

DOI: 10.7652/xjtuxb201703019

异步电机全分数阶矢量控制系统的设计与实现

徐益飞, 张鹏, 张博, 邱东, 唐千龙, 沈传文

(西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安)

摘要: 为实现异步电机的高性能控制,提出了一种基于全分数阶 $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 控制器的矢量控制系统设计方法。根据分数阶控制器的数学特征,确定矢量控制系统中分数阶电流环控制器和分数阶电压环控制器的形式;根据相位裕量、幅值及增益鲁棒性准则求出分数阶控制器的参数;在数值仿真中,采用 Oustaloup 递归滤波器来实现分数阶算子的近似和有理化,对比了同样设计标准下整数阶控制器和分数阶控制器在横转速、转速变化和负载突变下的动态性能。对所提控制方法进行了实验验证,结果表明:相较于采用整数阶 PID 控制器系统,采用电流转速双闭环全分数阶 $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 控制器系统的跟随性能和抗扰性能更优,使用分数阶的矢量控制系统能使阶跃响应的超调量和调节时间分别下降 24.84% 和 7.35%,在输入变化的系统中分数阶的动态降落为整数阶的 22.5%。研究结果表明,所提分数阶控制器的设计方法可用于异步电机高性能矢量控制系统。

关键词: 矢量控制;分数阶 $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 控制器;跟随性能;抗扰性

中图分类号: TM301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2017)03-0111-05

Design and Implementation of the Full Fractional Order Vector Control System for Asynchronous Motors

XU Yifei, ZHANG Peng, ZHANG Bo, QIU Dong, TANG Qianlong, SHEN Chuanwen

(School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: In order to achieve high-performance motor control, a design method of vector control system using full fractional-order $PI^{\lambda}D^{\mu}$ controller based on the theory of fractional calculus is proposed. According to the mathematical characteristics of the fractional-order controller, the forms of fractional-order current loop controller and voltage loop controller in vector control system are determined. Then the parameters of the fractional-order controller are obtained based on the phase margin criterion, the amplitude criterion and the gain robustness criterion. In the numerical simulation, the Oustaloup recursive filter was used to realize the rationalization and approximation of the fractional operator. The dynamic performance of the integer-order controller and the fractional-order controller under the same design criteria were compared under the transverse speed, rotational speed variation and load mutation. The control method was simulated and experimentally verified and the results showed that the system with current-speed double-closed-loop and full-fractional-order $PI^{\lambda}D^{\mu}$ controller is superior to the system with integer-order PID controller in both tracking and anti-jamming performance. Using the fractional-order vector control system can make the overshoot and settling time of step response be

收稿日期: 2016-07-20。 作者简介: 徐益飞(1991—),男,硕士生;沈传文(通信作者),男,副教授。 基金项目: 大型电气传动系统与装备技术国家重点实验室资助项目(SKLLDJ022016002)

网络出版时间: 2016-12-27

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20161227.1022.006.html>

2.1 分数阶控制器设计

2.1.1 电流环分数阶 PI^μ 控制器 在 dq 坐标系下, q 轴、 d 轴电流环同时作为转速环的内环, 电流环的传递函数为

$$\frac{i_{sq}}{u_{sq}} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + T_s s} \quad (5)$$

式中: R_s 为定子电阻; σ 为漏磁系数; L_s 为定子电感; $T_s = \frac{\sigma L_s}{R_s}$ 为定子电磁时间常数。

传统的电流环设计方法是通过采用 PI 控制器消去系统极点使得电流闭环成为惯性环节。根据对消原理, 由式(5)得出分数阶 PI^μ 控制器

$$C_1(s) = \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (6)$$

电流环开环传递函数为

$$W_1(s) = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + T_s s} \frac{K_i + K_d s^{\lambda+\mu}}{s^\lambda} \quad (7)$$

为消去极点, 控制器参数应满足条件

$$\lambda + \mu = 1 \quad (8)$$

$$\frac{K_d}{K_i} = T_s \quad (9)$$

由式(6)、(8)、(9)得电流环的控制器

$$C_1(s) = K_i (s^{-\lambda} + T_s s^{1-\lambda}) \quad (10)$$

校正后的电流闭环传递函数为

$$W_1(s) = \frac{W_1(s)}{1 + W_1(s)} = \frac{1}{R_s / K_i s^\lambda + 1} \quad (11)$$

2.1.2 转速环分数阶 PI^λ 控制器 基于分数阶 PI^λ 控制器的转速环控制系统如图2所示。转速环控制对象的传递函数为

$$W(s) = \frac{K}{s(T_s^\alpha + 1)} \quad (12)$$

式中: $K = \frac{K_T}{J}$ 为与电机参数有关的常量; $\alpha = \lambda$; $T = \frac{R_s}{K_i}$ 。

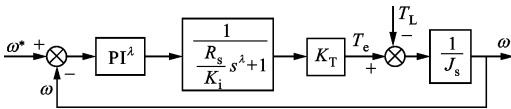


图2 转速控制系统框图

本文采用的三相异步电机参数为: 定子电阻 $R_s = 10.16 \Omega$, 转子电阻 $R_r = 5.876 \Omega$, 定子漏感 $L_{ls} = 29.52 \text{ mH}$, 转子漏感 $L_{lr} = 29.52 \text{ mH}$, 互感 $L_m = 411.5 \text{ mH}$, 转动惯量 $J = 0.001264 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 极对数 $p = 2$, 计算可得 $K = 729.0$ 。

2.2 控制器参数计算

2.2.1 整数阶控制器参数计算 采用工程设计的

方法设计电流环和转速环的整数阶控制器参数。根据受控电机参数, 电流环整数阶 PI 控制器为

$$C_{i1}(s) = 26.57 \left(1 + \frac{192.31}{s} \right) \quad (13)$$

校正后电流环截止频率 $\omega_{c1} = 500 \text{ rad/s}$ 。转速环整数阶 PI 控制器为

$$C_{s1}(s) = 0.4115 \left(1 + \frac{100}{s} \right) \quad (14)$$

校正后转速环截止频率 $\omega_c = 300 \text{ rad/s}$, 相位裕量 $\phi_m = 40.6^\circ$ 。

2.2.2 分数阶控制器参数计算 分数阶 PI^{λ_0} 控制器多出一个参数 λ_0 , 因此在相同的截止频率 ω_c 、相位裕量 ϕ_m 下, 分数阶控制器具有更灵活的参数调节范围。为了满足系统鲁棒性和稳定性, 增加增益鲁棒性准则来确定 λ_0 , 对于开环传递函数 $G(s)$, 其分数阶控制器参数整定准则如下。

相位裕量准则、幅值准则为

$$\angle[G(j\omega_c)] = \angle[C(j\omega_c)P(j\omega_c)] = -\pi + \phi_m \quad (15)$$

$$|G(j\omega_c)| = |C(j\omega_c)P(j\omega_c)| = 1 \quad (16)$$

为保证系统对增益变化的鲁棒性, 要求系统开环传递函数的相位伯德图在截止频率附近是平坦的, 即

$$\left. \frac{d(\angle[G(j\omega)])}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_c} = 0 \quad (17)$$

对于式(12)描述的控制对象, 选用分数阶 PI^{λ_0} 控制器

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{K_i}{s^{\lambda_0}} \right) \quad (18)$$

利用欧拉公式, 可计算幅值和相位分别为

$$|C(j\omega)| = K_p \left(\left(1 + K_i \omega^{-\lambda_0} \cos \frac{\lambda_0 \pi}{2} \right)^2 + \left(K_i \omega^{-\lambda_0} \sin \frac{\lambda_0 \pi}{2} \right)^2 \right)^{1/2} \quad (19)$$

$$\angle[C(j\omega)] = -\arctan \left(\frac{K_i \omega^{-\lambda_0} \sin(\lambda_0 \pi / 2)}{1 + K_i \omega^{-\lambda_0} \cos(\lambda_0 \pi / 2)} \right) \quad (20)$$

为简化叙述, 将式(12)中控制对象系数归一化, 考虑被控对象

$$P(s) = \frac{1}{s(T_s^\alpha + 1)} \quad (21)$$

利用欧拉公式, 可计算幅值和相位分别为

$$|P(j\omega)| = \frac{1}{\omega((T\omega^\alpha)^2 + 2T\omega^\alpha \cos(\alpha\pi/2) + 1)^{1/2}} \quad (22)$$

$$\angle[P(j\omega)] = -\frac{\pi}{2} - \arctan \left(\frac{T\omega^\alpha \sin(\alpha\pi/2)}{1 + T\omega^\alpha \cos(\alpha\pi/2)} \right) \quad (23)$$

则开环传递函数为

$$G(s) = C(s)P(s) \quad (24)$$

根据相位裕量准则,由式(20)、(23)可得 K_i 与 λ_0 的关系式

$$K_i = \frac{-B}{\omega_c^{-\lambda_0} \sin(\lambda_0 \pi/2) + \omega_c^{-\lambda_0} \cos(\lambda_0 \pi/2) B} \quad (25)$$

式中: $A = \arctan\left(\frac{T\omega_c^a \sin(\alpha\pi/2)}{1 + T\omega_c^a \cos(\alpha\pi/2)}\right)$; $B = \tan\left(A + \phi_m - \frac{\pi}{2}\right)$ 。

根据增益鲁棒性准则,可得 K_i 与 λ_0 的另一个关系式

$$K_i = \omega_c^{\lambda_0} (-C \pm (C^2 - 1)^{1/2}) \quad (26)$$

式中: $C = \cos\left(\frac{\lambda_0 \pi}{2}\right) - \frac{\lambda_0}{2D\omega_c} \sin\left(\frac{\lambda_0 \pi}{2}\right)$; $D =$

$$\frac{\alpha T \omega_c^{a-1} \sin(\alpha\pi/2)}{T^2 \omega_c^{2a} + 2T\omega_c^a \cos(\alpha\pi/2) + 1}$$

由式(25)、(26)可解出积分系数 K_i 与分数阶次 λ_0 ,再根据幅值准则可得比例参数 K_p 关于 K_i 、 λ_0 的表达式

$$K_p = \frac{\omega_c ((\omega_c^a T)^2 + 2\omega_c^a T \cos(\alpha\pi/2) + 1)^{1/2}}{((K_i \omega_c^{-\lambda_0})^2 + 2K_i \omega_c^{-\lambda_0} \cos(\lambda_0 \pi/2) + 1)^{1/2}} \quad (27)$$

2.2.3 分数阶控制器的设计结果 电流调节器稳态上要求无静差,动态上要求较小的超调量。综合考虑电流环的动静态性能,在相同的截止频率下,文中电流环积分阶次 λ 取为 0.98,则电流环分数阶 $I^{\lambda}D^{\alpha}$ 控制器为

$$C_{i2}(s) = 4\,486.3(s^{-0.98} + 0.005\,2s^{0.02}) \quad (28)$$

利用图解法,由式(25)~(27)可得在相同转速环截止频率、相位裕量下转速环分数阶控制器

$$C_{s2}(s) = 0.479\,1\left(1 + \frac{231.192\,2}{s^{1.132\,9}}\right) \quad (29)$$

2.3 分数阶控制器的数字实现

由于分数阶算子 s^{λ} 是无限维的,要对其进行仿真分析和工程应用,需要对其进行近似有理化和离散^[7]。在频段 (ω_b, ω_h) 内,对算子 s^{λ} 采用 Oustaloup 递推滤波器来实现,即

$$s^{\lambda} = K \prod_{k=-N}^N \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} \quad (30)$$

$$\left. \begin{aligned} K &= \omega_h^{\lambda}, \omega'_k = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b}\right)^{[k+N+0.5(1-\lambda)]/(2N+1)} \\ \omega_k &= \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b}\right)^{[k+N+0.5(1+\lambda)]/(2N+1)} \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

式中: $k=1, 2, \dots, N$; λ 为微积分阶次; $2N+1$ 为滤波器阶次。仿真时取 $N=2$,拟合的频率段选为

$10^{-4} \sim 10^4$ rad/s,拟合后的转速环控制器表达式为

$$C_{s2}(s) = [(1.64 \times 10^4)s^5 + (4.738 \times 10^6)s^4 + (4.822 \times 10^8)s^3 + (3.758 \times 10^9)s^2 + (7.599 \times 10^8)s + 3.767 \times 10^6] / [(3.401 \times 10^4)s^5 + (6.86 \times 10^6)s^4 + (3.391 \times 10^7)s^3 + (4.207 \times 10^6)s^2 + (1.31 \times 10^4)s^2 + 1] \quad (32)$$

转速环原分数阶控制器和近似后的控制器伯德图如图3所示。由图3可知,在实际系统中所关注的频率范围内近似效果较好。

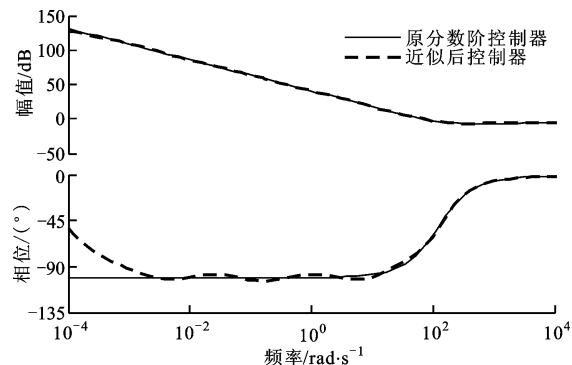


图3 原分数阶控制器和近似分数阶控制器伯德图

3 仿真研究

采用 Matlab/Simulink 对基于分数阶控制器和整数阶的异步电机矢量控制系统进行仿真,验证所提控制方法的有效性。参考转速 $\omega_r^* = 150$ rad/s,为了模拟实际系统,转速指令由斜坡函数给定,上升时间设为 0.115 s。两种控制系统的阶跃响应曲线如图4所示,可知全分数阶控制器具有较快的调节时间和较小的超调。

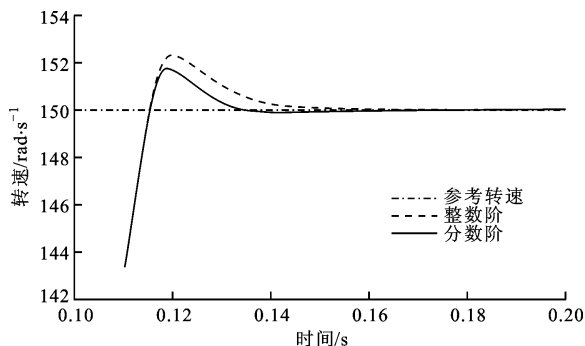


图4 整数阶与全分数阶控制器系统的阶跃响应

与采用整数阶 PID 控制器系统相比,采用全分数阶控制器系统的超调量减小了 24.84%,调节时间减少了 7.35%。采用全分数阶控制器系统的动态跟随性能优于采用整数阶控制器系统的。

采用 4 Hz 正弦波作为输入信号的系统速度跟随响应和跟随误差如图 5 所示。由图 5 可知,采用全分数阶控制器的跟随误差小于采用整数阶控制器的误差。

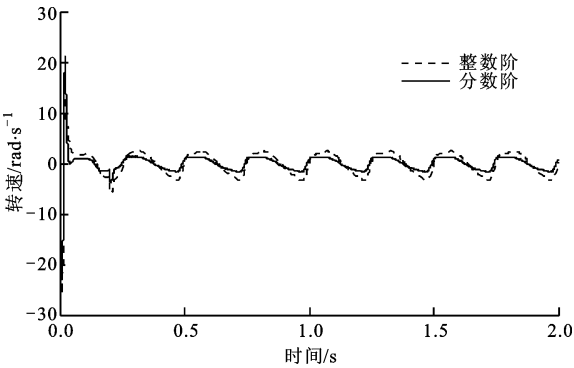


图 5 整数阶与全分数阶控制器系统的正弦波跟随响应和跟踪误差

在转速为 150 rad/s、增加 1 N·m 额定负载时的转速动态曲线如图 6 所示。由图 6 可知,采用全分数阶控制器系统的动态降落和恢复时间均优于采用整数阶控制器系统的。

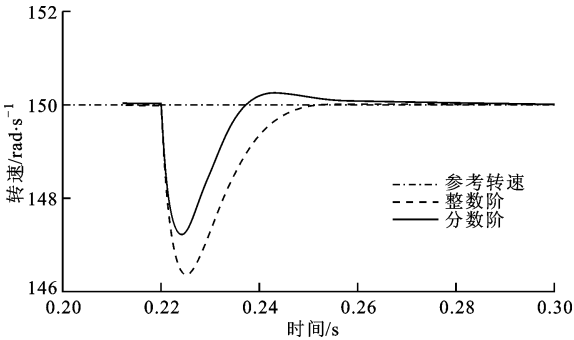


图 6 负载动态响应

与采用整数阶 PID 控制器系统相比,采用全分数阶控制器系统的动态降落减小 22.5%,恢复时间减少 37.04%。采用全分数阶控制器系统比采用整数阶控制器系统具有更好的抗扰性能和较强的鲁棒性。

4 实验结果及分析

实验验证采用 TI 公司的 TMS320F28069 DSP 控制器和 Marathon 感应电机实现控制算法,实验平台如图 7 所示。系统电流采样控制周期为 66.7 μ s,速度调节周期为 1 ms,逆变器直流母线电压约为 310 V。

研究阶跃信号为 1 200 r/min 时的系统跟随性能,响应曲线如图 8 所示。与采用整数阶 PID 控制器系统相比,采用全分数阶控制器系统的上升时间



图 7 异步电机控制实验平台

减少 10.97%,系统超调量减小 41.41%,调节时间减少 19.38%。实验结果表明,采用全分数阶控制器的矢量控制系统在阶跃响应时的动态性能明显优于采用整数阶控制器系统的。

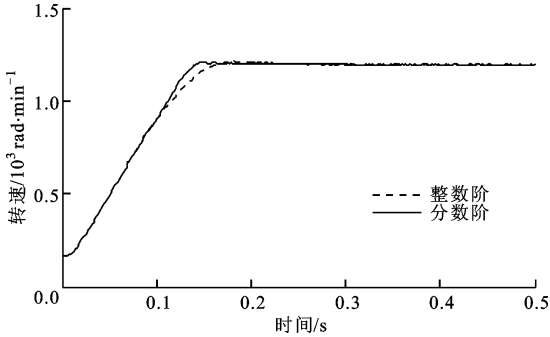


图 8 整数阶与全分数阶控制器系统的阶跃响应

5 结 论

本文主要研究了交流异步电动机全分数阶控制器的设计与实现方法。首先设计了基于分数阶 $P^{\alpha}D^{\alpha}$ 的电流环控制器,得到转速控制对象的分数阶传递函数模型,然后设计了分数阶 PI^{α} 转速环控制器。仿真与实验结果表明:与传统的控制方法相比,在负载突变时采用全分数阶控制器系统超调量减小 24.84%,调节时间减少 7.35%;在阶跃响应阶段,采用全分数阶控制器上升时间减小 10.97%,系统超调量减少 41.41%,调节时间减少 19.38%,说明本文所提方法具有较好的跟随和抗扰性能。

参考文献:

[1] CHIANG H H, HSU K C, LI I H. Optimized adaptive motion control through an SoPC implementation for linear induction motor drives [J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2015, 20(1): 348-360.
[2] 郑泽东,王奎,李永东,等.采用模型预测控制的交流电机电流控制器[J].电工技术学报,2013,28(11):118-123.

(下转第 121 页)