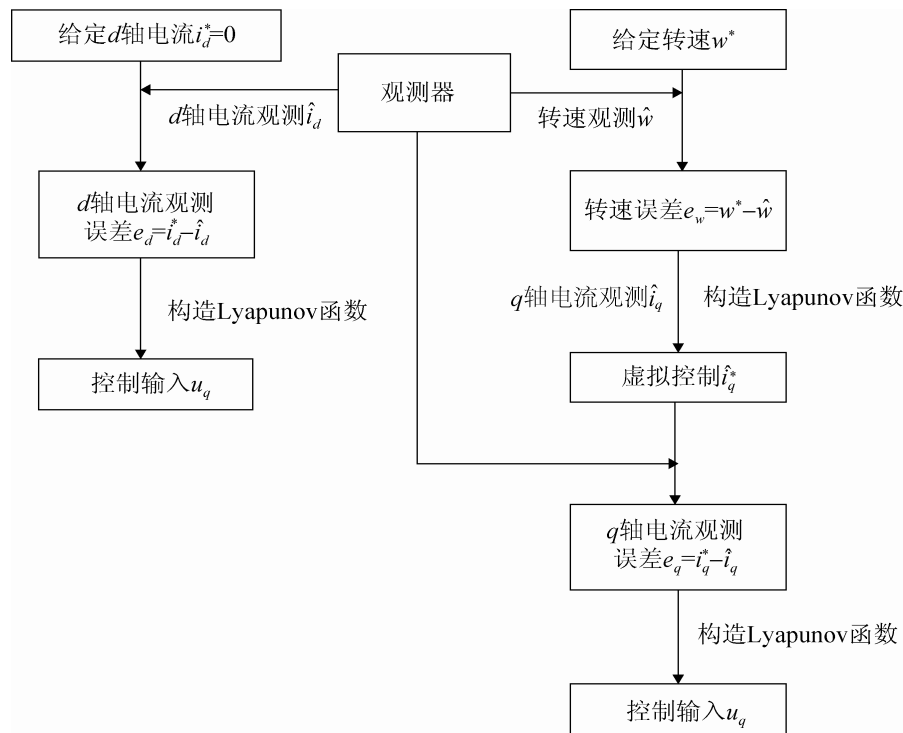


图1 反推控制示意图

Fig. 1 Backstepping control diagram

基于以上观测器设计方法,并结合传统的反推控制策略^[14,19],本文提出的基于观测器的反推控制设计分如下三步:

第一步:考虑电机转子机械角速度动力学:

$$\frac{dw}{dt} = \frac{3P\phi}{2J} i_q - \frac{B}{J} w - \frac{T_L}{J}$$

反推控制设计的第一步,确定电机转速 w 的虚拟控制输入,设 w^* 为转速的期望值,且有 $\dot{w}^* = 0$,

定义跟踪误差 $e_w = w^* - w$, 对其求导

$$\dot{e}_w = \frac{B}{J} w - \frac{3P\phi}{2J} i_q + \frac{T_L}{J} = \frac{1}{J} (B\tilde{w} + B\hat{w} + T_L - \frac{3P\phi}{2} \tilde{i}_q - \frac{3P\phi}{2} \hat{i}_q) \quad (16)$$

式中: $\tilde{w} = w - \hat{w}$, $\tilde{i}_q = i_q - \hat{i}_q$ 。

为了使速度跟踪误差方程(16)渐渐趋于稳定,首先定义 Lyapunov 函数

$$V_1 = \frac{1}{2}K\theta^2 + \frac{1}{2}e_w^2 + V \quad (17)$$

式中: $V = e(t)^T P e(t)$, θ 是速度误差的积分,
 $K > 0, \theta = \int_0^t e_w d\tau$.

对 V_1 求导, 并利用式(15)得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= K\theta\dot{\theta} + e_w\dot{e}_w + \dot{V} \leq K\theta\dot{\theta} + e_w\dot{e}_w - \partial\|e(t)\|^2 = \\ & \frac{e_w}{J}(KJ\theta + B\tilde{w} + B\hat{w} + T_L - \frac{3P\varphi}{2}\tilde{i}_q - \frac{3P\varphi}{2}\hat{i}_q) - \\ & \partial\|e(t)\|^2 \end{aligned} \quad (18)$$

定义虚拟控制输入

$$\hat{i}_q^* = \frac{2J}{3P\varphi}(\frac{B}{J}\hat{w} + c_1e_w + \frac{T_L}{J} + K\theta) \quad (19)$$

式中: c_1 为大于 0 的实数。从而式(18)简化为

$$\dot{V}_1 \leq -c_1e_w^2 + \frac{e_w}{J}(B\tilde{w} - \frac{3P\varphi}{2}\tilde{i}_q) - \partial\|e(t)\|^2 \quad (20)$$

利用经典不等式 $\pm ab \leq \varepsilon a^2 + (1/4\varepsilon)b^2 (\varepsilon > 0)$, 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &\leq -c_1e_w^2 + \frac{B}{J}(\varepsilon_1e_w^2 + \frac{1}{4\varepsilon_1}\tilde{w}^2) + \\ & \frac{3P\varphi}{2}(\varepsilon_2e_w^2 + \frac{1}{4\varepsilon_2}\tilde{i}_q^2) - \partial\|e(t)\|^2 \leq \\ & -(c_1 - \frac{B}{J}\varepsilon_1 - \frac{3P\varphi}{2}\varepsilon_2)e_w^2 - (\partial - \frac{B}{4J\varepsilon_1} - \frac{3P\varphi}{8J\varepsilon_2})\|e(t)\|^2 = \\ & -C_1e_w^2 - C_2\|e(t)\|^2, \end{aligned}$$

式中:

$$C_1 = c_1 - \frac{B}{J}\varepsilon_1 - \frac{3P\varphi}{2}\varepsilon_2, C_2 = \partial - \frac{B}{4J\varepsilon_1} - \frac{3P\varphi}{8J\varepsilon_2}.$$

如果选择合适的参数 $\varepsilon_1 > 0, \varepsilon_2 > 0$ 和 c_1 使得 $C_1 > 0$ 和 $C_2 > 0$, 那么

$$\dot{V}_1 \leq -C_1e_w^2 - C_2\|e(t)\|^2 < 0 \quad (21)$$

式(21)保证了速度跟踪误差方程(16)渐近稳定。

第二步: 由式(19)可知, q 轴电流的期望值应为

$$\hat{i}_q^* = \frac{2J}{3P\varphi}(\frac{B}{J}\hat{w} + c_1e_w + \frac{T_L}{J} + K\theta) \quad (22)$$

定义 q 轴电流跟踪误差 $e_q = \hat{i}_q^* - \hat{i}_q$. 选取第二个 Lyapunov 函数

$$V_2 = \frac{1}{2}e_q^2 + V_1 \quad (23)$$

由式(8), (9)和(22)有

$$\begin{aligned} \dot{e}_q &= \frac{2}{3P\varphi}(B\dot{\hat{w}} + c_1\dot{e}_w + KJ\dot{\theta}) - \frac{d\hat{i}_q}{dt} = \\ & \frac{2B}{3P\varphi}(\frac{3P\varphi}{2J}\hat{i}_q - \frac{B}{J}\hat{w} - \frac{T_L}{J} + L_1\tilde{i}_q) + \frac{2c_1J}{3P\varphi}\dot{e}_w + \\ & \frac{R}{L}\hat{i}_q + P\hat{w}\hat{i}_d + \frac{P\varphi}{L}\hat{w} - \frac{1}{L}u_q - L_2\tilde{i}_q \end{aligned} \quad (24)$$

将式(16)代入式(24)得

$$\begin{aligned} \dot{e}_q &= \frac{2B}{3P\varphi}(\frac{3P\varphi}{2J}\hat{i}_q - \frac{B}{J}\hat{w} - \frac{T_L}{J} + L_1\tilde{i}_q) - \\ & \frac{2c_1J}{3P\varphi}(\frac{3P\varphi}{2}(\tilde{i}_q + \hat{i}_q) - B(\tilde{w} + \hat{w}) - T_L) + \\ & \frac{R}{L}\hat{i}_q + P\hat{w}\hat{i}_d + \frac{P\varphi}{L}\hat{w} - \frac{1}{L}u_q - L_2\tilde{i}_q - \frac{2c_1KJ}{3P\varphi}\theta = \\ & (\frac{B}{J} + \frac{R}{L})\hat{i}_q + (\frac{P\varphi}{L} - \frac{2B^2}{3JP\varphi})\hat{w} + P\hat{w}\hat{i}_d - \frac{2c_1KJ}{3P\varphi}\theta - \\ & \frac{2T_LB}{3JP\varphi} + (\frac{2BL_1}{3JP\varphi} - c_1 - L_2)\tilde{i}_q - \frac{u_q}{L} - \frac{2JB(c_1^2 - K)}{3P\varphi}e_w \end{aligned}$$

定义

$$\begin{aligned} \Theta &= (\frac{B}{J} + \frac{R}{L})\hat{i}_q + (\frac{P\varphi}{L} - \frac{2B^2}{3JP\varphi})\hat{w} + P\hat{w}\hat{i}_d - \\ & \frac{2T_LB}{3JP\varphi} - (\frac{2c_1^2J}{3P\varphi} - \frac{2KJ}{3P\varphi})e_w - \frac{2c_1KJ}{3P\varphi}\theta \end{aligned}$$

从而有

$$\dot{e}_q = \Theta + \frac{2Bc_1}{3JP\varphi}\tilde{w} + (\frac{2BL_1}{3JP\varphi} - c_1 - L_2)\tilde{i}_q - \frac{u_q}{L} \quad (25)$$

现对 V_2 沿时间 t 求导, 并利用式(21), 经过一定的数学计算得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_q\dot{e}_q + \dot{V}_1 \leq -C_1e_w^2 - C_2\|e(t)\|^2 + \\ & \frac{2Bc_1}{3JP\varphi}\tilde{w} + (\frac{2BL_1}{3JP\varphi} - c_1 - L_2)\tilde{i}_q + (\Theta - \frac{u_q}{L})e_q \end{aligned} \quad (26)$$

为了使得 q 轴电流动态跟踪误差渐近稳定, 选择控制律 u_q 为

$$\begin{aligned} u_q &= L\Theta + Lc_2e_q = \\ & L[(\frac{B}{J} + \frac{R}{L})\hat{i}_q + (\frac{P\varphi}{L} - \frac{2B^2}{3JP\varphi})\hat{w} + P\hat{w}\hat{i}_d - \\ & (\frac{2c_1^2J}{3P\varphi} - \frac{2KJ}{3P\varphi})e_w - \frac{2c_1KJ}{3P\varphi}\theta + c_2e_q] \end{aligned} \quad (27)$$

进一步, 考虑如下不等式

$$(\frac{2BL_1}{3JP\varphi} - c_1 - L_2)\tilde{i}_qe_q \leq (\frac{2BL_1}{3JP\varphi} - c_1 - L_2)(\varepsilon_3e_q^2 + \frac{1}{4\varepsilon_3}\tilde{i}_q^2)$$

$$\frac{2Bc_1}{3JP\varphi} \tilde{w}e_q \leq \frac{2Bc_1}{3JP\varphi} (\varepsilon_4 e_q^2 + \frac{1}{4\varepsilon_3} \tilde{w}^2)$$

式中: $\varepsilon_3, \varepsilon_4$ 为大于 0 的实数。可见, 式(26)可以进一步简写成

$$\dot{V}_2 \leq -C_1 e_w^2 - (C_2 - C_3 - \frac{Bc_1}{6\varepsilon_4 JP\varphi}) \|e(t)\|^2 - (c_2 - C_4 - \frac{2Bc_1}{3JP\varphi} \varepsilon_4) e_q^2 \quad (28)$$

式中:

$$C_3 = \frac{1}{4\varepsilon_3} (\frac{2BL_1}{3JP\varphi} - c_1 - L_2), C_4 = \varepsilon_3 (\frac{2BL_1}{3JP\varphi} - c_1 - L_2)$$

如果选择合适的参数 C_3, C_4 满足

$$C_2 - C_3 - \frac{1}{4\varepsilon_3} > 0, c_2 - C_4 - c_1 \varepsilon_4 > 0$$

那么有 $\dot{V}_2 < 0$, 从而 q 轴电流跟踪动态误差渐近稳定。

第三步: 给定 d 轴电流的期望值 $\hat{i}_d^* = 0$, 定义跟踪误差

$$e_d = \hat{i}_d^* - \hat{i}_d \quad (29)$$

e_d 对 t 的导数为

$$\dot{e}_d = \frac{d\hat{i}_d^*}{dt} - \frac{d\hat{i}_d}{dt} = \frac{R}{L} \hat{i}_d - P\hat{w}\hat{i}_q - \frac{1}{L} u_d - L_3 \tilde{i}_q \quad (30)$$

选取第三个 Lyapunov 函数

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} e_d^2 \quad (31)$$

对 V_3 求导

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = \dot{V}_2 + e_d \dot{e}_d \leq & -C_1 e_w^2 - (C_2 - C_3 - \frac{Bc_1}{6\varepsilon_4 JP\varphi}) \|e(t)\|^2 - (c_2 - C_4 - \frac{2Bc_1}{3JP\varphi} \varepsilon_4) e_q^2 + e_d (\frac{R}{L} \hat{i}_d - P\hat{w}\hat{i}_q - \frac{1}{L} u_d - L_3 \tilde{w}) \end{aligned} \quad (32)$$

若选取控制律 u_d

$$u_d = R\hat{i}_d - PL\hat{w}\hat{i}_q + Lc_3 e_d, (c_2 > 0) \quad (33)$$

那么式(32)可化为

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 \leq & -C_1 e_w^2 - (C_2 - C_3 - \frac{Bc_1}{6\varepsilon_4 JP\varphi}) \|e(t)\|^2 - (c_2 - C_4 - \frac{2Bc_1}{3JP\varphi} \varepsilon_4) e_q^2 - c_3 e_d^2 - L_3 e_d \tilde{w} \end{aligned}$$

基于不等式 $-L_3 e_d \tilde{w} \leq \varepsilon_5 L_3 e_d^2 + L_3 \tilde{w}^2 / 4\varepsilon_5$, $\varepsilon_5 > 0$, 不等式(34)可写成

$$\dot{V}_3 \leq -(C_2 - C_3 - \frac{Bc_1}{6\varepsilon_4 JP\varphi} - \frac{L_3}{4\varepsilon_3}) \|e(t)\|^2 - (c_2 - C_4 - \frac{2Bc_1}{3JP\varphi} \varepsilon_4) e_q^2 - (c_3 - \varepsilon_5 L_3) e_d^2 - C_1 e_w^2$$

如果选择合适的参数 c_1, c_2, c_3 和 $\varepsilon_4, \varepsilon_5$ 使得下式成立

$$C_2 - C_3 - \frac{Bc_1}{6\varepsilon_4 JP\varphi} - \frac{L_3}{4\varepsilon_3} > 0,$$

$$c_2 - C_4 - \frac{2Bc_1}{3JP\varphi} \varepsilon_4 > 0, c_3 - \varepsilon_5 L_3 > 0$$

那么有 $\dot{V}_3 < 0$, 这说明 d 轴电流动态误差也是渐近稳定的。

3 数值仿真

为了验证上述所设计方法的有效性, 本节利用 MATLAB 中的 Simulink 进行数值仿真。永磁同步电机具体参数由表 1 给出。

表 1 永磁同步电机参数

Tab. 1 Parameters of permanent magnet synchronous motor

参数	数值
定子电阻 R/Ω	0.56
极对数 P	3
转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.002 1
永磁磁通 $\varphi/(\text{Wb})$	0.82
定子电感 L/H	0.015 3
滞摩擦系数 B	0.000 1

电机的负载转矩给定为 $5 \text{ N}\cdot\text{m}$, 在 0.4 s 的时候变为 $10 \text{ N}\cdot\text{m}$, 设电机初始跟踪速度 300 r/min , 在 0.3 s 的时候设定跟踪速度为 150 r/min , 在 0.6 s 的时候设定跟踪速度为 350 r/min 。

求解 LMI(12), 获得观测器(6)的增益矩阵为 $L=[1 \ 595.9-24.8 \ 0]^T$ 。

选取仿真参数 $K=10, c_1=250, c_2=600, c_3=150, \varrho=150$ 经检验, 反推控制器条件均满足。

电机速度跟踪控制仿真结果如图 2~6 所示。图 2 表明电机初始转矩为 $5 \text{ N}\cdot\text{m}$, 在 0.4 s 时跟踪外部给定达到 $10 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。在 0.2 s 时由于转速降到 150 r/min , 转矩瞬态发生变化, 同时, 在 0.7 s 时转速升到 350 r/min , 转矩瞬态发生变化, 由此可知, 本文设计的控制器使系统具有快速的转矩响应。

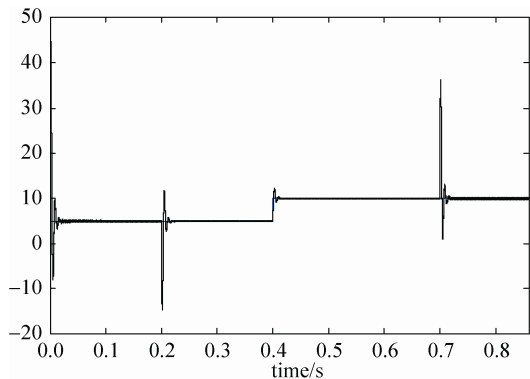


图 2 电磁转矩
Fig. 2 Electromagnetic torque

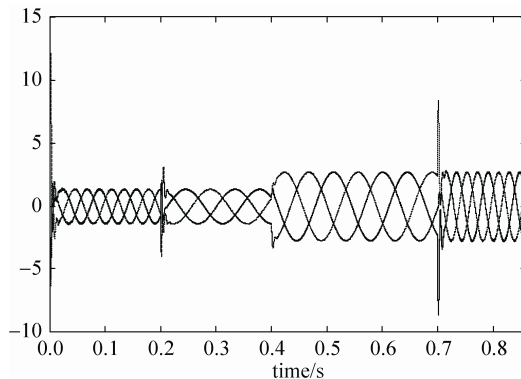


图 5 电机定子三相电流
Fig. 5 Three-phase current of motor stator

图 3~5 分别表示电机的 q 轴, d 轴和三相电流变化曲线。由图可见, 电流的幅值随负载转矩的变化而发生变化, 且转矩与电流成正比, 同时也可以看出电流的频率与给定速度相对应。从图 4 看出 d 轴电流趋于 0, 与文中的控制策略一致。

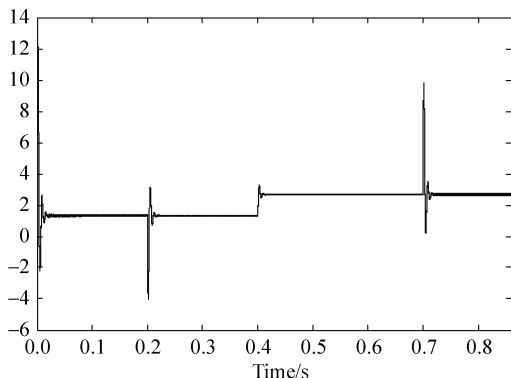


图 3 q 轴电流
Fig. 3 q -axis current

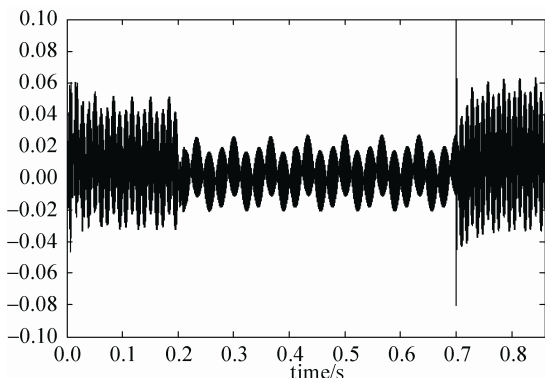


图 4 d 轴电流
Fig. 4 d -axis current

为便于比较, 应用参考文献[22]提出的无源控制方法, 对电机跟踪前面所述的期望跟踪速度进行仿真。图 6 给出了电机速度跟踪对比效果图, 其中实线为本文所提控制方法得的速度跟踪曲线, 虚线是利用无源控制方法所得的速度跟踪曲线。由图可见, 在电机起动到稳定状态, 无源控制方法所需时间是 0.03 s, 转速峰值达 550 r/min, 而本文方法所需时间只需 0.01 s, 且转速峰值为 400 r/min。此外, 在 0.4 s 时加入负载扰动, 文献[22]中的方法的抗扰效果要明显逊色于本文所提的控制方法。可见, 本文所提出的速度跟踪控制方法, 具有响应快, 超调小, 负载影响小等优点。

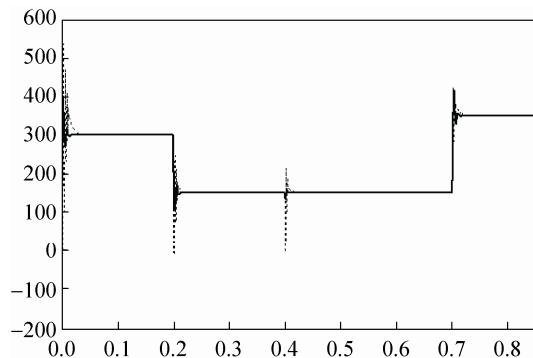


图 6 转速跟踪仿真比较
Fig. 6 Simulation and comparison of speed tracking

4 结论

以 Lyapunov 稳定性理论和线性矩阵不等式为 基础, 通过设计全阶观测器, 获得永磁同步电机的速度和电流估计。在此基础上, 利用速度和电流观

测值, 通过反推控制策略来设计系统最终控制器, 实现电机的速度跟踪控制。仿真结果表明, 本文所设计的控制器能使系统的输出快速跟踪参考转速, 且具有较高的跟踪精度。

参考文献:

- [1] 韦笃取, 张波. 基于无源性理论自适应镇定具有 v/f 输入的永磁同步电动机的混沌运动 [J]. 物理学报, 2012, 61(3): No.030505. (Duqu Wei, Bo Zhang. Adaptive chaos motion of permanent magnet synchronous motor with v/f input based on passive theory [J]. Journal of Physics, 2012, 61(3): No.030505.)
- [2] Ramirez Leyva, Peralta Sánchez, Vasquez Sanjuan, et al. Passivity-based speed control for permanent magnet motors [J]. Procedia Technol (S1877-7058), 2013, 7(10): 215-222.
- [3] 张小华, 刘慧贤, 丁世宏, 等. 基于扰动观测器和有限时间控制的永磁同步电机调速系统 [J]. 控制与决策. 2009, 24(7): 1028-1032. (Xiaohua Zhang, Huixian Liu, Shihong Ding, et al. Permanent Magnet Synchronous Motor Speed Regulating System Based on Disturbed Observer and Finite Time Control [J]. Control and Decision, 2009, 24(7): 1028-1032.)
- [4] 侯利民, 张化光, 刘秀翀, 等. 自适应模糊滑模软切换的 PMSM 无速度传感器鲁棒无源控制 [J]. 控制与决策, 2010, 25(5): 686-692. (Limin Hou, Huaguang Zhang, Xiuchong Liu, et al. Adaptive fuzzy sliding mode soft handover PMSM robust sensorless speed sensorless control [J]. Control and Decision, 2010, 25(5): 686-692.)
- [5] 孟昭军, 孙昌志, 安跃军, 等. 状态反馈精确线性化永磁同步电动机转速控制 [J]. 电机与控制学报, 2007, 11(1): 21-25. (Zhaogong Meng, Changzhi Sun, Yuejun An, et al. State feedback accurate linearized permanent magnet synchronous motor speed control [J]. Journal of Electrical and Control, 2007, 11(1): 21-25.)
- [6] Hehua Wang, Xiaohe Liu. Permanent magnet synchronous motor Feedback linearization vector control [J]. Mechatronics and Automatic Control Systems (S1876-1100), 2014, 23(7): 601-608.
- [7] 刘贤兴, 卜言柱, 胡育文, 等. 基于精确线性化解耦的永磁同步电机空间矢量调制系统 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(30): 55-59. (Xianxing Liu, Yanzhu Bu, Yuwen Hu, et al. Space Vector Modulation System of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Precise Linearization Decoupling [J]. Proceeding of the CSEE, 2007, 27(30): 55-59.)
- [8] 黄雷, 崔迎. 基于滑模观测器的永磁同步电机无传感器矢量控制 [J]. 机电工程, 2012, 29(11): 1303-1305. (Lei Huang, Ying Cui. Sensorless Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Sliding Mode Observer [J]. Electrical Engineering, 2012, 29(11): 1303-1305.)
- [9] 张晓光, 孙力, 赵克. 基于负载转矩滑模观测的永磁同步电机滑模控制 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(3): 111-116. (Xiaoguang Zhang, Li Sun, Ke Zhao. Planning-mode control of permanent magnet synchronous motor based on load torque sliding mode observation [J]. Proceeding of the CSEE, 2012, 32(3): 111-116.)
- [10] Murat Karabacak, Halil Ibrahim Eskikurt. Design, modelling and simulation of a new nonlinear and full adaptive backstepping speed tracking controller for uncertain PMSM [J]. Applied Mathematical Modelling (S0307-904X), 2012, 36(11): 5199-5213.
- [11] Gunpyo Maeng, Hanho Choi. Adaptive sliding mode control of a chaotic nonsmooth-air-gap permanent magnet synchronous motor with uncertainties [J]. Nonlinear Dynamics (S0924-090X), 2013, 74(3): 571-580.
- [12] 朱儒, 刘鲲鹏, 赵志锋, 等. 永磁同步电机滑模控制研究 [J]. 微电机, 2014, 47(12): 52-55. (Ru Zhu, Kunpeng Liu, Zhifeng Zhao, et al. Study on sliding mode control of permanent magnet synchronous motor [J]. Micro-motor, 2014, 47(12): 52-55.)
- [13] 李政, 胡广大, 崔家瑞, 等. 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): 431-437. (Zheng Li, Guangda Hu, Jiarui Cui, et al. Integral sliding mode variable structure control of permanent magnet synchronous motor speed control system [J]. Chinese Journal of Electrical Engineering, 2014, 34(3): 431-437.)
- [14] 刘栋良, 郑谢辉, 崔丽丽. 无速度传感器永磁同步电机反推控制 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(9): 67-72. (Dongliang Liu, Xiehui Zheng, Lili Cui. Backstepping control of non-speed sensor permanent magnet synchronous motor [J]. Journal of Electrical Engineering, 2011, 26(9): 67-72.)
- [15] 崔苏雯, 盛正印, 李岩. 永磁同步电动机伺服系统反步法控制研究 [J]. 微特电机, 2014, 42(11): 754-762. (Suwen Cui, Zhenglin Sheng, Yan Li. Study on Backstepping Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Servo System [J]. Microcomputer, 2014, 42(11): 754-762.)
- [16] Haibin Sun, Lei Guo. Composite adaptive disturbance

- observer based control and back-stepping method for nonlinear system with multiple mismatched disturbances [J]. *Journal of the Franklin Institute* (S0016-0032), 2014, 351(2): 1027-1041.
- [17] 薛树功, 魏利胜. 基于扩展卡尔曼滤波的永磁同步电机无传感器矢量控制 [J]. *电机与控制应用*, 2011, 38(8): 15-18. (Shugong Xue, Lisheng Wei. There is no sensor vector control of permanent magnet synchronous motor based on extended Kalman filter [J]. *Journal of Electrical and Electronic Engineering*, 2011, 38(8): 15-18.)
- [18] 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. (Xinghua Zhang. Model reference adaptive backstepping control of permanent magnet synchronous motor [J]. *Control and Decision*, 2008, 23(3): 341-345.)
- [19] Caixue Chen, Yunxiang Xie, Yonghong Lan. Back-stepping control of speed sensorless permanent magnet synchronous motor based on slide model observer International [J]. *Journal of Automation and Computing* (S1476-8186), 2015, 12(2): 149-155.
- [20] Lihua Xie. Output feedback H_∞ of systems with parameter uncertainty [J]. *Int. J. Control* (S1598-6446), 1996, 63(4): 741-750.
- [21] 俞立. 鲁棒控制-LMI 方法 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2002: 59-64. (Li Yu. Robust control-LMI method [M]. Beijing, China: Tsinghua University Press, 2002: 59-64.)
- [22] M Khanchoul, M Hilaret, D Normand-Cyrot. A passivity- based controller under low sampling for speed control of PMSM [J]. *Control Engineering Practice* (S0967-0661), 2014, 26 (1): 20-27.

(上接第 1746 页)

- [12] 苑严伟. 数字农业典型智能化装备虚拟仿真技术研究 [D]. 北京: 中国农业机械化科学研究院, 2010. (Yuan Yan Wei. Study on Virtual Simulation Technology of Special Intelligent Agricultural Equipment in Digital Agriculture [D]. Beijing, China: Chinese Academy of Agricultural Mechanization Sciences, 2010.)
- [13] Divya K A, Roshna K I, Mathai S. Shadow detection and removal by object-wise segmentation [C]// 2015 IEEE International Conference on Computational Intelligence and Computing Research (ICIC). USA: IEEE, 2015: 1-4.
- [14] Achanta R, Hemami S, Estrada F, et al. frequency-tuned salient region detection [C]// IEEE International Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, Miami, USA. USA: IEEE, 2009: 1597-1604.
- [15] 陈科尹, 邹湘军, 熊俊涛, 等. 基于视觉显著性改进的水果图像模糊聚类分割算法 [J]. *农业工程学报*, 2013, 29(6): 157-165. (Chen Keyin, Zou Xiangjun, Xiong Juntao, et al. Improved fruit fuzzy clustering image segmentation algorithm based on visual saliency [J]. *Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering* (Transactions of the CSAE), 2013, 29(6): 157-165.)
- [16] Tippetts B, Lee D J, Lillywhite K, et al. Review of stereo vision algorithms and their suitability for resource-limited systems [J]. *Journal of Real-Time Image Processing* (S1861-8200), 2016, 11(1): 5-25.
- [17] 项荣, 应义斌, 蒋焕煜, 等. 基于双目立体视觉的番茄定位 [J]. *农业工程学报*, 2012, 28(5): 161-167. (Xiang Rong, Ying Yibin, Jiang Huanyu, et al. Localization of tomatoes based on binocular stereo vision [J]. *Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering*, 2012, 28(5): 161-167.)
- [18] 鲍官军, 荀一, 戚利勇, 等. 机器视觉在黄瓜采摘机器人中的应用研究 [J]. *浙江工业大学学报*, 2010, 38(1): 114-118. (Bao Guanjun, Xun Yi, Qi Liyong, et al. Research on the application of machine vision in cucumber picking robots [J]. *Journal of Zhejiang University of Technology*, 2010, 38(1): 114-118.)