

基于反卷积计算的 BLDCM 电流跟踪控制器设计

王伟超, 王银河

(广东工业大学 自动化学院, 广东 广州 510006)

摘要: 针对电流反馈环的特点, 在保持电流环不变的前提下, 提出了一种基于反卷积计算的控制器设计方法. 该方法采用数字控制算法, 每一时刻控制量的大小与前时刻跟踪误差以及速度环控制器的输出大小直接相关, 具有反馈叠加前馈的结构形式. 仿真结果表明, 该控制设计方法能够使电流环输出有效地跟踪输入目标电流, 且具有超调量小、响应速度快、鲁棒性强等优点.

关键词: 无刷直流电机; 电流环; 反卷积; 仿真

中图分类号: TM33

文献标识码: A

文章编号: 1007-7162(2010)04-0081-04

在无刷直流电机调速控制过程中, 电流环是伺服系统中的一个重要环节, 它是提高伺服系统控制精度和响应速度、改善控制性能的关键, 电流环主要起稳定电流和抗电网电压波动的作用, 其主要控制过程是将速度环控制器的输出作为电流控制器的参考输入, 然后再利用电流环控制器的输出去控制电力电子变换器 UPE^[1], 通过负反馈作用实现 UPE 的输出电压跟踪电流控制器的参考输入电压之目标.

在传统的电流环控制设计中, 一般采用 PI 控制器, 在一般简单的应用场合, 这种控制器通常能够满足稳定电流的目的. 但是, 由于无刷直流电机本质上是一个多变量、非线性的系统, 仅靠 PI 控制器保证电流环输出跟踪速度环控制器的输出, 跟踪性能并不令人满意, 因此有必要讨论其它形式(非 PI 形式)的电流环控制设计方法.

随着现代控制理论的发展, 各种智能控制器也

被用于无刷直流电机的控制中, 如模糊控制、模型参考自适应、滑模变结构和神经网络等^[2-6]. 这些控制方法各有千秋, 但是, 上述方法也有计算量大、变结构控制容易产生抖振现象等缺点. 另一方面, 上述文献中的控制器已经不保持伺服系统的三环结构. 在工业应用中, 伺服系统的三环结构是经常见到的形式. 因此, 在保持三环结构的条件下设计相应的控制器具有重要的工程实践意义.

本文将针对伺服系统典型的三环结构框图, 对电流环内环进行推导简化, 提出一种基于反卷积算法的控制器设计方法, 通过与传统的 PI 控制进行仿真对比, 证明理论分析的有效性.

1 系统模型描述与电流环控制器设计

考虑带有三环结构的直流电机结构图, 如图 1 所示.

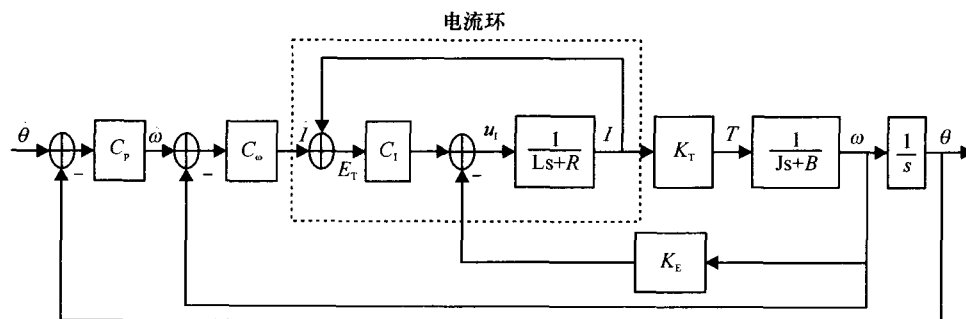


图1 直流电机三环结构图

图1中, 参数 L_s 、 R 、 J_s 、 B 、 K_T 、 K_E 分别表示直流电机的绕组等效电感、电阻、转子转动惯量、黏滞摩

擦系数、电机转矩系数和反电势系数; ω 、 θ 分别表示直流电机的转速和转角; $\hat{i} = \hat{i}(t)$ 表示速度环控制

收稿日期: 2010-06-28

作者简介: 王伟超(1984-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向无刷直流电机控制方法.

器 C_ω 的输出; $I = I(t)$ 表示电流环的输出; C_p 表示位置环控制器; C_i 表示电流环控制器。

本文的主要目的是为电流环设计控制器 C_i 以保证电流环的输出跟踪速度环控制器 C_ω 的输出。为简单起见,图1中省略了电流反馈滤波环节、限幅器以及 PWM 变换器。

考虑到篇幅,本文只考虑电流环设计控制器 C_i 的设计,不考虑位置环和速度环控制器的设计,因此现在的问题是:当输入 $\hat{i} = \hat{i}(t)$ 为任意有界光滑信号时,怎样设计电流环控制器 C_i 使 $e_i = e_i(t) \xrightarrow{t \rightarrow +\infty} 0$ 。

由结构图1容易得到:

$$I = \frac{1}{Ls + R}(u_i - K_E \omega) = \frac{1}{Ls + R}[C_i \hat{i} - (C_i + \frac{K_E K_T}{Js + B})I]. \quad (1)$$

由(1)可得

$$(Ls + R + C_i + \frac{K_E K_T}{Js + B})I = C_i \hat{i}. \quad (2)$$

因此,得到电流环关于输入 $\hat{i}$ 与输出 I 间的传递函数为

$$G_i(s) = \frac{I}{\hat{i}} = \frac{C_i(Js + B)}{(Ls + R)(Js + B) + C_i(Js + B) + K_E K_T}. \quad (3)$$

明显地,由于速度环与电流环的耦合影响,传递函数(3)右端直接与控制器的取法有关。因此,在 C_i 结构未确定的前提下,将公式(1)转换为状态空间表达式是困难的。这意味着,基于状态空间表达式的自适应、滑模变结构等控制设计方法难以应用于此。

另一方面,在通常的电流闭环反馈中,控制器 C_i 一般取 PI 形式,即 $C_i = K_1 + \frac{K_2}{s}$ 。显然,由于速度

环控制器 C_ω 的输出 $\hat{i} = \hat{i}(t)$ 往往会随着电机转速的要求发生变化(一般是非线性信号),因此参数 K_1 与 K_2 的一次性选取并不能保证电流环的输出 I 有效地跟踪 $\hat{i} = \hat{i}(t)$ 。在理论上,虽然采用自适应的方式实时调整参数 K_1 与 K_2 可以达到跟踪误差渐近收敛到零,但是,由于相应的自适应律算法比较复杂,因此控制的实时性难以得到保证。

记 $E_i = \hat{i} - I$ (相应地记 $e_i(t) = \hat{i}(t) - i(t)$),由(2)得:

$$(Ls + R + \frac{K_E K_T}{Js + B})I = C_i E_i. \quad (4)$$

式(4)两边同时减去 $(Ls + R + \frac{K_E K_T}{Js + B})\hat{i}$ 得

$$(Ls + R + C_i + \frac{K_E K_T}{Js + B})E_i = (Ls + R + \frac{K_E K_T}{Js + B})\hat{i}. \quad (5)$$

因此,关于误差 E_i 的传递函数为

$$G_{E_i}(s) = \frac{E_i}{\hat{i}} = \frac{(Ls + R)(Js + B) + K_E K_T}{(Ls + R)(Js + B) + K_E K_T + C_i(Js + B)}. \quad (6)$$

由误差传递函数(6)得:

$$E_i = \hat{i} - \frac{Js + B}{(Ls + R)(Js + B) + K_E K_T} C_i E_i. \quad (7)$$

容易看出,只要取

$$C_i E_i = Ls \hat{i} + R \hat{i} + \frac{K_E K_T}{Js + B} \hat{i}, \quad (8)$$

即可保证 $e_i = e_i(t) \xrightarrow{t \rightarrow +\infty} 0$ 。

对(8)进行 Laplace 逆变换得

$$c_i(t) * e_i(t) = L \frac{d\hat{i}(t)}{dt} + \hat{i}(0) + R \hat{i}(t) + h(t) * \hat{i}(t). \quad (9)$$

其中 $h(t) = L^{-1}(\frac{K_E K_T}{Js + B}) = \frac{K_E K_T}{J} \exp(-\frac{B}{J}t)$, $c_i(t) = L^{-1}(C_i)$, $e_i(t) = L^{-1}(E_i)$, $\hat{i}(t) = L^{-1}(\hat{i})$; $c_i(t) * e_i(t)$ 表示函数卷积运算: $c_i(t) * e_i(t) = \int_0^t c_i(t - \tau) e_i(\tau) d\tau$ 。

式(9)中的 $c_i(t)$ 即为电流环控制器的时域表示形式。由于式(9)右端的信号是已知的,跟踪误差信号 $e_i(t)$ 可以实时得到,因此从理论上说,控制器 $c_i(t)$ 完全由式(9)确定。考虑到连续情形时的反卷积运算的复杂性,采用控制器 $c_i(t)$ 的离散形式,因而本文设计的电流环控制器是数字形式的。

另一方面,从式(9)可以看出,本文在电流环控制器 C_i 的设计上,主要采用反卷积的算法。这种算法实时地依赖跟踪误差和速度环控制器 C_ω 的输出 $\hat{i}(t)$,因而本质上蕴涵了反馈叠加前馈的思想。由于前馈可以有效地抵消非线性影响以及能够在跟踪过程中提供参考信号预期的信息,因此与 PI 控制方式相比较,这种控制算法具有跟踪速度快、精度高以及抗干扰能力强等特点。

2 电流环控制器的数值算法

利用卷积和差分公式^[7],式(9)可以离散化为

$$c_i(t) * e_i(t) \approx T_s \sum_{m=1}^n c_i(m) e_i(n-m) \approx$$

$$\frac{L}{T_s} [\hat{i}(n) - \hat{i}(n-1)] + \hat{i}(0) +$$

$$R \hat{i}(n) + T_s \sum_{m=1}^n h(m) \hat{i}(n-m). \quad (10)$$

其中, T_s 为采样步长; n 为时间长度; $c_i(m) = c_i(mT_s)$; $e_i(n-m) = e_i[(n-m)T_s]$; $h(m) = h(mT_s)$; $\hat{i}(n-m) = \hat{i}[(n-m)T_s]$.

由式(10)可以看出,计算 $c_i(n)$ 需要用到 n 时刻以前的跟踪误差 $e_i(n-k)$, $k=1,2,\dots,n-1$, 这些误差可以通过离散化关于输入 $C_i E_i$ 和输出 I 的公式(4)得到. 由于参考信号 $h(m)$ 、 $\hat{i}(m)$ 都是已知的, 因此电流闭环控制器的数值递推算法最终可以利用式(10)得到计算.

在实施上列算法时有两点需要值得注意: 一是 $c_i(n)$ 的每步计算都需要 $e_i(0)$ 作为除数, 因而需要在控制器运行之前事先介入一个常值误差输入, 以免初始运行出现大的偏差; 二是 $c_i(n)$ 的每步计算都需要参考信号 $\hat{i}(m)$ 的导数信号, 这往往会导入高频噪声, 因此需要在前馈通道上加入适当的低通滤波器.

3 仿真

在仿真中, 选用如下的直流电机参数^[9]进行仿真.

$L=0.0085\text{ H}$; $R=2.875\text{ }\Omega$; $J=0.8 \times 10^{-3}(\text{kg} \cdot \text{m}^2)$; $B=1 \times 10^{-3}(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s})$; $K_T=1.2(\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{A}^{-1})$; $K_E=0.7(\text{V} \cdot \text{rad}^{-1} \cdot \text{s})$; 按照上述算法, 给出相应的 M 函数. 对仿真模型进行幅值为 20A 的阶跃输入和正弦、方波信号输入, 普通 PI 控制和基于反卷积计算的控制响应如图 2、图 3 和图 4 所示.

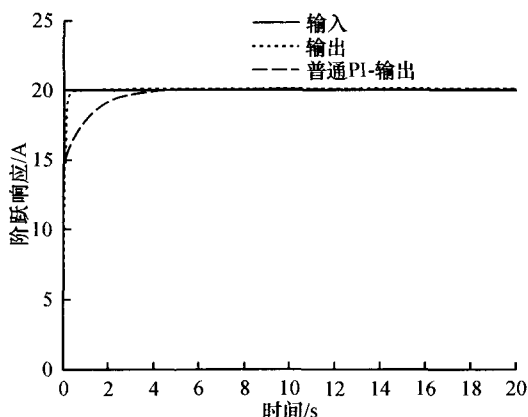


图2 阶跃函数参考输入跟踪结果

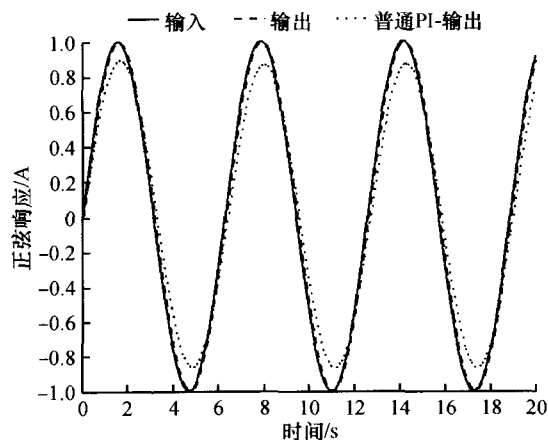


图3 正弦参考输入跟踪结果

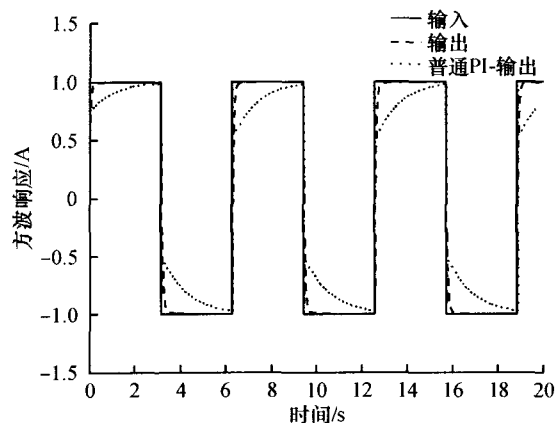


图4 方波参考输入跟踪结果

由图 2、图 3 和图 4 可知, 采用反卷积计算的电流跟踪误差要比采用传统控制的小, 即控制的精度要优于传统 PI 控制, 而且响应的速度快. 因此采用这种新型的控制器能够实现直流电机输出电流对目标电流的准确跟踪, 提高了系统的抗干扰能力和鲁棒性.

4 结论

常见的电流控制方法存在对电机参数变化的敏感性问题, 本文阐述的基于反卷积计算的设计方法, 对电流内环进行了设计, 不仅能够保证电流整个动态过程的鲁棒性, 而且响应速度快、超调量小. 同时, 该方法计算量小, 便于实现电流的数字化控制.

参考文献:

- [1] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [2] 纪志成, 薛花, 董富红. 无刷直流电机调速系统间接模型参考自适应控制[J]. 电机与控制学报, 2004, 8(3): 224-

- 228.
- [3] 姜卫东,王群京,陈军,等. 无刷直流电机的神经网络控制器的仿真研究[J]. 系统仿真学报,2003,15(3):453-456.
- [4] Wang Y F, Xia C L, Zhang M H, et al. Adaptive speed control for brushless DC motors based on genetic algorithm and RBF neural network [C] // IEEE International Conference on Control and Automation, China, 2007, 1219-1222.
- [5] Xia Changliang, Liu Junhua, Wei Yu, et al. Variable structure control of BLDCM based on extended state observe [C] // International Conference on Medhatronice & Automation Niagara Falls, Canada, 2005, 2:568-571.
- [6] 马瑞卿,刘卫国. 无刷直流电机电流控制方法研究[J]. 微电机,2009,42(04):42-45.
- [7] 文德智,李正宏,蒋世伦. 时幅连续信号数值反卷积方法及其应用[J]. 原子能科学技术,2008,42(05):385-389.
- [8] 夏长亮. 无刷直流电机控制系统[M]. 北京:科学出版社,2009.

The Design of Current Tracking Controllers of BLDCM Based on Deconvolution

Wang Wei-chao, Wang Yin-he

(Faculty of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract: According to the trait of the current feedback loop, it proposes a novel method of designing controllers with the current feedback loop, based on deconvolution. The numerical control scheme was used, and the amplitude of controllers was directly related to the previous tracking error and the output of the speed loop controller, with the structure of feedback with feedforward. The simulation results show that the controller enables the output of current loop to track the objective electric current and that it has such features of smaller overshoot, rapid response speed and robustness.

Key words: Brushless DC motor; loop of current; deconvolution; simulation

(上接第64页)

The Design of Preamplification Circuit for Low Noise Human Body Infrared Detectors

Du Xiao-wei, Pan Yong-xiong, Zhang Qing-min, Zheng Ling-xiao

(Faculty of Physics and Optoelectronic Engineering, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract: With regard to the flaw of the preamplification circuit for common infrared detectors, it proposes the design of a double output differential amplifier circuit after analyzing the output signals of the pyroelectric infra-red sensor, based on the A/D conversion technology. The amplifier circuit is supplied single power, resorting to the signal processing by MCU. The experimental results show that the amplifier circuit can effectively reduce the influence of common-mode noise inside the detector and the wave motion of environmental temperature on output signals, and that the frequency and amplitude of output signals reveal information on the velocity and direction of the human body's movement.

Key words: Pyroelectric Infra-red Sensor; A/D conversion; Differential amplifier; common-mode noise