

基于复合控制的永磁同步电机伺服系统设计

邹文斌,潘松峰,李先弘,赵芸
(青岛大学 自动化学院,山东 青岛 266071)

摘要: 由于传统的三环控制方法已不能满足伺服系统快速响应和高精度的要求,提出一种微分前馈和位置环带微分项的负反馈相结合的复合控制策略。针对负载扰动问题,设计带状态反馈误差微分项的负载转矩观测器。实验与仿真表明:该控制策略的跟踪精度更高,响应速度更快,抗负载能力更强。

关键词: 永磁同步电机;伺服系统;前馈控制;负载转矩观测器

中图分类号: TP273;TM351 **文献标志码:** B **文章编号:** 1671-5276(2023)02-0209-04

Design of Permanent Magnet Synchronous Motor Servo System Based on Compound Control

ZOU Wenbin, PAN Songfeng, LI Xianhong, ZHAO Yun

(School of Automation, Qingdao University, Qingdao 266071, China)

Abstract: Since the traditional three-loop control method is no longer meeting the requirements of rapid response and high precision of servo system, a compound control strategy combining differential feedforward and negative feedback of position band differential term is proposed. A load torque observer with state feedback error differential term is designed for load disturbance. Experiment and simulation analysis shows that the control strategy has higher tracking accuracy, faster response speed and stronger anti-load ability.

Keywords: PMSM; position servo system; feedforward control; load torque observer

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有高效率、高可靠性、高功率密度等特点,被应用在精度高、速度快的运动控制领域。在对数控机床和机器人等精密设备进行位置控制时,需要满足以下要求:1)动态过程要稳定,即超调量小;2)系统响应要快和准;3)抗扰动能力强。虽然传统的PI控制可以在永磁伺服系统中使用^[1],但PI控制的系统存在较大的滞后和超调,很难满足伺服系统的控制要求。

为了提高伺服系统的性能,许多学者对此进行了研究。文献[2]在速度、电流环的输入端加入位置前馈的补偿信号,该方法能够提高跟踪连续信号的跟踪精度和系统的响应速度,但抗扰动能力差并且存在超调,特别是对于非连续性信号的跟踪效果比较差。文献[1]在前馈控制的基础上,加入微分负反馈,提高了系统对于非连续信号的跟踪效果,但系统的抗扰动能力还是比较差。

本文在伺服系统的理论上,首先采用了微分前馈和位置环带微分项的负反馈相结合的复合控制方法来保证系统的快速性和稳定性;其次为提高系统的抗扰动能力,引用了有状态反馈微分项的负载观测器;最后,在实验和仿真中验证了该方法的有效性。

1 永磁同步电机数学模型

旋转两相坐标系下的永磁同步电机电压方程为^[3]

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_e L_q i_q \\ u_q = Ri_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_e (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

本文采用的控制方法为 i_d 为 0 的矢量控制,电磁转矩方程可简化为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n i_q \psi_f \quad (2)$$

机械运动方程为

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B\omega_m \quad (3)$$

式(1)一式(3)中: i_d 、 i_q 、 u_d 、 u_q 、 L_d 、 L_q 分别是 d 轴、 q 轴的定子电流、电压、电感; R 是定子电阻; ω_e 是电角速度; T_e 是电磁转矩; p_n 是极对数; ψ_f 是永磁体磁链; J 是转动惯量; T_L 是负载转矩; B 是电机阻尼系数; ω_m 是机械角速度。

2 PMSM 复合控制伺服系统

2.1 永磁同步电机伺服系统

交流永磁伺服系统需要对永磁电机的速度、转矩和位置等状态变量进行在线控制,并使其能够在任意状态保持最佳的控制性能^[4]。现在磁场定向控制是交流永磁伺服系统中常用的控制方法,从式(2)和式(3)中可以看出:电机的输出转矩和转速是通过电机的定子电流控制的。电机速度的积分就是伺服系统的位置,所以伺服系统的位置可以通过电机

的恒速信号和加速度信号来控制。永磁同步电机伺服系统采用矢量控制的三闭环控制结构,如图1所示。

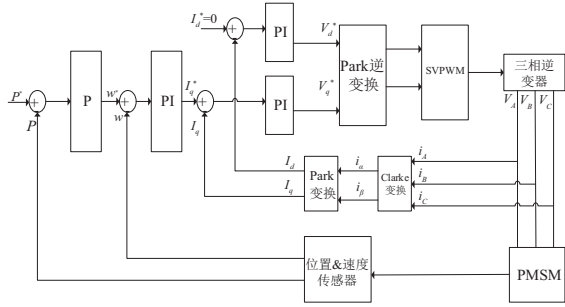


图1 永磁同步电机伺服系统

当速度调节器采用PI控制,位置环的截止频率远小于速度环,速度环的闭环传函等效为惯性环节,电机系统等效为积分环节^[5]。图2为伺服控制系统简化图,其中 K_p 、 K_v 、 K_m 分别为位置环的比例增益、速度环惯性环节增益、编码器的反馈系数, τ_v 为速度环惯性环节时间常数。

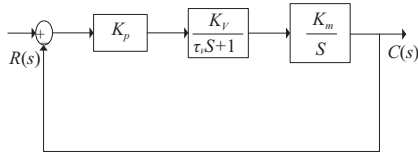


图2 永磁同步电机伺服系统控制框图

$$H_1(s) = \frac{[F_v(s) + K_p] \frac{K_v(1+\tau_v s)}{\tau_v s} \cdot \frac{K_c}{\tau_c s + 1} \cdot \frac{K_t}{s^2}}{1 + (K_p + s) \frac{K_v(1+\tau_v s)}{\tau_v s} \cdot \frac{K_c}{\tau_c s + 1} \cdot \frac{K_t}{s^2}} + \frac{F_c(s) \frac{K_c}{\tau_c s + 1} \cdot \frac{K_t}{s^2}}{1 + (K_p + s) \frac{K_v(1+\tau_v s)}{\tau_v s} \cdot \frac{K_c}{\tau_c s + 1} \cdot \frac{K_t}{s^2}} \quad (5)$$

由式(5)知,当前馈函数满足 $F_v(s) = s$ 和 $F_c(s) = \frac{J\tau_c s^3}{K_c K_t} + \frac{J s^2}{K_c K_t}$ 时,输出信号在理论上可以完全跟踪位置输入信号。为简化计算,惯性时间常数 τ_c 忽略不计,此时,前馈函数为

$$\begin{cases} F_v(s) = s \\ F_c(s) = \frac{J}{K_c K_t} s^2 = K_{c1} s^2 \end{cases} \quad (6)$$

从式(6)中可以看出,前馈函数为微分函数,可以提前预测并干预系统的速度和电流,使输出信号在理论上可以完全跟踪位置输入信号。但突变信号微分后为瞬时脉冲,作用速度很快,前馈补偿作用效果可忽略,此时会产生较大的超调。因此,伺服系统的高控制要求不能通过单独的复合控制来实现。

带微分项的负反馈控制可以减小系统的超调量和提

$$H_2(s) = \frac{[F_v(s) + K_p] \frac{K_v(1+\tau_v s)}{\tau_v s} \cdot \frac{K_c}{\tau_c s + 1} \cdot \frac{K_t}{s^2}}{1 + [K_p(1+\tau_d s) + s] \frac{K_v(1+\tau_v s)}{\tau_v s} \cdot \frac{K_c}{\tau_c s + 1} \cdot \frac{K_t}{s^2}} + \frac{F_c(s) \frac{K_c}{\tau_c s + 1} \cdot \frac{K_t}{s^2}}{1 + [K_p(1+\tau_d s) + s] \frac{K_v(1+\tau_v s)}{\tau_v s} \cdot \frac{K_c}{\tau_c s + 1} \cdot \frac{K_t}{s^2}} \quad (7)$$

由式(7)知,当前馈函数满足 $F_v(s) = (1+K_p\tau_d)s$ 和 $F_c(s) = \frac{J\tau_c s^3}{K_c K_t} + \frac{J s^2}{K_c K_t}$ 时,输出信号在理论上可以完全跟踪位

由图2知,该系统的开环传函为

$$G(s) = \frac{K_p K_v K_m}{s(\tau_v s + 1)} \quad (4)$$

从传函中可看出,该系统为I型系统,在斜坡和加速度信号输入时存在稳态误差,满足不了伺服系统跟踪精度的要求。

2.2 PMSM 复合控制伺服系统设计

为了减小系统的稳态误差,本文在位置给定前加入前馈函数构成复合控制,如图3所示。

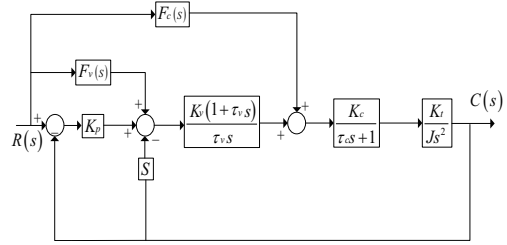


图3 永磁同步电机位置伺服复合控制框图

图3中: $F_v(s)$ 和 $F_c(s)$ 分别为速度、加速度前馈函数; K_t 为转矩系数,其值为 $\frac{3}{2}P_n\psi_f$ 。

由图3知,系统的闭环传函为

高响应速度,本文以复合控制为基础,在位置环的负反馈回路上加入微分项来控制位置伺服系统。结构图如图4所示。

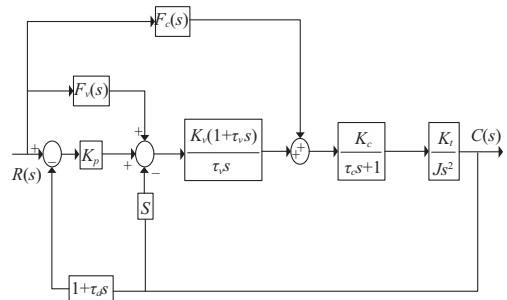


图4 永磁同步电机位置伺服复合控制(位置环负反馈带微分项)框图

由图4知,系统的闭环传函为

$$\begin{cases} F_v(s) = (1+K_p\tau_d)s = K_{v1}s \\ F_c(s) = K_{c1}s^2 \end{cases} \quad (8)$$

只需计算出 K_c 、 K_f , 就能得出前馈系数。

在位置环负反馈加入微分项后,前馈函数的形式和性质并没有发生变化,调整系数后,位置环带微分项的负反馈不会影响前馈控制的效果。

当位置信号刚给定时,位置误差信号较大,PI 调节器处于饱和状态,会存在大的位置超调,此时主要是带微分项的位置负反馈起抑制超调的作用。随着位置误差信号的变小,其作用变弱,避免了微分负反馈降低位置响应速度,此时前馈控制起主要作用,提前预测并响应位置信号,提高了系统的响应速度。系统在位置响应时,微分前馈和带微分项的负反馈能够自适应地调节自己的作用时间,实现对系统的准确控制。

3 负载转矩观测器设计

针对电机运行时负载扰动不确定,本文利用负载转矩观测器来观测电机负载转矩的变化,并将观测值作为电流补偿前馈到系统中,增加系统的鲁棒性^[6]。

假设负载转矩在采样控制周期内不变,可得系统的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \frac{K_t}{J} & 0 \end{bmatrix}^T u \\ y = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $\mathbf{x} = [w_m \quad T_L]^T$; $u = i_q$; $y = w_m$; $\mathbf{C} = [1 \quad 0]^T$ 。

传统的龙伯格负载转矩是以积分的形式被观测的,所以收敛速度慢。为提高收敛速度,把状态反馈误差的微分项加入到负载转矩观测器中,如式(10)所示。

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\mathbf{x}}}{dt} = \hat{\mathbf{A}}\mathbf{x} + \hat{\mathbf{B}}u + \mathbf{L}_1(y - \hat{y}) + \mathbf{L}_2 \frac{d(y - \hat{y})}{dt} \\ \hat{y} = \hat{\mathbf{C}}\hat{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (10)$$

式中: $\hat{\mathbf{x}}$ 、 \hat{y} 是 \mathbf{x} 、 y 的估计值; $\mathbf{L}_1 = [l_1 \quad l_2]^T$; $\mathbf{L}_2 = [l_3 \quad l_4]^T$ 。

由式(9)和式(10)可得状态变量的误差

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} - \hat{\mathbf{x}} = \frac{A - \mathbf{L}_1 \mathbf{C}}{sI + \mathbf{L}_2 \mathbf{C}} \cdot \hat{\mathbf{x}} \quad (11)$$

观测器的特征方程为

$$\lambda^2 - \left[\frac{1}{1+l_3} \left(-\frac{B}{J} - l_1 + \frac{l_4}{J} \right) \right] \lambda - \frac{l_2}{J(1+l_3)} = 0 \quad (12)$$

假设期望极点为 λ_1, λ_2 , 此时观测器的期望方程为

$$\lambda^2 - (\lambda_1 + \lambda_2) + \lambda_1 \lambda_2 = 0 \quad (13)$$

设 $B=0$, 设计 $l_1 = l_3 = 0$, 根据式(12)和式(13)解得:

$$l_2 = -\lambda_1 \lambda_2 J, l_4 = (\lambda_1 + \lambda_2) J。$$

将 l_2, l_4 代入式(10), 得

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\omega}_m}{dt} = -\frac{B}{J} \hat{\omega}_m - \frac{1}{J} \hat{T}_L + \frac{1}{J} \hat{T}_e \\ \frac{d\hat{T}_L}{dt} = l_2 (\omega_m - \hat{\omega}_m) + l_4 \frac{d(\omega_m - \hat{\omega}_m)}{dt} \end{cases} \quad (14)$$

根据式(14)搭建负载转矩观测器模型,如图5所示。负载转矩的观测形式变成了比例+积分,使观测速度变

快,并将观测到的负载转矩按比例前馈补偿到电流环的输入端,提高系统的抗负载能力。

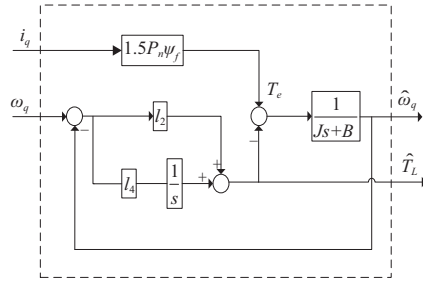


图5 带微分项的负载转矩观测器

4 实验与仿真分析

在 MATLAB/Simulink 中搭建 $i_d = 0$ 矢量控制的永磁同步电机伺服系统模型,如图6所示。在传统三环控制的基础上加入前馈控制,在位置环的负反馈加入微分项和带微分项的负载观测器来提高系统性能。

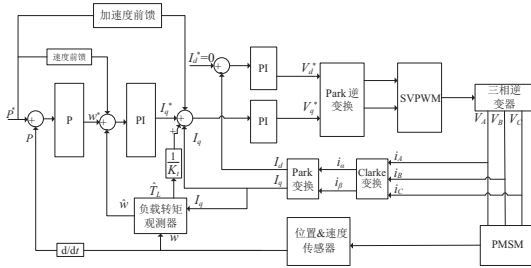


图6 永磁同步电机伺服控制系统

在北京某公司研发的交流同步伺服快速原型实验平台上进行实验验证,实验平台图如图7所示。

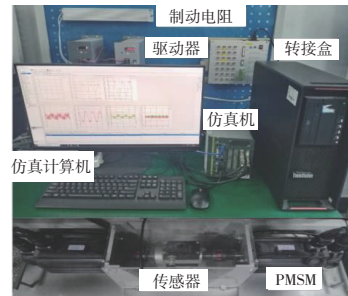


图7 永磁同步电机系统实验平台

实验平台的永磁同步电机参数见表1。

表1 永磁同步电机参数

参数	数值
额定电压 U/V	380
额定电流 I/A	3.5
级对数	4
定子电阻 R/Ω	0.93
定子电感 L/H	0.003
转子磁链 ψ_f/Wb	0.29
动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.003

在仿真中,给定一个幅值为 5、频率为 10rad/s、初始相位为-0.6rad 的正弦信号,在 0.2s 时负载突变为 10N·m,观察对比传统三环控制和本文控制方法的跟踪效果和负载转矩跟踪情况,如图 8 和图 9 所示。

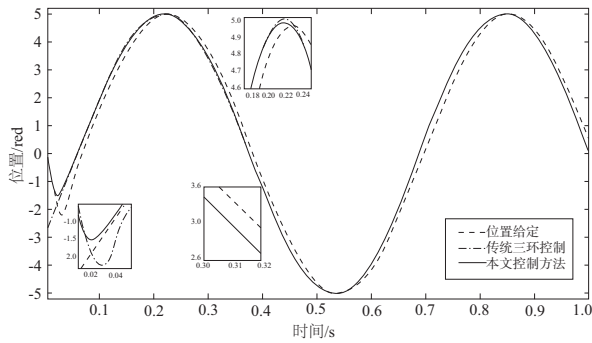


图 8 位置跟踪对比图

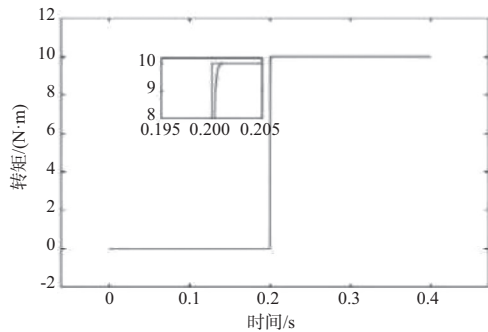


图 9 负载转矩跟踪图

由图 8 可知,传统三环控制系统的位置响应存在超调和滞后,并且抗扰能力差;本文采用的控制系统能无超调地快速跟踪位置信号,并且抗扰能力强。由图 9 可知,系统可以较好地观测出负载转矩。

传统三环控制、传统三环控制+复合控制、传统三环控制+复合控制+带微分项的位置负反馈和本文控制方法的位置误差曲线如图 10 所示。

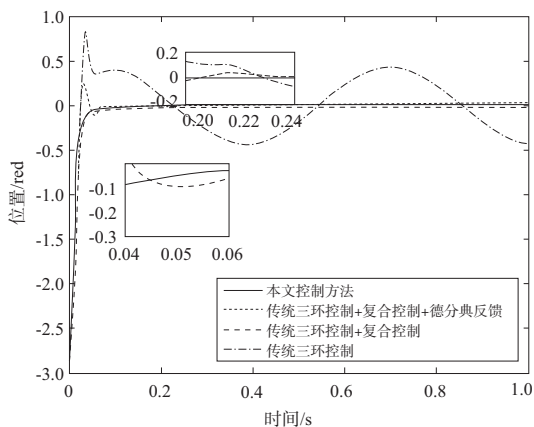


图 10 位置响应误差曲线

从图 10 中可以看出,本文采用的控制方法在系统到达稳定之前不产生超调,能很好地跟踪误差,并在添加负载扰动时有很好的抗扰动能力。

在实验中,给定一个幅值为 20、频率为 0.5 rad/s 的正弦信号,将传统三环控制和本文控制方法的实验数据导入到 MATLAB 中,画出位置跟踪图和位置误差图,如图 11 和图 12 所示。实验验证表明,本文控制方法响应速度更快,跟踪精度更高。

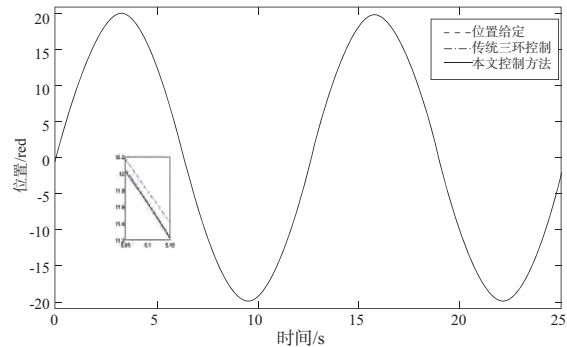


图 11 位置跟踪图

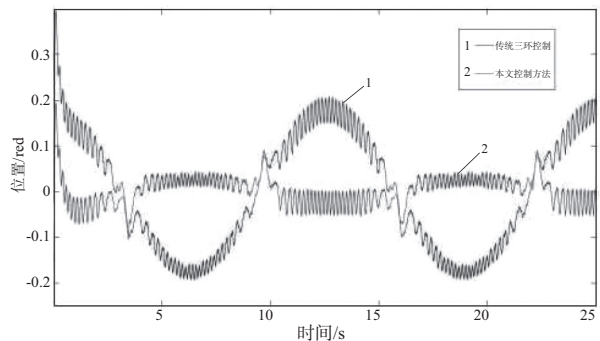


图 12 位置误差图

5 结语

本文设计了一种微分前馈和位置环带微分项的负反馈相结合复合控制方法,提高了跟踪精度并减小突变信号的超调,并将带微分项的负载转矩观测器的观测值前馈补偿到电流环,提高了抗扰动性。仿真和实验验证了本设计的有效性。

参考文献:

- [1] 霍览宇,罗湘运. 基于微分前馈的永磁同步电机位置伺服系统[J]. 控制工程,2015,22(5):975-980.
- [2] 李宏胜,孙权,张建华,等. 基于前馈控制的数控机床进给运动轮廓误差分析[J]. 组合机床与自动化加工技术,2010(2):9-11,15.
- [3] 白雪儿,杨向宇,白雪宁. 基于 DOB 的永磁同步电机蚁群优化鲁棒控制[J]. 机械制造与自动化,2020,49(5):172-176.
- [4] 周滔滔. 永磁伺服系统快速响应控制方法研究[D]. 长沙:湖南大学,2014.
- [5] 黄科元,周滔滔,黄守道,等. 含前馈补偿和微分反馈的数控位置伺服系统[J]. 中国机械工程,2014,25(15):2017-2023.
- [6] 咸菁菁. 永磁同步电机参数在线辨识的研究[D]. 南京:南京航空航天大学,2016.

收稿日期:2021-10-25