

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2107363

# 无位置传感器无刷直流电机换相误差校正系统研究<sup>\*</sup>

朱俊杰, 黄海燕

(中南林业科技大学计算机与信息工程学院 长沙 410004)

**摘要:**针对传统无位置传感器无刷直流电机控制技术存在换相误差这一问题,本文提出了一种基于转子角度观测器的换相误差闭环校正方法。在系统分析换相误差产生机理的基础上,通过建立  $u_i$  转子角度观测器模型,在线实时获取电机转子位置,将电机总换相误差归一化为反电势与相电流间的相位差,并进行校正。相较于传统无位置传感器控制技术,本文提出的方法可以在较宽的电机转速范围内进行换相误差精准校正,并具有较高的鲁棒性。仿真与实验结果表明,基于本文提出换相误差校正策略能获得精准换相点,转矩脉动明显降低,尤其是在换相期间,校正后相电流脉动从 42% 减小到 18% 左右。

**关键词:** 无刷直流电机; 无位置传感器; 转子角度观测; 换相误差校正

**中图分类号:** TM464 TH122 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4024

## Study on the commutation error correction system of position sensorless brushless DC motor

Zhu Junjie, Huang Haiyan

(College of Computer and Information Engineering, Center South University of Forestry and Technology, Changsha 410004, China)

**Abstract:** To deal with commutation error in conventional position-sensorless control technology of the brushless DC motor, a closed-loop correction method based on rotor angle observer is proposed. By the systematic analysis of the commutation error mechanism, a rotor angle observer model is formulated to achieve the rotor position in real time. The total commutation error of the motor could be normalized to the phase difference between the back EMF and the phase current for correction. Compared with the traditional position-sensorless control technology, the proposed method can accurately correct the commutation error in a wide range of motor speed and have the advantage of higher robustness. Extensive simulation and experiment results show that the proposed commutation error correction strategy can obtain accurate commutation points and significantly reduce the torque ripple. Especially, during the commutation period, the phase current ripple after correction is decreased from 42% to about 18%.

**Keywords:** brushless direct current motor; position sensor less; rotor angle observation; error rectification

## 0 引言

无刷直流电机采用电子换相电路取代传统有刷直流电机的机械换向装置,在保持原有基本性能基础上,进一步提高其高效可靠性,扩展了应用范围,在航天航空、汽车驱动、家用电器以及工控自动化等行业受到广泛青睐。一台高性能的无刷直流电机,通常需要精确的检测转子磁极位置以产生恒定的定子磁场,目前应用较多的位置

传感器主要为霍尔式传感器和光电式传感器。位置传感器通常存在着以下弊端:1)高精度的传感器往往价格昂贵,增加了控制系统的成本;2)内置式的传感器,会增大电机体积,限制电机在空间受限的场景中应用;3)增加机轴摩擦,同时接口连线容易引入误差,降低系统整体可靠性;4)在环境严苛的条件下,传感器极易受损,整个系统将无法正常工作。

基于上述问题,采用无位置传感器控制技术,可以降低系统成本,简化制造工艺,扩大应用范围,是目前研究

收稿日期:2021-01-10 Received Date:2021-01-10

<sup>\*</sup> 基金项目:国家自然科学基金青年基金(61703441)、湖南省自然科学基金面上项目(2020JJ4948)、湖南省教育厅重点研发项目(19A511)资助

人员广泛关注的热点方向<sup>[1-7]</sup>。无刷直流电机无位置传感器控制策略可以分为反电势过零点法、反电势三次谐波法、反电势积分法、磁链估算法、以及续流二极管导通检测法等。文献[8]提出通过比较断开相端电压与构造中性点电压,得到电机换相点,在脉宽调变(pulse-width modulation, PWM)开通和关断区间均能实现换相控制,但是该方法在低速时难以检测,且输出电压需要进行滤波,易造成相位滞后,换相不准确。文献[9]采用模拟相电压代替端电压作为检测信号,通过数字信号处理器(digital signal processor, DSP)对三次谐波信号进行锁相并实现换相时刻估计,可以对滤波电路带来的信号滞后进行灵活补偿,但是该方法在低速时,三次谐波严重畸变,无法正确估计电机转子位置,同时在电机在大动态下,也易出现位置估计失败。文献[10]对非导通相反电势逻辑电平进行积分,当积分比值达到设置阈值时得到电机换相时刻点,可以改善反电势法应用于电机位置估计的低速性能,但是存在积分误差累积的问题。文献[11]通过构造反应电机转子位置的磁链函数,利用该函数值对转子位置进行估计,进而控制电机换相,由于该磁链函数值与转速无关,因此可以有效扩展低速检测范围,但是此方法对电机内部参数依赖较大,鲁棒性差,且计算量复杂,参数变化等都容易引起估计误差。

虽然无位置传感器控制策略能有效克服机械位置传感器带来的换相弊端,但在换相位置精度上还有很大发展空间。文献[12]分析了端电压差与位置信号误差关系,通过控制端电压对称,采用比例积分控制器调节反电势过零点延时角度,实现相位补偿。文献[13]利用换相前后电流对称性,采用无模型自适应控制(model free adaptive control, MFAC)方式对换相前后电流幅值偏差进行实时校正。文献[14]针对电机高低不同速段采用两段式误差补偿策略,在中高速段采用变换线电压和迟滞比较器,在低速段通过变换线电压和低通滤波器分别对换相信号进行修正。文献[15]分析了虚拟电压差信号与反电势三次谐波具有同频同过零点的特性,以换相前后虚拟电压差积分面积等值为控制目标,采用同频滤波器联合二阶广义积分锁相环(synchronous-frequency filter incorporating the second-order generalized integrator based phase-locked loop, SFF-SOGI-PLL)获取实时转子位置信号,可以避免换相过程中电压脉冲带来的换相不准确。文献[16]通过  $dq$  坐标变化检测计算得到电机定子磁链信号,磁链过零点即为电机换相位置点,并采用锁相环(phase-locked loop, PLL)结构对位置信号误差进行校正。

本文针对无刷直流电机换相过程中,电流相位超前或滞后带来的电机换相误差,建立起基于  $u_i$  模型的转子角度观测器,通过检测电机任意一相电压电流,估计出

转子角度位置。根据电机定子磁链滞后于反电势  $90^\circ$  电角度这一特性,由定子磁链与相电流积分间相位差得到电机换相总误差角度,进而对估计转子角度进行进一步修正,通过扇区判断得到电机理想换相逻辑,控制电机正确的换相。通过理论分析和实验证明,该控制策略能有效给出电机换相位置信号,并对电机转子角度进行精确修正,提高电机运行性能。

## 1 无刷直流电机数学模型及换相误差分析

### 1.1 电机数学模型

图1为三相逆变器和无刷直流电机内部等效电路图,图2为理想条件下,平顶宽度为  $120^\circ$  的梯形波反电势和电流关系图。假设电机三项绕组对称,定子内表面电枢绕组均匀分布,气隙磁场为方波。则电机定子三相绕组电压方程为<sup>[17]</sup>:

$$\begin{bmatrix} u_{A0} \\ u_{B0} \\ u_{C0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $u_{A0}, u_{B0}, u_{C0}$  分别为三相定子相电压;  $i_A, i_B, i_C$  分别为三相定子电流;  $e_A, e_B, e_C$  分别为三相相反电势;  $R$  为绕组电阻;  $L$  为绕组电感。

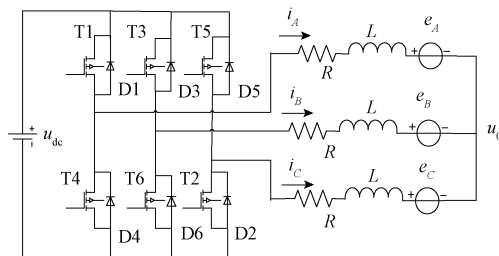


图1 无刷直流电机等效电路

Fig. 1 The equivalent circuit of the BLDC motor

### 1.2 电机换相误差分析

以电机 B 相为非换相相为例,对应图 2 中  $2\pi/3 \sim 4\pi/3$  区间。当 B、C 相导通, A 相悬空时,即导通区间为  $2\pi/3 \sim \pi$ ,此时,电流  $i_A = 0, i_B = -i_C$ ,三相端电压满足:

$$\begin{cases} u_A = Ri_A + L \frac{di_A}{dt} + e_A + u_0 = e_A + u_0 \\ u_B = Ri_B + L \frac{di_B}{dt} + e_B + u_0 = u_{dc} \\ u_C = Ri_C + L \frac{di_C}{dt} + e_C + u_0 = 0 \end{cases} \quad (2)$$

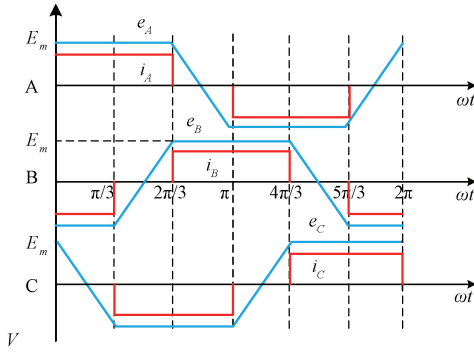


图2 理想反电势与电流关系

Fig. 2 Relationship between ideal back EMF and current waveform

其中,  $u_{dc}$  为直流母线供电电压;  $u_0$  为电机定子绕组中性点电压。联合式(1)和(2), 可推导出在  $2\pi/3 \sim \pi$  导通区间内, 有:

$$u_{BC} = u_{dc} = B(i_B - i_C) + Lp(i_B - i_C) + (e_B - e_C) \quad (3)$$

式中:  $p$  为微分算子。由于 B、C 相电流大小相等方向相反, 进一步推导可得关于 B 相电流表达式为:

$$Ri_B + Lpi_B = \frac{u_{dc} + e_B + e_C}{2} \quad (4)$$

对式(4)两边进行拉普拉斯变换, B 相电流可整理为:

$$I_{B(s)} = \frac{u_{dc} - e_B + e_C}{2s(R + sL)} (2\pi/3 \sim \pi) \quad (5)$$

当电机在理想条件下换相时, 电流为标准方波, 以换相点  $\omega t = \pi$  为例, 电机从 BC 相换相到 BA 相, 即 C 相下桥臂换相到 A 相上桥臂, 此时

$$e_B = -e_A = -e_C \quad (6)$$

为便于分析, 假设在每一换相时刻, 开通相电流能在换相瞬态突增至目标值, 同时关断相电流跃变为 0 (理想状态下)。下面将讨论当电机出现超前或滞后换相时, 反电势与电流的变化情况。

#### 1) 超前换相

如图 3 所示为超前换相下的相电流和反电势波形, 将换相误差角定义为  $\alpha$ , 图 3 中虚线为理想换相位置, 实线为超前换相点。由于超前换相的存在, 换相瞬间将不会发生在  $\omega t = \pi$  处, 而是提前至  $\omega t = \pi - \alpha$ 。此时的反电势大小关系为:

$$e_B = -e_C > -e_A (\pi - \alpha \sim \pi) \quad (7)$$

同时从图 3 可以看出, 由于换相电流的脉动所产生的电流尖峰, 将会使换相瞬间电流幅值大于一般导通期的电流幅值, 以 B 相电流为例:

$$I_{B(s)} = \frac{u_{dc} - e_B + e_C}{2s(R + sL)} (\pi - \alpha \sim \pi) >$$

$$\frac{u_{dc} - e_B + e_C}{2s(R + sL)} (\pi - 4\pi/3 - \alpha) \quad (8)$$

同理在其他换相点, 电流峰值也会发生同样的变化:

$$I_{B(s)} = \frac{u_{dc} - e_B + e_C}{2s(R + sL)} \left( \frac{2\pi}{3} - \alpha \sim \frac{2\pi}{3} \right) >$$

$$\frac{u_{dc} - e_B + e_C}{2s(R + sL)} \left( \frac{2\pi}{3} \sim \pi - \alpha \right) \quad (9)$$

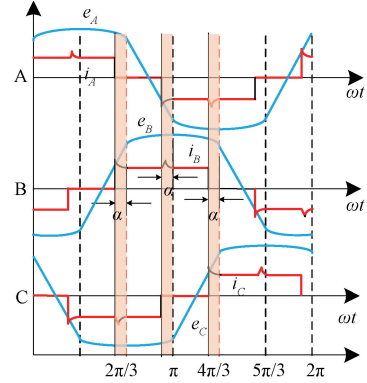


图3 超前换相时相电流与反电势波形

Fig. 3 Phase current and back EMF waveform when commutating in advance

#### 2) 滞后换相

如图 4 所示为滞后换相下的相电流和反电势波形, 虚线为理想换相位置, 实线为滞后换相点。在滞后换相的影响下, 换相瞬间由理想位置  $\omega t = \pi$  延迟至  $\omega t = \pi + \alpha$ , 此时的反电势大小关系为:

$$e_B = -e_A > -e_C (\pi - \pi + \alpha) \quad (10)$$

换相瞬间的电流幅值以及延迟时间会随电流脉动增加而增加:

$$I_{B(s)} = \frac{u_{dc} - e_B + e_C}{2s(R + sL)} \left( \frac{2}{3}\pi + \alpha \sim \pi \right) <$$

$$\frac{u_{dc} - e_B + e_C}{2s(R + sL)} (\pi - \pi + \alpha) \quad (11)$$

$$I_{B(s)} = \frac{u_{dc} - e_B + e_C}{2s(R + sL)} \left( \pi + \alpha \sim \frac{4}{3}\pi \right) <$$

$$\frac{u_{dc} - e_B + e_C}{2s(R + sL)} \left( \frac{4}{3}\pi - \frac{4}{3}\pi + \alpha \right) \quad (12)$$

## 2 无位置传感器换相误差校正策略

### 2.1 转子角度计算

目前关于无位置传感器转子位置检测法研究较为成熟的方法是反电势过零点法, 通过检测悬空相电压与直

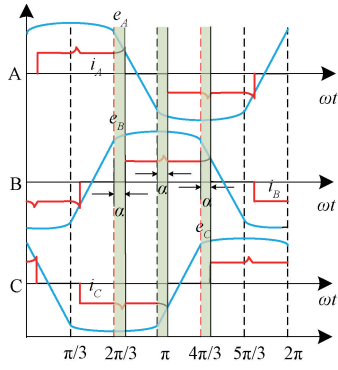


图4 滞后换相时相电流与反电势波形

Fig. 4 Phase current and back EMF waveform when commutating delay

流母线电压进行比较,得到反电势过零点,再延迟  $30^\circ$  电角度即为电机换相点,因该方法简单可行,无需额外硬件电路,而受到广泛关注。但是该方法在不同的 PWM 调制方式控制下,由于二极管的续流问题,对于不同开关状态下的悬空相电压需要与不同的阈值进行比较,才能得到理想反电势过零点,同时在电机运行过程中,悬空相无法直接确定,以及存在软件延迟误差等一系列问题,限制了该方法的广泛应用。

针对这一问题,本文建立了基于  $u_i$  模型的转子角度观测器,通过检测任意一相电压电流,以及电机转速,可直接观测得到电机转子角度。以 A 相导通为例:

$$\frac{di_A}{dt} = -\frac{R}{L}i_A - \frac{K_e}{L}\frac{d\theta_r}{dt} + \frac{1}{L}u_{A0} \quad (13)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{K_a}{J}i_A - \frac{B}{J}\omega \quad (14)$$

式中:  $J$  为转动惯量;  $B$  为阻尼系数;  $K_b$  为转矩常数;  $K_e$  为反电势系数;  $\omega$  为电机转速;  $\theta_r$  为电机实际转子角度。选择电流、转速与转子角度为状态变量,即  $x_1 = i_A$ ,  $x_2 = \omega$ ,  $x_3 = \theta$ , 令  $\dot{x}_3 = x_2$ ,  $y = x_3$  系统状态方程和输出方程分别为:

$$\dot{x}_1 = -\frac{R}{L}x_1 - \frac{K_e}{L}x_2 + \frac{1}{L}u_{A0} \quad (15)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{K_a}{J}x_1 - \frac{B}{J}x_2 \quad (16)$$

根据系统状态方程与输出方程,构建系统状态空间模型如图 5 所示。

此时由基于  $u_i$  模型的转子角度观测器所检测出来的电机转子角度中,尚包含了电机换相误差角度的存在,因此还需要对误差角进行进一步的判定,通过与电机实际转子角度进行比较,进而得到理想的转子位置,最终进行准确的换相。

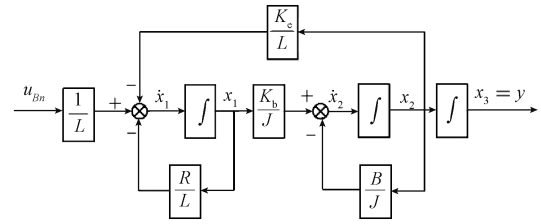


图5 系统状态空间模型

Fig. 5 System state space model

## 2.2 换相误差角度计算

造成电机换相误差的因素众多,有由电机固定安装因素带来的误差,滤波器延时误差,软件估算误差,计算误差等,综合电机各种误差因素影响,主要表现为电机相电流与反电势之间的相位差。但是由于反电势无法直接测量,因此本文考虑从与反电势成  $90^\circ$  相位差的转子磁链  $\Psi$  入手,并将电流进行积分,得到同样滞后于相电流  $90^\circ$  的电流积分信号,通过比较磁链与电流积分信号间的相位差即为电机总的换相误差。

当电机从强拖启动状态切换到无位置传感器运行状态时,定子绕组上压降远远小于反电势,因此其大小可以忽略不计,得到定子磁链表达式为(同样以 A 相为例):

$$\Psi_A = \int U_A dt - LI_A \quad (17)$$

其中,  $\Psi$  为定子磁链。再通过相位鉴相器,即可得到磁链与电流积分间的相位差,即为电机总的换相误差角度,如图 6 所示。

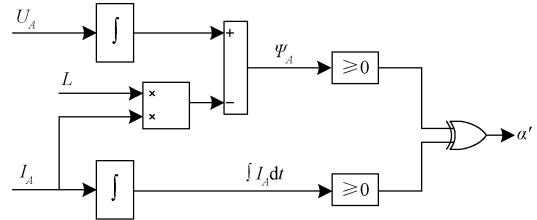


图6 相位鉴相器

Fig. 6 XOR gate phase detector

## 2.3 转子位置误差校正控制系统设计

完整的无位置传感器无刷直流电机换相误差校正控制系统结构框图如图 7 所示。

通过转子检测模块得到的实际转子角度  $\theta_r$ , 与鉴相器模块得到电机总误差角度  $\alpha'$  比较,得到电机理想转子位置  $\theta$ , 即  $\theta = \theta_r - \alpha'$ , 然后通过扇区判断给出电机正确的换相逻辑输送给前端逆变器控制二极管通断,进而实现正确的换相控制。同时整个控制系统采用转速电流双闭环控制结构,使电机动态响应更快,抗干扰能力更强,运行更为稳定精确。



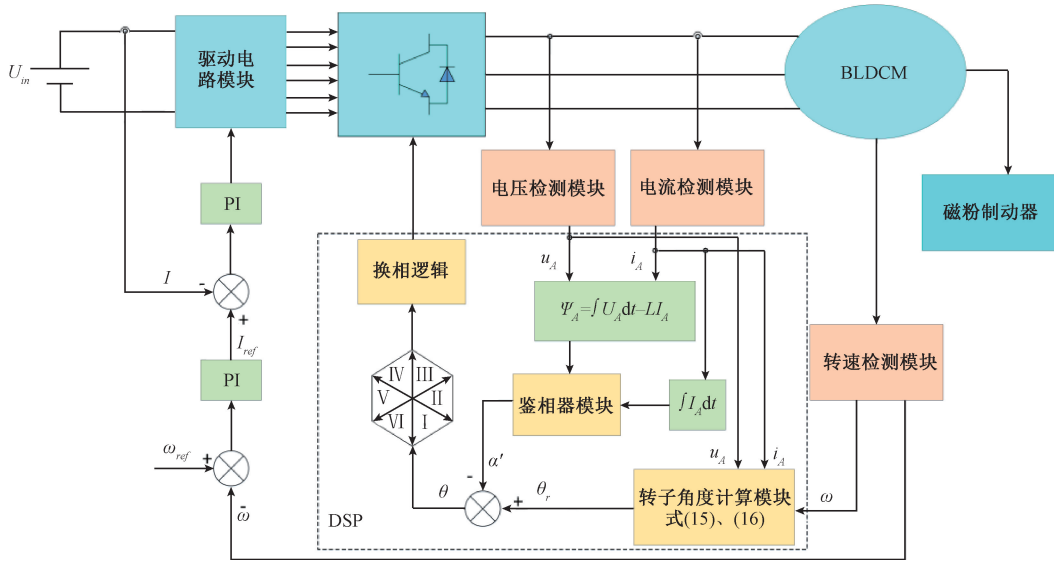


图7 控制系统结构框图

Fig. 7 The structure diagram of the control system

### 3 仿真与实验

#### 3.1 仿真结果

根据上文推导的无位置传感器检测原理和误差校正方法,在 Matlab/Simulink 平台搭建的无位置传感器无刷直流电机换相误差校正控制系统仿真模型。电机采用永磁同步电机反电势为梯形波模块,极对数为 8,额定电压为 36 V,  $J = 0.8 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$  是转动惯量,  $B = 0.2 \times 10^{-3} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s/rad}$  是阻尼系数,反电势系数为

$K_e = 0.053 \text{ V} \cdot \text{s/rad}$ , 而转矩常数为  $K_b = 0.065 \text{ N} \cdot \text{m/A}$ 。

图 8、9 分别为转速在 3 000 r/min、500 r/min 下,传统控制策略和本文控制策略仿真波形图。其中,图 8(a)、图 9(a) 为传统校正策略电流积分与磁链仿真波形图,图 8(c) 和图 9(c) 分别为传统校正策略相电流与相反电势仿真波形图;图 8(b) 和图 9(b) 为本文校正策略电流积分与磁链仿真波形图,图 8(d) 和图 9(d) 为本文校正策略相电流与相反电势仿真波形图。图中  $\alpha'$  为电流积分与转于磁链间的相位差。

由图 8(a)、9(a) 可以发现,在电机转速越高的情

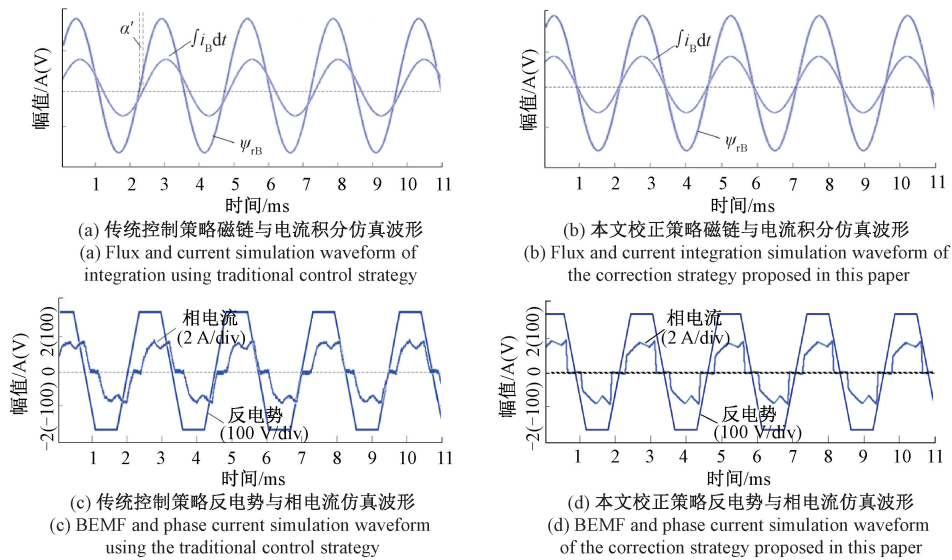


图8 3 000 r/min 时仿真波形

Fig. 8 Simulation waveforms at 3 000 r/min

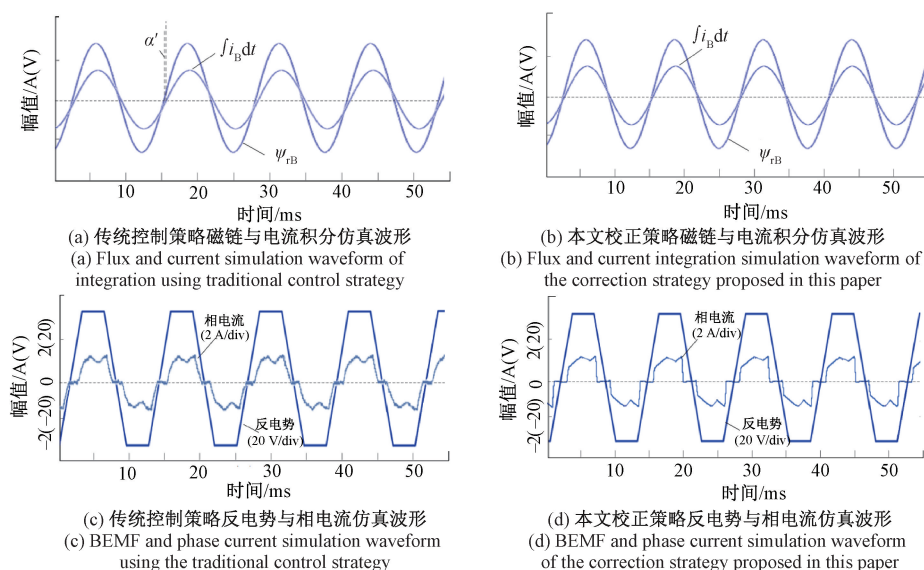


图9 500 r/min 时仿真波形

Fig. 9 Simulation waveforms at 500 r/min

况下,由于误差的累积,出现的相位差也越大。当电机存在一定的换相误差时,可以看到在图8(c)、9(c)图电流波形脉动明显,尤其在换相期间,相较于加入校正策略后的电流波形,抖动较大。图8(b)和图9(d)与图8(b)和图9(d),在加入了本文提出的换相误差校正策略后,换相误差得到明显修正,电流波形更加光滑,波动情况明显降低。仿真结果表明:本文提出的无位置传感器检测法能有效检测到无刷直流电机转子位置,反电势和电流波形符合理论分析的梯形波和方波;基于该无位置传感器检测法的换相误差校正策略,对电机换相误差起到了较好的修正作用,同时电流波动减小,一定程度上降低了电机

的转矩脉动。

### 3.2 实验结果

为进一步验证本文方法的有效性,搭建了如图10的无刷直流电机硬件控制系统平台<sup>[16]</sup>。主要由以下3部分组成,无刷直流电机本体、磁粉制动器和控制电路。电机参数如表1所示。本文控制电路以DSP芯片TMS320F2812为核心,包含了三相逆变桥、信号检测、A/D转换以及键盘控制等模块,可以实现转子角度计算、相电压电流积分处理、误差校正和转速电流环等功能。磁粉制动器为制动装置,调节控制转矩,同时作为平台负载使用。

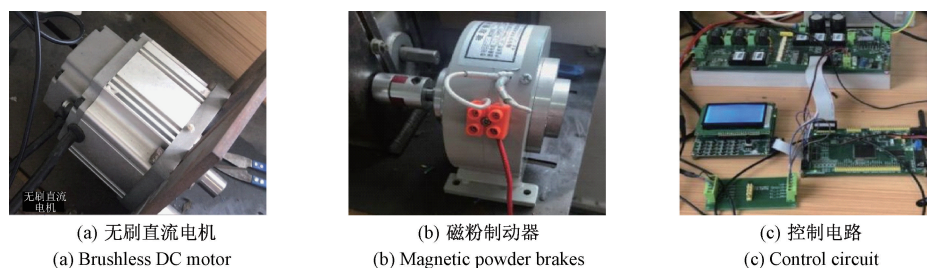


图10 硬件控制系统平台

Fig. 10 Hardware control system platform

图11~12分别为无刷直流电机在转速3000 r/min、500 r/min下稳定运行时的实验结果图。可以看出,在上述仿真模型的验证过程时,电机尚不存在控制延迟以及环境影响等非理想因素引起的误差,因此电机在实际运行过程中,同速度下实际电机运行的换相误差均明显高于接近理想条件下的误差效果。由于不能直接检测

相反电势,因此根据检测到的相电压可以构建近似反电势,根据近似反电势来验证所提出的无位置传感器检测法和换相误差校正策略的有效性。

图11、12分别为转速在3000、500 r/min下,传统控制策略和本文控制策略实验波形图。其中,图11(a)、12(a)为传统校正策略电流积分与磁链实验波形图,图11(c)

表1 无刷直流电机参数

Table 1 Parameters of the brushless DC motor

参数	参数值
额定功率/W	64
额定电压/V	24
额定电流/A	3.13
额定转矩/(N·m)	0.2
定子电阻/ $\Omega$	0.45
定子电感/mH	0.14
额定转速/(r·min <sup>-1</sup> )	3 000
力矩系数/(N·m·A <sup>-1</sup> )	0.057
反电势系数/(V·r <sup>-1</sup> ·min <sup>-1</sup> )	0.004 3
电机极对数	8

和12(c)分别为传统校正策略相电流与相反电势实验波形图;图11(b)和12(b)为本文校正策略电流积分与磁链波形图,图11(d)和12(d)为本文校正策略相电流与相反电势波形图。图13为系统无位置启动过程波形图,图13中曲线1为反电势,曲线2为换相信号。实验数据表明:相电流明显滞后于反电势,这是因为在造成电机产生换相误差的一系列因素中,其中滤波器带来的换相滞后是造成电机换相误差的主要原因,占总误差因素的80%以上,因此电机总体呈现的换相误差表现为滞后换相。

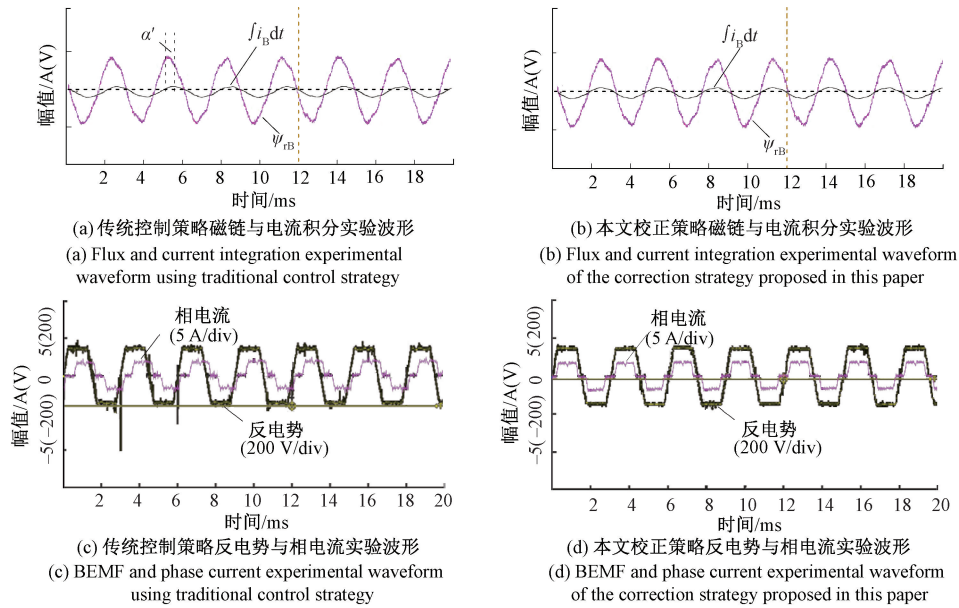


图11 3 000 r/min 时实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms at 3 000 r/min

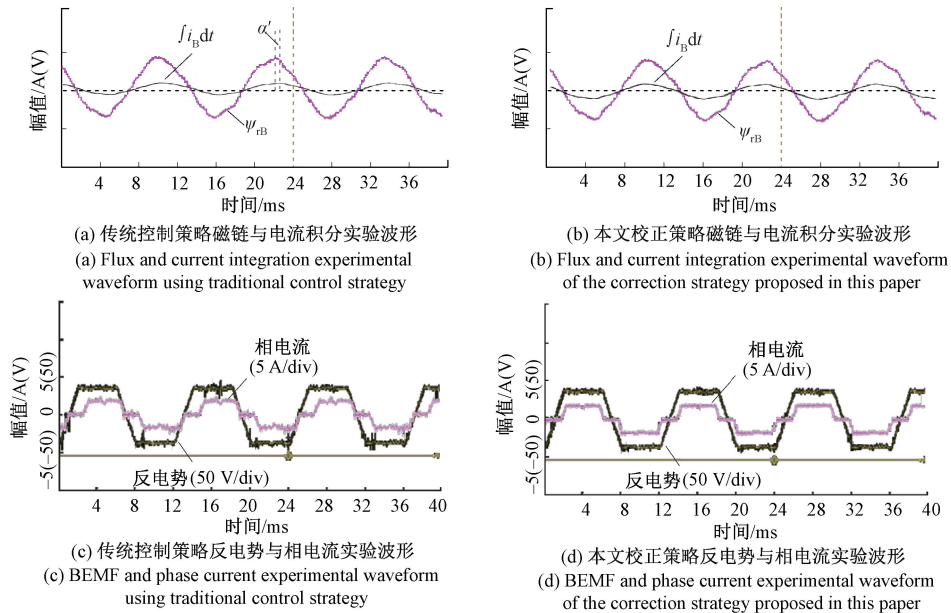


图12 500 r/min 时实验波形

Fig. 12 Experimental waveforms at 500 r/min

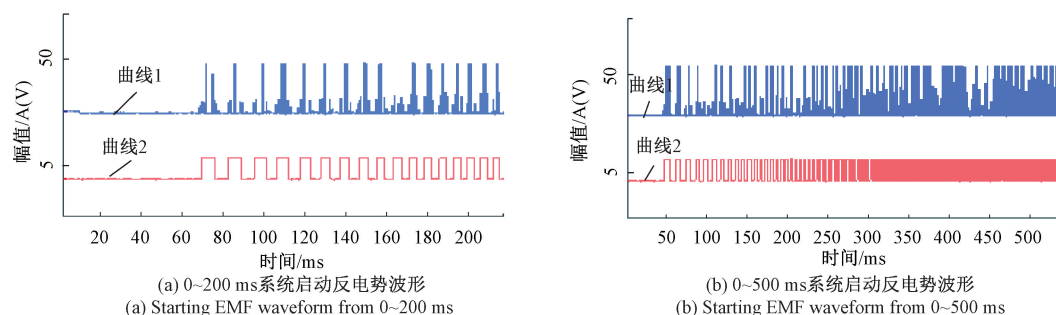


图13 系统启动过程动态波形

Fig. 13 Experimental waveforms in the processing of start up

在采用了本文所提出的无位置传感器检测方法,均有效检测到了电机转子位置信号,能驱动电机正常运行旋转。在加入换相误差校正策略后,可以将电机换相点自动校正为最佳状态。电流相较于校正前波形,波动降低,尤其体现在换相阶段,校正后的电流波形运行平稳,无明显抖动。实验结果与仿真结果一致,证明了本文提出的精确换相控制方法的正确性与有效性。

## 4 结 论

本文提出的无位置传感器无刷直流电机换相误差校正控制系统,设计了一种基于  $u_i$  模型的转子角度观测器。只需检测电机任意一相电压电流,可直接观测得到电机转子角度。该方法控制简单,无需额外硬件电路,且不受续流影响。分析了无刷直流电机分别在超前、滞后和正常换相时,反电势和电流的波形变化关系,并依此提出了电机换相误差校正控制策略,配合本文提出转子位置检测方法,实现无位置传感器无刷直流电机的精确换相控制。仿真与实验结果也进一步验证了本文的无位置传感器无刷直流电机换相误差方法,能有效检测到电机转子位置,并对换相误差进行实时校正。

## 参考文献

- [1] SONG X, HAN B CH, WANG K. Sensorless drive of high-speed BLDC motors based on virtual third-harmonic back EMF and high-precision compensation[J]. Power Electronics IEEE Transactions on, 2019, 34(9): 8787-8796.
- [2] LI Y, SONG X, ZHOU X X, et al. A sensorless commutation error correction method for high-speed BLDC motors based on phase current integration[J]. Industrial Informatics IEEE Transactions on, 2020, 16(1): 328-338.
- [3] JI J H, JIANG Y, ZHAO W X, et al. Sensorless control of linear vernier permanent-magnet motor based on improved mover flux observer[J]. Power Electronics

IEEE Transactions on, 2020, 35(4): 3869-3877.

- [4] 龚文倩, 朱俊杰, 郑志安, 等. 基于 SEPIC 变换器的无位置传感器无刷直流电机换相误差校正[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(5): 109-117.
- GONG W Q, ZHU J J, ZHENG ZH AN, et al. Commutation error correction of position sensorless brushless DC motor based on SEPIC converter[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument. 2019, 40(5): 109-117.
- [5] 朱俊杰, 刘浩然, 蒋峰, 等. 无刷直流电机转矩脉动抑制系统的新型拓扑研究[J], 电工技术学报, 2018, 33(17): 4060-4068.
- ZHU J J, LIU H R, JIANG F, et al. New topology research on torque ripple suppression system of brushless motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(17): 4060-4068.
- [6] 胡伟, 耿亚珂. 改进滑模观测器的 BLDCM 无模型自适应控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(3): 456-464.
- HU W, GENG Y K. Model-free adaptive control of BLDCM based on improved sliding mode observer[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2016, 30(3): 456-464.
- [7] 温嘉斌, 赵红阳, 刘子宁. 基于神经网络的无刷直流电机传感器故障检测及容错系统[J]. 电子测量与仪器学报, 2018, 32(10): 39-46.
- WEN J B, ZHAO H Y, LIU Z N. Brushless DC motor sensor fault detection and fault-tolerant system based on neural network[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2018, 32(10): 39-46.
- [8] 王大方, 祝雅琦, 金毅, 等. 一种新颖的无刷直流电机位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(2): 139-144.
- WANG D F, ZHU Y Q, JIN Y, et al. A novel research on detecting position of brushless DC motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013,



- 28(2):139-144.
- [9] 韦鲲,任军军,张仲超. 三次谐波检测无刷直流电机转子位置的研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 163-167.
- WEI K, REN J J, ZHANG ZH CH. Research on the scheme of sensing rotor position of BLDCM based on the third harmonic component[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 163-167.
- [10] 周波,魏佳. 反电势逻辑电平积分比较法实现的无刷直流电机无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2000, 15(4): 5-9.
- ZHOU B, WEI J. A new method of indirect sensing for rotor flux position of a sensorless brushless DC motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2000, 15(4): 5-9, 4.
- [11] 陈少华,刘刚,郑世强,等. 高速永磁无刷直流电机无位置全转速控制策略[J]. 电机与控制学报, 2017, 21(4): 105-114.
- CHEN SH H, LIU G, ZHENG SH Q, et al. Sensorless full speed range control strategy of high-speed maglev brushless DC motor[J]. Electric Machines and Control, 2017, 21(4): 105-114.
- [12] 吴小婧,周波,宋飞. 基于端电压对称的无位置传感器无刷直流电机位置信号校正[J]. 电工技术学报, 2009, 4(24): 54-59.
- WU X J, ZHOU B, SONG F. A new control method to correct position phase for sensorless brushless DC motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 4(24): 54-59.
- [13] HAITAO L, XIN N, WENZHUO L. Implementation of a MFAC based position sensorless drive for high speed BLDC motors with nonideal back EMF [J]. ISA Transactions, 2017, 67: 348-355.
- [14] LI W ZH, FANG J CH, LI H T, et al. Position sensorless control without phase shifter for high-speed BLDC motors with low inductance and nonideal back EMF[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1354-1366.
- [15] SONG X, HAN B CH, ZHENG SH Q, et al. High-precision sensorless drive for high-speed bldc motors based on the virtual third harmonic back-EMF[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (2): 1528-1540.
- [16] GU C, WANG X L, SHI X Q, et al. A PLL-based novel commutation correction strategy for a high-speed brushless DC motor sensorless drive system[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 65(5): 3752-3762.
- [17] LIZUKA K, UZUHASHI H, KANO M, et al. Microcomputer control for sensorless brushless motor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1985, 21(3): 595-601.
- [18] 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, CHENG CH, et al. Novel BEMF zero-crossing detecting method for brushless DC motor[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument. 2013, 34(2): 441-447.

### 作者简介



朱俊杰,分别在1996年和2004年于湖南大学获得学士学位和硕士学位,2014年于中南大学获得博士学位。现为中南林业科技大学教授,主要研究方向目前主要研究方向有:电机与控制,现代电力电子系统建模、优化与控制,智能控制。

E-mail: 416695217@qq.com

**Zhu Junjie** received his B. Sc. degree and M. Sc. degree both from Hu'nan University in 1996 and 2004, and received his Ph. D. degree from Central South University in 2014. He is currently a professor at Central South University of Forestry and Technology. His main research interests include motor and control, modeling, optimization and control of modern power electronic systems, and intelligent control.



黄海燕(通信作者),于2017年在长沙学院取得学士学位,现为中南林业科技大学在读硕士研究生,主要研究方向为电机与控制,信号处理。

E-mail: 1358604942@qq.com

**Huang Haiyan** (Corresponding author) received her B. Sc. degree from Changsha University in 2017. She is currently a master student at Central South University of Forestry and Technology. Her research interests include motor and control and signal processing.