

# 分段式滑模变结构无刷直流电机直接转矩控制\*

朱俊杰<sup>1,2</sup>, 粟梅<sup>1</sup>, 王湘中<sup>2</sup>, 马林<sup>2</sup>

(1. 中南大学信息科学与工程学院 长沙 410083; 2. 中南林业科技大学计算机与信息工程学院 长沙 410004)

**摘要:** 针对无刷直流电机直接转矩控制策略中反电动势获取困难的特点,提出了一种分段式滑模变结构反电动势状态重构的直接转矩控制方法。滑模变结构控制在本质上的不连续开关特性将会引起系统的抖振,指出了滑模变结构控制在实际控制系统中当滑模输入误差在较小范围内时产生抖振的原因,提出了采用分段式滑模变结构状态重构的方法抑制系统抖振并重构反电势。根据电磁转矩与反电势、磁链的关系,采用电压空间矢量的控制方法实现了无刷直流电机的直接转矩控制。由于滑模变结构控制与系统参数变化和外界干扰无关,因此滑模变结构控制系统的鲁棒性要比常规连续系统强。实验结果验证了分段式滑模变结构控制能有效改善系统的抖振问题,并进一步提高了系统的快速性与鲁棒性。

**关键词:** 直接转矩控制; 滑模变结构控制; 状态观测器; 电压空间矢量; 磁链估算

中图分类号: TM383 TH73 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 470.40

## Direct-torque-control of brushless DC motors based on segmented sliding-mode-variable-structure

Zhu Junjie<sup>1,2</sup>, Su Mei<sup>1</sup>, Wang Xiangzhong<sup>2</sup>, Ma Lin<sup>2</sup>

(1. School of Information Science & Engineering, Central South University, Changsha 410083, China; 2. School of Computer & Information Engineering, Central South University of Forestry and Technology, Changsha 410004, China)

**Abstract:** Aiming at the difficulty of acquiring back-EMF (electromotive force) information in direct-torque-control (DTC) strategy for brushless DC motor, a DTC method based on back-EMF state reconstruction of segmented sliding-mode-variable-structure (SMVS) is presented. The intrinsic discontinuous switching characteristics of SMVS may lead to system vibration and electromagnetic torque ripple. In this paper, the cause of the system vibration for small input error of SMVS is pointed out and analyzed. Then, a state reconfiguration method based on segmented SMVS is proposed to reconstruct back-EMF and restrain system vibration. According to the relationship between electromagnetic torque, back EMF and flux linkage, the voltage-space-vector control scheme is adopted to achieve the DTC of the brushless DC motor. Being irrelevant to the system parameter variation and external disturbance, the segmented sliding mode variable structure control system can achieve better robustness than other conventional continuous systems. Simulation results show that the presented method is effective in tackling system vibration, and the system robustness and fastness are also improved.

**Keywords:** direct-torque-control (DTC); sliding-mode-variable-structure (SMVS) control; state observer; voltage-space-vector; flux linkage estimation

## 1 引言

一般情况下,在对永磁无刷直流电机 (brushless DC

motor, BLDCM) 进行分析时,总是假设其反电动势波形为梯形波,平顶宽度为 $120^\circ$ 。由于电机在制造过程中,可能发生转子充磁不充分、绕组不对称等工艺问题,实际的永磁无刷直流电机反电动势波形很难实现理想的梯形波。

收稿日期: 2013-03 Received Date: 2013-03

\* 基金项目: 国家 863 计划(2009AA05Z209)、国家自然科学基金(61174125)、湖南省自然科学基金(12JJ3042) 资助项目

因此,如果采用电流、转速双闭环控制,会产生较大的低频转矩脉动和较差的动态性能<sup>[1-3]</sup>。直接转矩控制作为一种高性能的无刷直流电机控制策略,可以有效地抑制低频转矩脉动,同时由于直接转矩是直接控制转矩,与由电流、转速构成的双闭环控制相比较它能获得更快的转矩响应速度。

直接转矩控制策略关键技术是如何准确、实时地获得定子磁链和电机转矩。由电机理论可知,无刷直流电机的电磁转矩可以通过反电动势、相电流以及角速度计算求得。其中相电流、角速度可以通过相应传感器进行测量,但是反电动势的获取比较困难。文献[4]提出无刷直流电机的直接转矩控制方案,分别控制转矩和磁链,改善了低频转矩脉动和转矩动态性能;文献[5-7]将电压空间矢量引入到无刷直流电机的直接转矩控制中,实现了无刷直流电机的磁链控制和转矩控制的结合;文献[8-9]分析了传统的反电动势滑模观测器及相应的转矩观测结果受定子电感/电阻参数偏差的影响程度,提出了自适应滑模状态观测器,进一步提高了系统的鲁棒性;文献[10]采用滑模变结构状态观测器来估算反电动势波形和采用扩展型卡尔曼滤波器估算转速,两者共同实现无刷直流电机的直接转矩控制,提高了无刷直流电机直接转矩控制的稳定性和鲁棒性。文献[11-14]均对直接转矩控制提出了很好的控制方法,但都存在控制方法较复杂等问题。

以上研究存在反电动势提取困难或没有考虑滑模变结构控制中滑模输入误差在较小范围内时产生抖振对系统

造成的不利影响。本文根据状态观测器理论和变结构控制理论提出了一种分段式滑模变结构反电动势重构的方法获取反电动势,根据电磁转矩与反电势、磁链的关系,采用电压空间矢量的控制方法实现了无刷直流电机的直接转矩控制。通过 MATLAB/SIMULINK 对系统进行了仿真研究,在此基础上完成了无刷直流电机试验平台的搭建,实验结果表明,本文提出的控制方法能准确、快速地重构并提取反电动势,实现了无刷直流电机的直接转矩控制,有效解决了系统抖振并提高了系统的抗干扰性能。

## 2 总体方案设计

图 1 为本文提出的分段式滑模变结构无刷直流电机直接转矩控制方框图。分段式滑模变结构状态观测器完成对电机反电动势的重构与提取,空间矢量开关状态选择器完成对三相逆变电源 6 个开关管通断的控制。在三相六状态控制方式下磁链的旋转空间可以分为 6 个区段,根据系统的实际需求,给定角速度和定子磁链,合理设计转矩容差和磁链容差。通过电流传感器和 2 路 A/D 转换器获得 a、b 两相电流,由转速测量装置获知电机转速,根据定子磁链与转矩计算公式对转矩与磁链进行实时估算,通过迟滞比较器完成对实时转矩与磁链的追踪。根据迟滞比较器输出结果,结合磁链所在扇区,选择相应的电压空间矢量控制逆变器 6 开关通断,输出相应的电压与电流,实现对无刷直流电机的直接转矩控制。

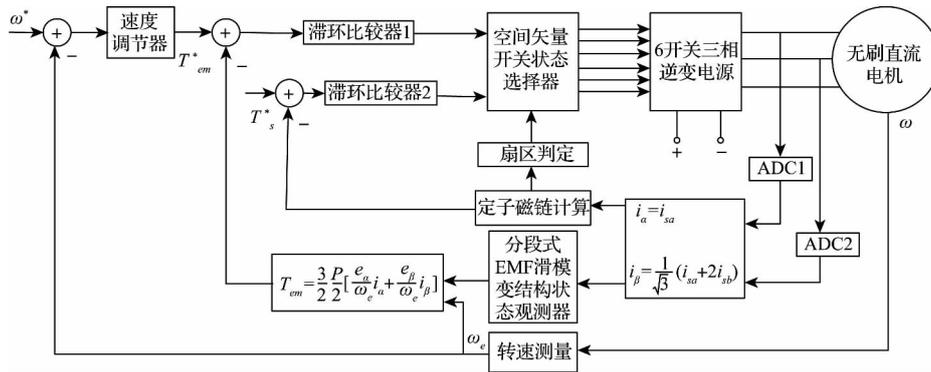


图 1 分段式滑模变结构无刷直流电机直接转矩控制

Fig. 1 Diagram of the DTC of brushless DC motor based on segmented sliding-mode variable structure

## 3 BLDCM 直接转矩控制

### 3.1 BLDCM 转矩计算

BLDCM 无刷直流电机在  $\alpha\beta$  两相静止坐标系下电磁转矩<sup>[10]</sup> 如式(1)所示:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \left( \frac{e_\alpha}{\omega} i_\alpha + \frac{e_\beta}{\omega} i_\beta \right) \quad (1)$$

式中:  $T_e$  为电机电磁转矩,  $p$  为转子极对数,  $\omega$  为转子的机械角速度,  $i_\alpha, i_\beta, e_\alpha, e_\beta$  分别为  $\alpha\beta$  静止坐标系下的定子电流和绕组反电动势。从 BLDCM 电磁转矩表达式可以看出: 转矩的计算与转子极对数、定子电流、转子角速度以及反电动势有关。其中转子极对数是恒定的, 定子电

流和转子角速度可以通过相应的传感器直接进行测量，但反电动势获取困难。

### 3.2 基于滑模变结构反电势状态观测器的设计

BLDCM 在  $\alpha\beta$  两相静止坐标系下的状态方程可以表示为：

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (2)$$

式中： $x = [i \ \rho]^T = [i_\alpha \ i_\beta \ \rho_\alpha \ \rho_\beta]^T$  为系统状态变量  $y = [i_\alpha \ i_\beta]^T$  为系统输出变量  $u = [u_\alpha \ u_\beta]^T$  为系统输入量，其中： $A = [-R/L \ 0 \ -1/L \ 0 \ 0 \ -R/L \ 0 \ -1/L \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$  为系数矩阵； $B = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]^T$  为输入矩阵； $C = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]$  为输出矩阵。

根据式(2)，采用状态观测器的方法，建立基于滑模变结构的反电势状态观测器：

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + Bu + K\text{sgn}(y - \tilde{y}) \quad (3)$$

式中： $K = \begin{bmatrix} k_1 & 0 & -k_1 h_1 & 0 \\ 0 & k_2 & 0 & k_2 h_2 \end{bmatrix}^T$   $k_1, k_2, h_1, h_2$  为滑模增益， $\text{sgn}$  为符号函数， $\tilde{x}$  为观测量。

将定子电流作为系统的输出，即  $y = i$ ，可将式(2) 改写为：

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + Bu + K\text{sgn}(i - \tilde{i}) \quad (4)$$

式(4) 减去式(2)，得到观测误差方程：

$$\dot{\tilde{x}} - \dot{x} = A(\tilde{x} - x) + K\text{sgn}(i - \tilde{i}) \quad (5)$$

选取电流的观测误差为滑模面：

$$s = i - \tilde{i} = 0 \quad (6)$$

根据滑动模态存在的条件，选择变结构控制函数为符号函数： $V = \text{sgn}(s)$

由滑模变结构控制理论可知：

$$s^T \cdot \dot{s} < 0 \quad (s \neq 0) \quad (7)$$

即观测器进入滑模的条件。

从式(5) 和式(6) 求出  $\dot{s}$ ，代入式(7)，求得  $k_1, k_2$  的取值条件：

$$\begin{cases} k_1 < -\frac{|\tilde{e}_\alpha - e_\alpha|}{L} \\ k_2 < -\frac{|\tilde{e}_\beta - e_\beta|}{L} \end{cases} \quad (8)$$

根据式(8) 反映的条件，只要将  $-k_1, -k_2$  的值取得足够大，可以保证所设计的观测器进入滑模状态。根据等效输入控制理论，电流观测误差及其导数都等于零，代入式(4) 矩阵的前2行计算可得：

$$\begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} \text{sgn}(i - \tilde{i}) = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \tilde{e}_\alpha - e_\alpha \\ \tilde{e}_\beta - e_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

将式(9) 代入式(5) 式中矩阵的后2行，得到反电势观测误差满足：

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{e}}_\alpha - \dot{e}_\alpha \\ \dot{\tilde{e}}_\beta - \dot{e}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -h_1 k_1 & 0 \\ 0 & -h_2 k_2 \end{bmatrix} \text{sgn}(i - \tilde{i}) = -\frac{1}{L} \begin{bmatrix} h_1 & 0 \\ 0 & h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{e}_\alpha - e_\alpha \\ \tilde{e}_\beta - e_\beta \end{bmatrix} \quad (10)$$

由式(10) 可知，当  $h_1 > 0, h_2 > 0$ ，反电势观测误差  $\tilde{e}_\alpha - e_\alpha, \tilde{e}_\beta - e_\beta$  将以指数的形式收敛到零。因此通过选取合适的  $h_1, h_2$ ，可以使得反电势的观测值收敛到实际值。

### 3.3 分段式滑模变结构控制器的设计

虽然滑模控制与参数变化和系统的外干扰无关，其鲁棒性要比一般常规的连续系统强，但是滑模控制存在抖振问题，尤其是在滑模输入误差范围很小时抖振问题比较明显。如图2所示，当系统进入滑模状态后，且滑模误差很小时，系统运动从B点直接跳到B'点，这样在运动到原点的过程中，是在滑模面X两边跳动的形式趋近原点的，从而产生明显的抖振。为了解决这一问题，本文采用准滑模控制原理，用饱和函数取代符号函数，即在滑模输入误差很小时，作线性化处理。如图2所示，当系统进入滑模状态后，在滑模误差不是很小时，运行特征是与符号函数一致，当滑模误差小到一定程度时，系统运动以某一斜率从A点运动到A'点。

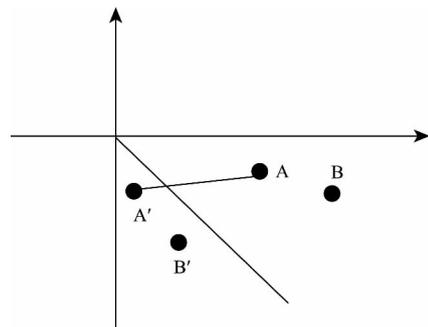


图2 滑模控制轨迹图

Fig.2 Trajectory diagram of sliding-mode control

本文选择的饱和函数如式(11)：

$$u = \text{ksat}(s) = \begin{cases} +k(s > \delta) \\ k/\delta(|s| \leq \delta) \\ -k(s < -\delta) \end{cases} \quad \text{其中: } \delta > 0 \quad (11)$$

式中： $\delta$  为边界层参数，当滑模运动点（即滑模输入误差）在边界层外时，切换控制起到符号函数作用，当滑模运动点在边界层上或内时，则是线性化起到控制作用，分段式滑模状态观测器如图3所示。

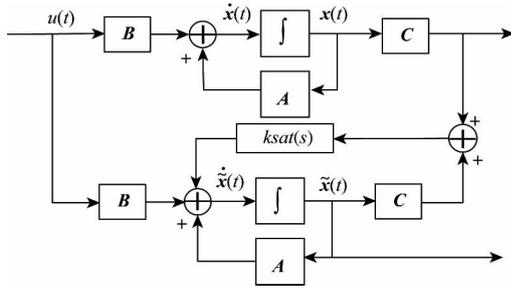


图 3 分段式滑模状态观测器

Fig. 3 Segmented sliding-mode state observer

### 4 磁链控制

#### 4.1 电压空间矢量与磁链、转矩的关系

在直接转矩控制中,最基本的控制方法就是通过选择电压空间矢量来控制定子磁链的旋转速度,控制磁链走走停停,以改变定子磁链的平均速度,从而改变磁通角的大小,最终达到控制电机转矩的目的。在这个过程中,定子磁链的计算、定子磁链所在的位置以及电压空间矢量对电机磁链和转矩的控制是关键。

#### 4.2 定子磁链的计算

无刷直流电机在  $\alpha\beta$  两相静止坐标系下电压方程<sup>[10]</sup>如式(12)所示,其中  $\psi_{r\alpha}$ 、 $\psi_{r\beta}$  分别为  $\alpha\beta$  静止坐标系下的定子磁链; $\theta_e$  为转子的磁链所在方向与  $\alpha$  轴所形成的夹角。

$$\begin{aligned} u_{s\alpha} &= R_{s\alpha} i_{s\alpha} + p\psi_{s\alpha} \\ u_{s\beta} &= R_{s\beta} i_{s\beta} + p\psi_{s\beta} \end{aligned} \quad (12)$$

对式(12)两边移向积分后得:

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - Ri_{s\alpha}) dt \\ \psi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - Ri_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (13)$$

定子磁链方程可以表示为:

$$\begin{cases} \psi_s = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \\ \theta = \arctan \frac{\psi_{s\alpha}}{\psi_{s\beta}} \end{cases} \quad (14)$$

表 2 开关表

Table 2 Switch table

转矩 T	定子磁链 $\psi$	扇区/电压空间矢量					
		I	II	III	IV	V	VI
1	1	V(100001)	V(001001)	V(011000)	V(010010)	V(000110)	V(100100)
	0	V(001001)	V(011000)	V(010010)	V(000110)	V(100100)	V(100001)
	-1	V(011000)	V(010010)	V(000110)	V(100100)	V(100001)	V(001001)
0	1	V(100001)	V(001001)	V(011000)	V(010010)	V(000110)	V(100100)
	0	V(000000)	V(000000)	V(000000)	V(000000)	V(000000)	V(000000)
	-1	V(011000)	V(010010)	V(000110)	V(100100)	V(100001)	V(001001)

无刷直流电机的磁链轨迹与 6 个开关状态形成的磁链扇区和电压矢量关系如图 4 所示。

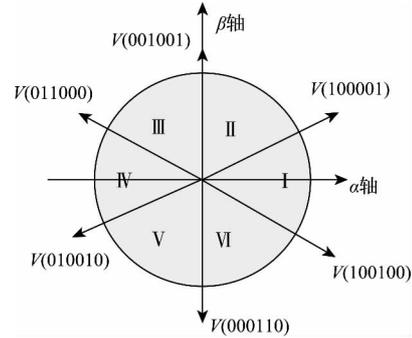


图 4 磁链扇区和电压矢量关系图

Fig. 4 Stator flux linkage sectors and voltage vector

根据  $\psi_{sa}$ 、 $\psi_{s\beta}$ 、 $\theta$  的大小和符号以及扇区图判断定子磁链  $\psi_s$  所在区域。设  $\psi_s$  与  $\alpha$  轴的夹角  $\theta$ ,由定子磁链方程  $\sin \theta = \psi_{s\beta} / \psi_s$ ,可得磁链所在扇区判定表,如表 1 所示。

表 1 扇区判定表

Table 1 Decision table of sector location

$\psi_{sa}$	$\sin \theta = \psi_{s\beta} / \psi_s$	$\theta$	扇区
$\psi_{sa} \geq 0$	$-1/2 \leq \sin \theta \leq 1/2$	$11\pi/6 \leq \theta \leq \pi/6$	I
	$1/2 \leq \sin \theta \leq 1$	$\pi/6 \leq \theta \leq \pi/2$	II
$\psi_{sa} \leq 0$	$-1 \leq \sin \theta \leq -1/2$	$3\pi/2 \leq \theta \leq 11\pi/6$	VI
	$1/2 \leq \sin \theta \leq 1$	$\pi/2 \leq \theta \leq 5\pi/6$	III
$\psi_{sa} \leq 0$	$-1/2 \leq \sin \theta \leq 1/2$	$5\pi/6 \leq \theta \leq 7\pi/6$	IV
	$-1 \leq \sin \theta \leq -1/2$	$7\pi/6 \leq \theta \leq 3\pi/2$	V

#### 4.3 6 开关管通断设计

根据转矩滞环比较器的输出、定子磁链滞环比较器的输出以及定子磁链所在扇区(I, ..., VI),综合电压空间矢量对定子磁链和转矩的控制原理来设计开关表。转矩采用二值滞环比较器,比较器输出为 1 时,表示要增加转矩,比较器输出为 0 时,表示减小转矩。磁链采用三值滞环比较器,比较器输出为 1 时,表示要增加磁链,比较器输出为 0 时,表示保持磁链不变,迟滞器输出为 -1 时,表示要减小磁链。6 开关管通断设计如表 2 所示。

### 5 实验结果

#### 5.1 仿真实验结果

在 MATLAB/SIMULINK 下对传统的直接转矩控制和本文提出的分段式滑模变结构直接转矩控制分别进行了仿真研究。本文中无刷直流电机控制系统的基本参数选取为: 极对数  $p = 4$ , 额定功率  $P_N = 3 \text{ kW}$ , 额定电流  $I_N = 20 \text{ A}$ , 额定转速  $n_N = 2000 \text{ r/min}$ , 定子相电阻  $R = 0.44 \text{ } \Omega$ , 定子电感  $L = 1.7 \text{ mH}$ 。滑模观测器中参数  $k_1 = k_2 = -5000$ ,  $h_1 = h_2 = 5$ 。在仿真实验过程中, 0.12 s 时施加  $8 \text{ N}\cdot\text{m}$  的负载, PI 调节器中积分系数  $k_i = 2$ , 比例系数  $k_p = 0.013$ 。

图 5、6 分别为给定转速在  $2000 \text{ r/min}$  时相电流与转矩波形。其中图 5(a)、图 6(a) 分别使用符号函数作为滑模变结构控制函数时的相电流与转矩波形, 图 5(b)、图 6(b) 分别为使用饱和函数作为滑模变结构控制函数时的相电流与转矩波形。仿真结果表明改进后的系统反应速度更快。图 7 为给定转速设定在  $2000 \text{ r/min}$ , 并在  $0.12 \text{ s}$  时突然增加负载转矩时转速波形。其中图 7(a) 为传统的控制方法, 转速的超调量约为  $22.5\%$ , 调整时间为  $0.04 \text{ s}$ 。图 7(b) 为改进后系统转速波形, 超调量降低到  $11\%$ , 调整时间缩短到  $0.02 \text{ s}$ 。运行过程中在  $0.12 \text{ s}$  时突然施加  $8 \text{ N}\cdot\text{m}$  的负载转矩, 传统控制方法转速产生了较大的波动, 转速下降达  $220 \text{ r/min}$ , 下降率达  $12.5\%$ , 且要经过  $0.02 \text{ s}$  才能回到给定速度。改进后系统转速只有微小的下降, 仅下降约  $50 \text{ r/min}$ , 只需经过  $0.01 \text{ s}$  就能回到给定速度。仿真结果表明, 本文提出的基于分段式滑模变结构的直接转矩控制系统有效地提高了系统快速性和鲁棒性。

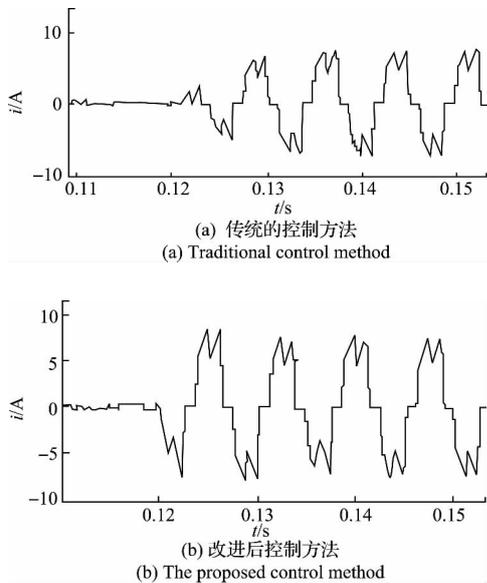


图 5 电机相电流波形对比

Fig. 5 Comparison of motor phase current waveforms

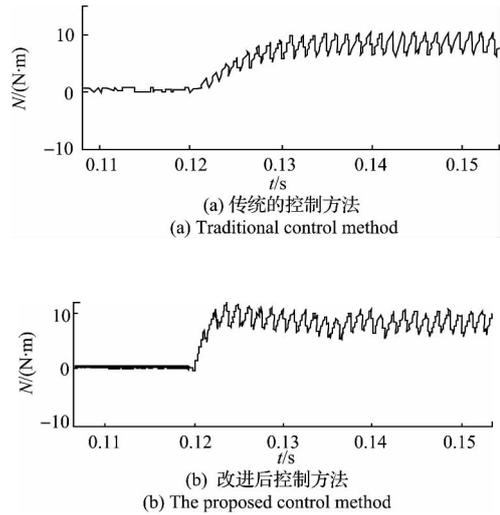


图 6 转矩波形对比

Fig. 6 Comparison of electromagnetic torque waveforms

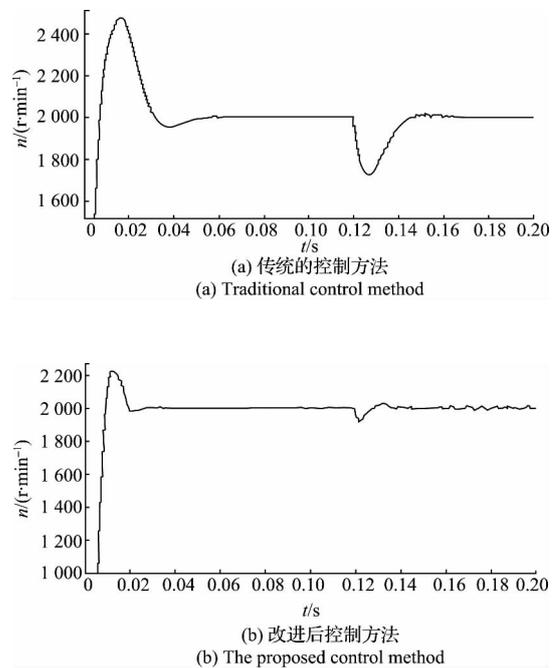


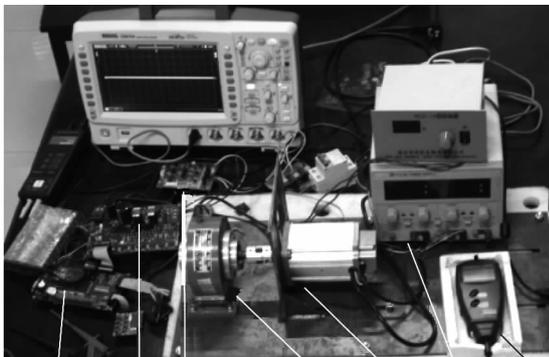
图 7 转速波形对比

Fig. 7 Comparison of rotation speed waveforms

#### 5.2 实验结果

如图 8 所示, 本文以 TMS320F2812 为核心搭建了分段式滑模变结构无刷直流电机直接转矩控制系统实验平台<sup>[15-17]</sup>。实验平台由无刷直流电机本体、DSP (TMS320F2812) 控制板、功率驱动板、磁粉制动器、测量仪器等构成。实验过程中采用 H\_PWM-L\_PWM 调制方式, PWM 调制载波频率为  $20 \text{ kHz}$ , 脉冲周期设置为

0.02 s, 电机参数如表 3 所示。磁粉制动器为本电机试验系统负载, 在磁粉制动器中通入激磁电流 0.1 A, 即设定负载转矩为 1 N·m。图 9 为基于分段式滑模变结构无刷直流电机直接转矩控制反电势波形, 图(a)、(b)为转速分别为 1 600 r/m、2 500 r/m 时由滑模变结构状态观测器重构反电势波形, 从图可知系统运行稳定, 实验结果验证了本文提出控制方法的可行性。



TMS320F 2812控制板 功率驱动板 反电势检测电路 无刷直流电机 磁粉制动器 直流电源 转速表

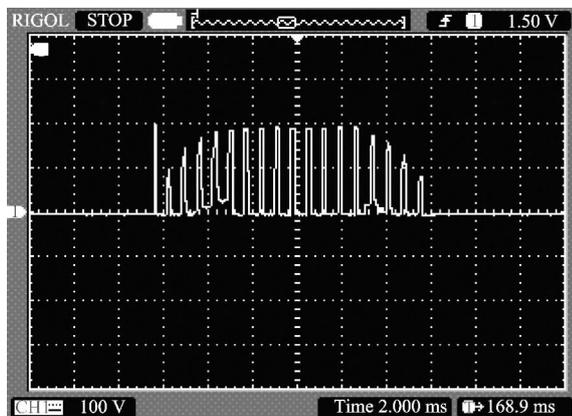
图 8 电机试验平台

Fig. 8 Experimental motor test bed

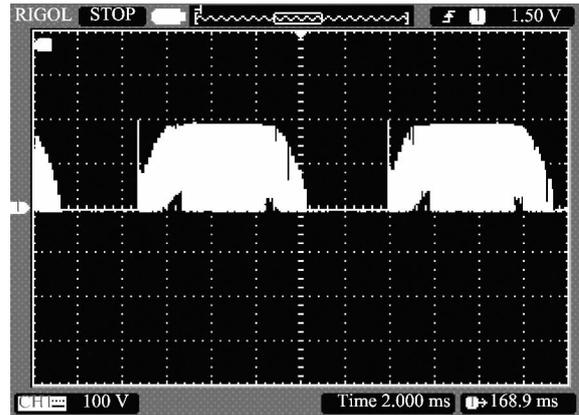
表 3 电机参数

Table 3 Motor parameters

参数	参数值
型号	DT80BL145-3130
额定功率/W	550
额定电压/V	310
额定转速/ $n_N/(r \cdot \text{min}^{-1})$	3 000
额定扭矩/(N·m)	1.8
电机极对数	4



(a) 1 600 r/m时反电势波形  
(a) EMF waveform at 1 600 r/m



(b) 2 500 r/m时反电势波形  
(b) EMF waveform at 2 500 r/m

图 9 基于分段式滑模变结构控制反电势波形

Fig. 9 EMF waveforms based on segmented sliding-mode variable structure control

## 6 结 论

本文提出了一种基于分段式滑模变结构的反电动势状态观测器完成对反电势重构与提取的方法, 在此基础上完成了无刷直流电机的直接转矩控制。该方法能有效地间接重构出反电动势, 从而实现无刷直流电机的直接转矩控制。与传统的直接转矩控制方法相比, 本系统进一步提高了系统的快速性与鲁棒性。

## 参考文献

[1] 夏长亮, 张茂华, 王迎发. 永磁无刷直流电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(6): 104-109.  
XIA CH L, ZHANG M H, WANG Y F. The direct torque control for permanent magnet brushless DC motors [J]. Proceedings of the CSEE 2008 28(6): 104-109.

[2] 张磊, 瞿文龙, 陆海峰. 非理想反电势无刷直流电机转矩直接控制方法[J]. 清华大学学报, 2007, 47(10): 1570-1573.  
ZHANG L, QU W L, LU H F. Torque direct control method for BLDC motors with non-ideal back EMF waveforms [J]. Journal of Tsinghua University 2007 47(10): 1570-1573.

[3] 李自成, 程善美, 秦忆. 线反电势检测无刷直流电机转子位置方法[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(12): 96-100.  
LI Z CH, CHEN SH M, QIN Y. Novel rotor position detection method of line back EMF for BLDCM [J]. Electric Machine and Control 2010, 14(12): 96-100.

- [4] LIN D ,ZHOU P ,CENDES Z J. In-depth study of the torque constant for permanent-magnet machines [J]. IEEE Trans. on Magnetics 2009 45( 12) : 5383-5387.
- [5] LIU Y ZHU Z Q ,HOWE D. Direct torque control of brushless DC drives with reduced torque ripple [J]. IEEE Trans. on Industry Applications 2005 41( 2) : 599-608.
- [6] 高瑾,胡育文,黄文新. 六边形磁链轨迹的无刷直流电机直接自控制[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27( 15) : 64-69.  
GAO J ,HU Y W ,HUANG W X. The direct self control of brushless DC motor based on the hexagon locus of stator flux linkage [J]. Proceedings of the CSEE , 2007 , 27( 15) : 64-69.
- [7] 高瑾,胡育文,黄文新. 超空间矢量下的无刷直流电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27( 24) : 97-101.  
GAO J ,HU Y W ,HUANG W X. The direct torque control of brushless DC motor based on the hyper space vector [J]. Proceedings of the CSEE 2007 27( 24) : 97-101.
- [8] 郭鸿浩,周波,左广杰,等. 无刷直流电机反电势自适应滑模观测[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31( 21) : 142-149.  
GUO H H ,ZHOU B ,ZUO G J ,et al. Adaptive sliding-mode observer for back electromotive force estimation of brushless DC motor [J]. Proceedings of the CSEE , 2011 , 31( 21) : 142-149.
- [9] 郭鸿浩,周波,左广杰,等. 无刷直流电机转矩观测与电感自适应辨识[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31( 33) : 151-158.  
GUO H H ,ZHOU B ,ZUO G J ,et al. Torque estimation and adaptive inductance identification for a brushless DC motor [J]. Proceedings of the CSEE , 2011 , 31( 33) : 151-158.
- [10] LIU Y ZHU Z Q ,HOWE D. Instantaneous torque estimation in sensorless direct-torque-controlled brushless DC motors [J]. IEEE Trans. on Industry Applications 2006 , 42( 5) : 1275-1283.
- [11] 罗宏浩,吴峻,赵宏涛,等. 永磁无刷直流电机换相控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28( 24) : 108-112.  
LUO H H ,WU J ,ZHAO H T ,et al. Commutation control of permanent brushless DC motors [J]. Proceedings of the CSEE 2008 28( 24) : 108-112.
- [12] SHI T N ,GUO Y T ,SONG P ,et al. A new approach of minimizing commutation torque ripple for brushless DC motor based on DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics 2010 57( 10) : 3483-3490.
- [13] AGHILI F. Ripple suppression of BLDC motors with finite driver/amplifier bandwidth at high velocity [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology , 2011 , 19( 2) : 391-397.
- [14] FANG J CH ,LI H T ,HAN B CH. Torque ripple reduction in BLDC torque motor with nonideal back EMF [J]. IEEE Transactions on Power Electronics , 2012 , 27 ( 11) : 4630-4637.
- [15] 朱俊杰,栗梅,王湘中,等. 无位置传感器无刷直流电机闭环三段式启动策略[J]. 仪器仪表学报, 2013 , 34( 1) : 173-179.  
ZHU J J ,SU M ,WANG X ZH ,et al. Closed-loop 3-steps start-up strategy for brushless DC motor without position sensor [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument , 2013 , 34( 1) : 173-179.
- [16] 朱俊杰,栗梅,陈程,等. 无刷直流电机反电势过零检测新方法[J]. 仪器仪表学报, 2013, 34( 2) : 441-447.  
ZHU J J ,SU M ,CHEN CH ,et al. A novel BEMF zero-crossing detecting method for brushless DC motor [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument 2013 34( 2) : 441-447.
- [17] 张昌凡,黄宜山,邵瑞. 基于观测器的感应电机故障检测方法及应用[J]. 仪器仪表学报, 2011, 32( 6) : 1337-1343.  
ZHANG CH F ,HUANG Y SH ,SHAO R. Fault detection method and application of induction motor based on observer [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument , 2011 , 32( 6) : 1337-1343.

### 作者简介



朱俊杰,分别于1996和2004年在湖南大学获得学士和硕士学位,现为中南大学博士研究生,主要研究方向为电力电子技术及电机与控制。

E-mail: wenke03@163.com

**Zhu Junjie** received B. Sc. and M. Sc. degrees both from Hunan University in 1996 and 2004, respectively. He is currently working toward Ph. D. degree in electrical engineering in Central South University. His current research interests include power electronics, motor and control.



栗梅,分别于1989、1992、2005年获中南大学学士、硕士、博士学位,现为中南大学教授、博士生导师,主要研究方向为矩阵变换器、电机驱动以及风能转化系统。

E-mail: sumeicsu@mail.csu.edu.cn

**Su Mei** received B. Sc., M. Sc., and Ph. D. degrees all from Central South University in 1989, 1992, and 2005, respectively. Since 2006, she has been a professor and Ph. D. supervisor in School of Information Science and Engineering, Central South University. Her research interests include matrix converter adjustable speed drive and wind energy conversion system.