

基于线电压差积分的无刷直流电机无位置传感器控制方法

龚轩林, 王君艳

(上海交通大学 电气工程系, 上海 200240)

摘要: 针对无刷直流电机换相误差在转速变化时难以准确测量的问题, 分析了电机线电压差积分和电机转角之间的关系, 证明了电机准确换相点处的线电压差积分值在不同工况下均为定值, 基于此提出了无刷直流电机无位置传感器精确换相控制方法。此外, 为减小滤波后的波形畸变, 保证积分值的准确性, 设计了具有群时延特性的有限冲击响应(FIR)数字滤波器。仿真和实验结果表明, 线电压差积分大小能准确反映电机的换相误差情况, 所提方法使电机在转速变换时也具有较好的换相精度。

关键词: 线电压差积分; 换相误差校正; 有限冲击响应滤波器; 无刷直流电机

中图分类号: TM351 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd24053

Sensorless Control Method of Brushless DC Motor Based on Integral of Line Voltage Difference

GONG Xuanlin, WANG Junyan

(Department of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University,
Shanghai 200240, China)

Abstract: In view of the problem that the commutation error of brushless DC motor is difficult to accurately measure during variable speed operation, the relationship between the integral of line voltage difference and the motor rotation angle was analyzed, and it was proved that the integral value of the line voltage difference is a fixed value at the accurate commutation point of the motor under different working conditions. Based on this, a precise sensorless commutation control strategy for brushless DC motor was proposed. In addition, in order to reduce the waveform distortion and ensure the accuracy of the integral value, a finite impulse response(FIR) filter with group delay characteristics was designed. The simulation and experimental results show that the line voltage difference integral can accurately reflect the commutation error of the motor, and the proposed strategy has good commutation accuracy during variable speed operation.

Key words: line voltage difference integral; commutation error correction; finite impulse response(FIR) filter; brushless DC motor

无刷直流电机具有结构简单、功率密度高、调速性能好等优点, 已经在伺服控制、电动汽车、工业控制中得到了广泛应用^[1-3]。无刷直流电机的转子位置可以通过位置传感器检测获得, 但安装位置传感器不仅使电机内部结构变得复杂, 而且在恶劣环境下也不能正常工作, 限制了无刷直流电机的应用范围。

反电势法是无刷直流电机目前常用的无位置传感器控制方法。如何检测电机反电势, 以及如何根据反电势信息使电机准确换相, 是现阶段无刷直流电机无位置传感器控制研究的热点。

文献[4]通过测量电机驱动电压中性点和虚拟中性点之间的电压差得到电机的反电势过零点, 但这种方法需要构建虚拟中性点, 增加了电路的复杂程度。文献[5]提出了线电压差法检测电机转子位置, 线电压差法不需要构造电机虚拟中性点, 而且非换相期间线电压差值是非导通相反电势幅值的两倍, 在低速时有更好的检测效果。以上两种方法由反电势过零点延时 $\pi/6$ 得到电机的换相点, $\pi/6$ 延时时间则根据反电势过零点之间的时间间隔得到, 但在电机转速变化时, 这种延时方法会使电机产生换相误差。文献[6]分析

了转速变化时换相误差角度与反电势过零时间间隔的数学关系,通过对换相误差进行实时补偿,实现对电机的准确换相控制。文献[7]分析了电机反电势和反电势斜率之间的关系,构造反电势函数,通过反电势函数的输出值判断电机是否到达换相点,这种方法无需检测反电势过零点且不需要延时,在电机转速变化时也能准确换相。

本文在根据线电压差获得反电势信息的基础上,提出了基于线电压差积分的无刷直流电机无位置传感器精确换相控制方法。首先证明了无刷直流电机非导通相的线电压差积分大小和速度无关,只和电机转角有关的特点,并进一步分析了换相超前和换相滞后时电机的线电压差积分值情况。为保证滤波后的波形不发生变形,设计了具有群时延特性的有限冲击响应(finite impulse response, FIR)滤波器。最后通过实验证明了理论的正确性及所提出的控制方法的有效性。

1 无传感器换相方法

1.1 反电势信息获取

无刷直流电机等效电路如图1所示。

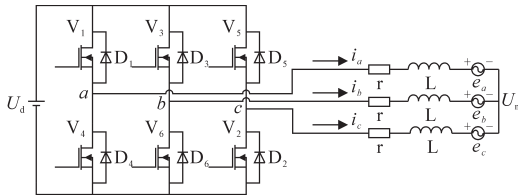


图1 无刷直流电机等效电路

Fig.1 Equivalent circuit schematic of brushless DC motor

以直流电源负端为零电位点,电机相电压方程为

$$\begin{cases} U_a = i_a r + L \frac{di_a}{dt} + U_n + e_a \\ U_b = i_b r + L \frac{di_b}{dt} + U_n + e_b \\ U_c = i_c r + L \frac{di_c}{dt} + U_n + e_c \end{cases} \quad (1)$$

式中: L 为无刷直流电机的等效相电感; r 为相电阻; U_n 为电机绕组中性点电位; U_a, U_b, U_c 为电机的三相电压; e_a, e_b, e_c 为电机的三相反电势; i_a, i_b, i_c 为三相电流。

由文献[8]可知,当采用H_PWM_L_PWM调制方式时,非导通相在非换相期间无续流。例如,当 a, c 相导通, b 相不导通时,换相结束后有 $i_a = -i_c, i_b = 0$,此时 b 相线电压差为

$$U_{bc} - U_{ab} = 2e_b - e_a - e_c \quad (2)$$

由式(2)可知,检测电机的线电压差可以间接获得电机的反电势信息,可用于后续控制中判断电机转子位置。

1.2 线电压差积分值与转速无关证明

对于三相对称绕组,无刷直流电机的三相反电势可以表示为

$$\begin{cases} e_a = \Psi_m \omega f_a(\theta) \\ e_b = \Psi_m \omega f_b(\theta) \\ e_c = \Psi_m \omega f_c(\theta) \end{cases} \quad (3)$$

式中: Ψ_m 为电机相绕组匝链永磁磁链的最大值; ω 为电机电角速度; θ 为电机转角; $f_a(\theta), f_b(\theta), f_c(\theta)$ 分别为无刷直流电机三相反电势的波形函数。

以线电压差 $U_{bc} - U_{ab}$ 为例,从非导通区过零点开始对其进行积分,积分时间长度为 τ ,联立式(2)和式(3),得到线电压差积分值 d 为

$$\begin{aligned} d &= \int_0^\tau (U_{bc} - U_{ab}) dt \\ &= \int_0^\tau (2e_b - e_a - e_c) dt \\ &= \Psi_m \int_0^\tau \omega [2f_b(\theta) - f_a(\theta) - f_c(\theta)] dt \\ &= \Psi_m \int_0^\tau \omega g(\theta) dt \end{aligned} \quad (4)$$

其中

$$g(\theta) = 2f_b(\theta) - f_a(\theta) - f_c(\theta) \quad (5)$$

式中: $g(\theta)$ 为反电势关系式 $2e_b - e_a - e_c$ 的波形函数。电角速度和电机转角满足:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (6)$$

代入式(4)后有:

$$d = \Psi_m \int_0^\tau \frac{d\theta}{dt} g(\theta) dt = \Psi_m \int_0^{\theta_\tau} g(\theta) d\theta \quad (7)$$

式中: θ_τ 为 τ 时刻的电机转角。

电机的理想换相点滞后于线电压差过零点 $\pi/6$,将 $\theta_\tau = \pi/6$ 代入式(7),得到换相点处线电压差积分值 d_0 为

$$d_0 = \Psi_m \int_0^{\pi/6} g(\theta) d\theta = \Psi_m d_g \quad (8)$$

其中

$$d_g = \int_0^{\pi/6} g(\theta) d\theta \quad (9)$$

式中: d_g 为波形函数 $g(\theta)$ 从过零点到准确换相点之间的积分值。

d_0 为电机准确换相时的线电压差积分值大小。在电机运行时,只要将线电压差过零后的积分值和 d_0 比较,就可以判断电机转子是否到达换

相点, d_0 即为电机换相的阈值。 Ψ_m 和 d_g 只和电机的硬件参数有关,对于一台确定的电机, Ψ_m 和 d_g 都为常数,由式(8)可知 d_0 也为常数。所以 d_0 大小只由电机的硬件参数决定,与电机转速无关,因此线电压差积分换相判断过程不受电机转速变化的影响。由式(5)可知,无论电机的相反电势为梯形波、正弦波或介于两者之间,只要电机的相反电势波形形状固定,则 $g(\theta)$ 和 θ 的关系式固定不变,此时由式(9)计算出的 d_g 为定值,因此本所提出的换相方法不依赖电机具有理想梯形波反电势。

此外,由于电机绕组电感的存在,电机在换相后关断相电流不能立刻降为零,会发生一段时间的续流,此时非导通相线电压差被直流母线电压钳位,无法提供反电势信息^[9]。但本文所提出的方法只需要线电压差过零点后的数据,只要能正确检测出线电压差过零点,就可以保证积分换相的正常运行。

1.3 换相阈值 d_0 求取

电机反电势为理想梯形波时, $f_b(\theta)$ 的表达式可以写为

$$f_b(\theta) = \begin{cases} \frac{6}{\pi}\theta & \theta \in [0, \frac{\pi}{6}) \\ 1 & \theta \in [\frac{\pi}{6}, \frac{5\pi}{6}) \\ 6 - \frac{6}{\pi}\theta & \theta \in [\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6}) \\ -1 & \theta \in [\frac{7\pi}{6}, \frac{11\pi}{6}) \\ \frac{6}{\pi}\theta - 12 & \theta \in [\frac{11\pi}{6}, 2\pi) \end{cases} \quad (10)$$

根据电机反电势特点,有 $f_a(\theta) = f_b(\theta + 2\pi/3)$, $f_c(\theta) = f_b(\theta - 2\pi/3)$ 成立,且 $f_a(\theta)$, $f_b(\theta)$, $f_c(\theta)$ 的周期均为 2π ,再联立式(5)、式(10)得到波形函数 $f_a(\theta)$, $f_b(\theta)$, $f_c(\theta)$ 及 $g(\theta)$ 的图像如图2所示。

对于 b 相过零点到换相点间 $\pi/6$ 区域有:

$$g(\theta) = \frac{12}{\pi}\theta \quad \theta \in [0, \frac{\pi}{6}] \quad (11)$$

将式(11)代入式(8)即可得到理想梯形波时 d_0 的大小:

$$d_0 = \Psi_m \int_0^{\frac{\pi}{6}} (\frac{12}{\pi}\theta) d\theta = \frac{\pi}{6} \Psi_m \quad (12)$$

当电机为理想梯形波时,将电机硬件参数代入式(12)可直接计算出 d_0 大小。但由于制造工艺、参数不匹配等原因,电机的相反电势难以做到理想梯形波^[10]。如果已知相反电势波形函数的

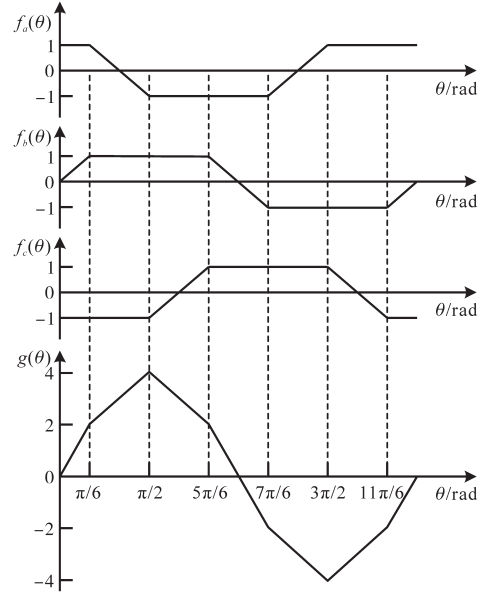


图2 $f_a(\theta)$, $f_b(\theta)$, $f_c(\theta)$ 和 $g(\theta)$ 的函数图像

Fig.2 Function image of $f_a(\theta)$, $f_b(\theta)$, $f_c(\theta)$ and $g(\theta)$

表达式, d_0 依然可以按式(8)计算得到。如果电机相反电势波形函数难以确定,则可以采集电机在准确换相时的线电压差波形,通过实验的方式获取电机实际过零点到换相点之间的线电压差积分值。

2 线电压差积分换相实现

2.1 基于线电压差积分的换相误差校正

通过检测线电压差积分值,可以实现无刷直流电机无位置传感器条件下的换相。但由于滤波器延时和控制器计算时间等因素的影响,会造成无刷直流电机无位置传感器换相的偏差。以下,对电机线电压差过零时刻和实际换相时刻之间的线电压差波形进行积分,根据积分值大小对换相误差进行校正。

无刷直流电机不同换相状态下的线电压差过零处的波形如图3所示。

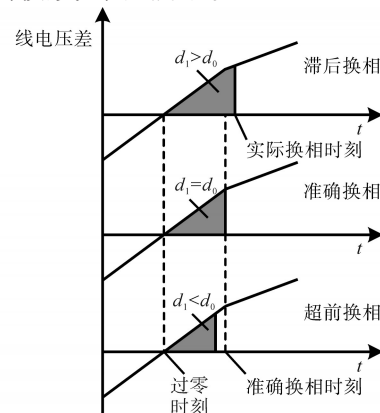


图3 不同换相状态下的线电压差波形(非导通区)

Fig.3 Line voltage difference waveforms under different commutation states (floating area)

设线电压差过零点和实际换相点之间积分值大小为 d_1 , d_0 和 d_1 之间的偏差为 d_E 。电机滞后换相时,电机实际换相时刻晚于理想换相时刻,可以发现,此时线电压差积分值大小已经超过 d_0 ,即

$$d_E = d_0 - d_1 < 0 \quad (13)$$

同样,电机超前换相时,电机实际换相时刻早于理想换相时刻,此时线电压差积分值没有达到 d_0 ,有:

$$d_E = d_0 - d_1 > 0 \quad (14)$$

换相误差的角度越大, d_E 的绝对值也越大。因此,可以根据 d_E 的正负和绝对值大小判断电机的换相误差情况,进而对控制电机换相的阈值进行调整,最后实现电机的相位校正。

设校正后电机的换相阈值为 d_α ,换相误差校正值为 d_β ,则有:

$$d_\alpha = d_0 + d_\beta \quad (15)$$

d_β 的大小通过PI调节器确定,表达式如下:

$$d_\beta = K_p d_E + K_i \int_0^t d_E dt \quad (16)$$

式中: K_p 为比例系数; K_i 为积分系数。

当 $d_E=0$ 时,电机精确换相;当 $d_E>0$ 时,电机超前换相,此时PI调节器输出 d_β 增大,控制器换相阈值 d_α 增大,电机换相时刻延迟,进而减小换相超前角度;当 $d_E<0$ 时,电机滞后换相,此时PI调节器输出 d_β 减小,控制器换相阈值 d_α 减小,电机换相时刻提前,进而减小换相滞后角度。随着PI调节的进行, d_1 逐渐接近 d_0 ,最终实现 $d_1=d_0$,达到精确换相的目的。

2.2 FIR 数字滤波器设计

受环境中干扰因素影响,需要对检测的线电压差信号滤波后再求积分。传统RC低通滤波器延时时间随频率的变化而变化,会引入非线性相位失真,使原始波形发生变形^[11]。波形的畸变会导致实际积分值和理想积分值之间存在偏差,影响精确换相点的判断。为此本文采用具有群时延特性的FIR数字滤波器,该滤波器保证采样频率范围内的所有频率点分量将经历等量的延时,滤波后的波形不会发生相位失真。

电机参数设置如下:直流母线电压 $U_d=500\text{ V}$,定子每相绕组自感 $L=8.5\text{ mH}$,定子每相绕组内阻 $r=2.87\ \Omega$,极对数 $p=4$,反电势系数 $K_e=0.7\text{ V}/(\text{rad}\cdot\text{s}^{-1})$,额定转速 $n_n=1\ 500\text{ r}/\text{min}$,额定负载 $T_n=3\text{ N}\cdot\text{m}$,PWM载波频率 $f_c=20\text{ kHz}$ 。在额定转速时,电机线电压差基波频率 f 为

$$f = \frac{n_n P}{60} = 100\text{ Hz} \quad (17)$$

为尽可能保证波形不发生严重变形,线电压差频率分量应该包含在滤波器通带中,同时为抑制噪声干扰,PWM开关频率等高频成分应该包含在滤波器阻带中。综合考虑后选取滤波器的截至频率为 5 kHz ,窗口类型为hamming。线电压差采样频率为 100 kHz ,为保证良好的滤波效果,同时避免过大的计算量,FIR数字滤波器的阶数选择30阶。由以上参数得到FIR滤波器幅频特性曲线如图4所示,滤波器群时延时间固定为 $145\ \mu\text{s}$ 。

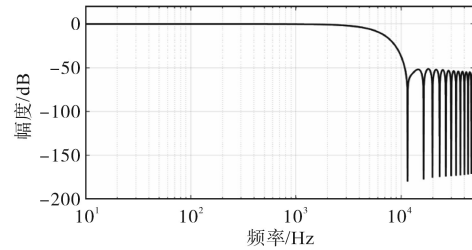


图4 所设计的FIR数字滤波器幅频特性

Fig.4 The amplitude frequency characteristics of the designed FIR digital filter

2.3 线电压差积分换相控制系统

基于线电压差积分换相的控制系统如图5所示。

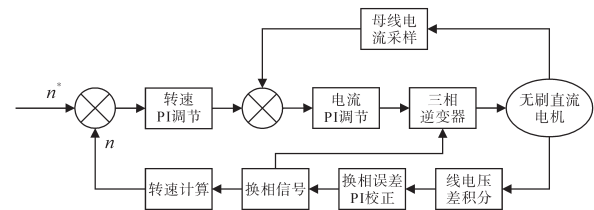


图5 控制系统整体框图

Fig.5 Block diagram of control system

基于线电压差积分换相的控制系统主要由无刷直流电机、转速环、电流环、三相逆变器、线电压差积分器以及换相校正系统构成。控制器在检测到线电压差过零点后开始对其积分,当积分值达到换相阈值时输出换相信号。电机换相误差校正系统由PI调节器构成,根据电机线电压差过零点和实际换相点之间的积分值大小对换相误差进行校正。

3 仿真与实验验证

3.1 仿真实验

在Matlab/Simulink中搭建无刷直流电机仿真模型对线电压差积分换相方法进行验证。模型参数见2.2节电机参数设置,电机相反电势波形为理想梯形波,根据电机参数可以计算出准确换

相时线电压差积分值大小为

$$d_0 = \frac{\pi}{6} \Psi_m = \frac{\pi K_e}{6p} = 0.0916 \text{ V} \cdot \text{s} \quad (18)$$

为验证转速和准确换相积分值之间的关系,应用电机模型自带的霍尔信号进行准确换相,在电机带额定负载加速时采集电机线电压差 $U_{bc}-U_{ab}$ 、反电势函数 $2e_b-e_a-e_c$ 和线电压差积分值,得到如图6所示波形(图中虚线矩形框内为积分区域)。由图6可以看出,随着电机转速增加,每次的积分时间变短,积分值上升速度也加快,但在理想换相点处的积分值大小始终维持 $0.092 \text{ V} \cdot \text{s}$ 不变,并且和理论计算结果保持一致。

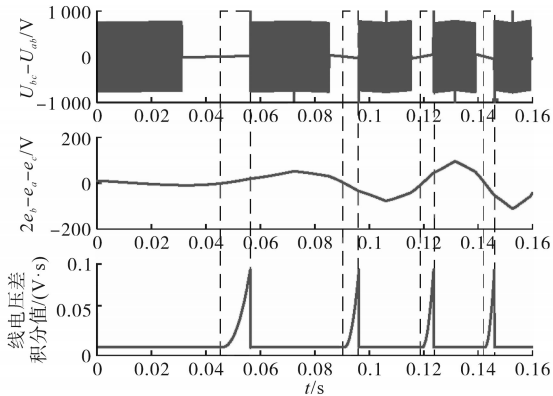


图6 电机加速时仿真波形(0~500 r/min, 3 N·m)

Fig.6 The simulation waveforms during acceleration (0~500 r/min, 3 N·m)

设置电机滞后换相 $\pi/12$, 观察电机在额定负载和额定转速时的运行情况,电机波形如图7所示。

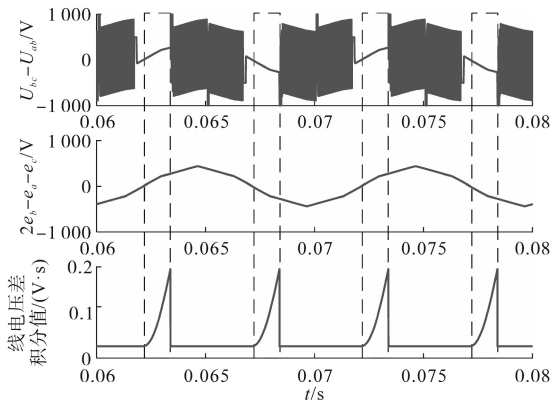


图7 滞后换相时仿真波形(1500 r/min, 3 N·m)

Fig.7 The simulation waveforms during lag commutation (1500 r/min, 3 N·m)

由图7可以看出,电机实际换相时转子已经越过准确换相点,此时线电压差过零点和换相之间的线电压差积分值为 $0.1944 \text{ V} \cdot \text{s}$, 大于准确换相时的积分值 $0.0916 \text{ V} \cdot \text{s}$ 。

电机超前换相 $\pi/12$ 时的波形如图8所示。此时线电压差过零点和换相点之间的线电压差

积分值为 $0.0231 \text{ V} \cdot \text{s}$, 小于准确换相时的积分值 $0.0916 \text{ V} \cdot \text{s}$ 。

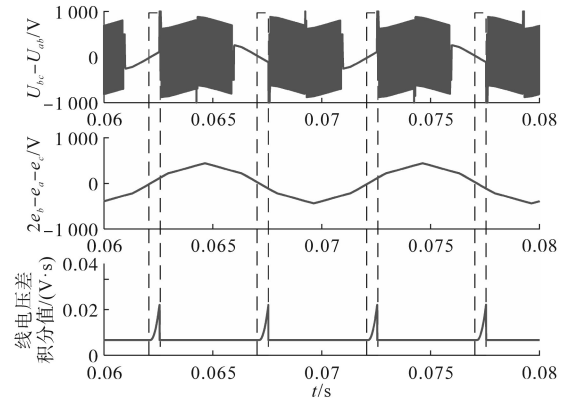


图8 超前换相时仿真波形(1500 r/min, 3 N·m)

Fig.8 The simulation waveforms during leading commutation (1500 r/min, 3 N·m)

图9为线电压差滤波前后的波形及其频谱图。从波形中可以看出,滤波后线电压差非导通区波形形状保存完好,从频谱图中可以看出,滤波后 20 kHz 附近的高频成分被有效滤除,低频成分保存完好,满足滤波要求。

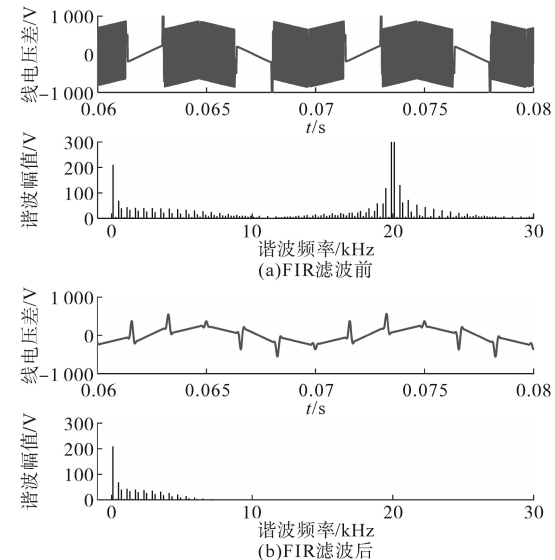


图9 线电压差滤波前后仿真波形(1500 r/min, 3 N·m)

Fig.9 The simulation waveforms of line voltage difference before and after filtering (1500 r/min, 3 N·m)

仿真结果表明,电机换相点处线电压差积分值大小和电机转速无关,且可以反应换相误差情况,证明了本文所提出理论的正确性。

3.2 实验验证

搭建实验平台对所提出的无刷直流电机无位置传感器控制方法进行验证。实验平台如图10所示,平台采用TI的TMS320F28335型DSP和Xilinx的Spartan6CSG324型FPGA组成控制器,无刷直流电机型号为60BL120S25-430TF9,具体实

验参数如下:额定电压48 V,额定电流7.5 A,额定功率250 W,额定转速3 000 r/min,极对数2。为验证无传感器控制时电机换相信号是否准确,电机内部装有霍耳位置传感器,通过对比控制器输出的换相信号和霍耳位置传感器输出的换相信号来验证本文所提出控制方法的有效性。

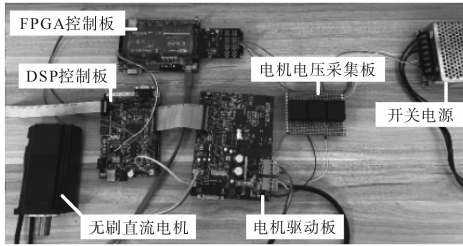


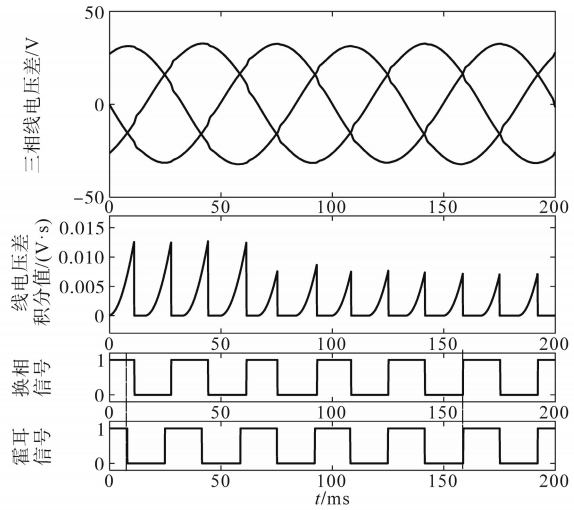
图10 无刷直流电机实验平台

Fig.10 Brushless DC motor experimental platform

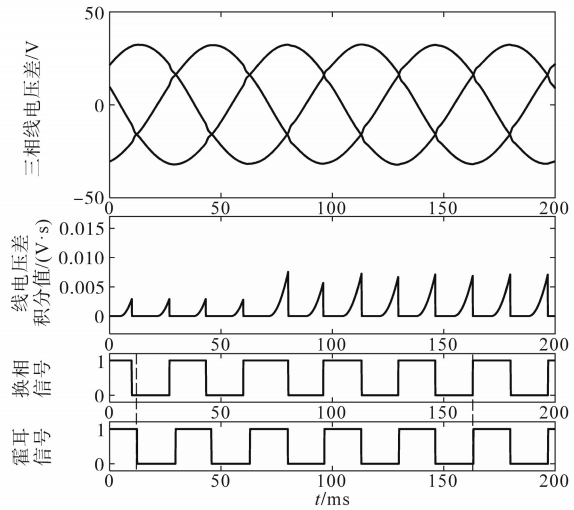
实验过程中,控制FPGA在电机运行时将需要采集的数据储存在SDRAM芯片中。为得到尽可能详细的数据,数据储存频率和FPGA采样频率保持一致,均为100 kHz。数据采集完成后,FPGA读取SDRAM中的数据,通过串口通信的方式将数据传输到PC上,随后PC将采集的数据绘制图像得到实验波形。

由于电机实际相反电势不一定为理想梯形波,通过电机铭牌参数计算的 d_0 大小可能和实际有出入。因此本文通过实验确定 d_0 大小:在某一稳定转速下,通过检测线电压差过零点,并延时 $\pi/6$ 的方式使电机准确换相,测量此时线电压差积分值大小,将其作为 d_0 的大小(实验测得的 d_0 为 $0.007\ 17\ \text{V}\cdot\text{s}$)。

在电机额定转速时对比换相校正前后的三相线电压差、线电压差积分值、换相信号和霍耳信号,具体波形如图11所示。图11a为电机初始处于换相滞后时的校正过程,换相校正前,电机换相时刻的线电压积分值在 $0.012\ 5\ \text{V}\cdot\text{s}$ 左右,大于准确换相时的线电压差积分值 $0.007\ 17\ \text{V}\cdot\text{s}$ 。在图11a中第4步换相完成后引入PI调节器,调节器根据积分偏差情况,在经过5次换相调整后,使实际积分值等于准确换相时的积分值。校正之后控制器输出的换相信号和霍耳信号重合,电机换相滞后情况得到校正。图11b所示为电机初始处于换相超前时的校正过程,换相校正过程中电机换相时刻的积分值从 $0.002\ 1\ \text{V}\cdot\text{s}$ 增加至 $0.007\ 1\ \text{V}\cdot\text{s}$ 左右,校正后控制器输出的换相信号和霍耳信号重合,电机换相超前情况得到校正。



(a)换相滞后校正



(b)换相超前校正

图11 电机额定转速下的换相滞后、超前的校正过程

Fig.11 Correction process of commutation lag and lead at rated speed of motor

图12为电机加速时的波形。

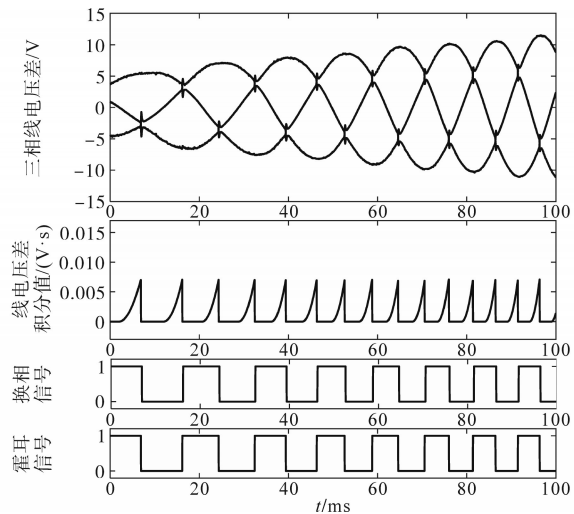


图12 电机加速时波形

Fig.12 Waveforms during acceleration

图12包括三相线电压差、线电压差积分值、控制器输出的换相信号和霍尔位置传感器信号波形。从图中可以看出,霍尔信号和换相信号基本重合,证明本文所提出的方法在电机加速时也可以指导电机精确换相。

4 结论

本文分析了无刷直流电机线电压差积分值和电机转角之间的关系,提出了一种基于线电压差积分的无刷直流电机无位置传感器精确换相控制方法,并得到以下结论:

1)电机准确换相点处的线电压差积分值在不同工况下均为定值,相比于传统反电势法,基于积分值换相的方法在转速变化时能更精确地指导电机换相;

2)设计了具有群时延特性的FIR数字滤波器,减小滤波后的波形畸变,保证积分值的准确性;

3)实验表明,本文提出的方法可以准确判断电机换相误差情况,且在转速变化时也具有良好的换相精度,控制器输出的换相信号和霍尔信号高度重合,可以代替霍尔位置传感器指导电机精确换相。

参考文献

[1] 姚绪梁,赵继成,王景芳,等.一种基于辅助升压前端的无刷直流电机换相转矩脉动抑制方法研究[J].中国电机工程学报,2020,40(9):3021-3031.
YAO Xuliang, ZHAO Jicheng, WANG Jingfang, et al. Research on suppressing commutation torque ripple of brushless DC motor based on an auxiliary step-up front end[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(9): 3021-3031.

[2] ZHAO D, WANG X, TAN B, et al. Fast commutation error compensation for BLDC motors based on virtual neutral voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 36(2): 1259-1263.

[3] 蒋元广,施周,孙晓东,等.电动车用直流无刷电机不同永磁结构对比分析[J].电气传动,2019,49(2):61-65.
JIANG Yuanguang, SHI Zhou, SUN Xiaodong, et al. Comparative analysis of different permanent magnetic structures of brushless DC motor for electric vehicle[J]. Electric Drive, 2019, 49(2): 61-65.

[4] 李红,金浩,李海涛,等.一种基于电机虚拟中性点的无刷直流电机无位置换相误差闭环校正方法[J].电工技术学报,

2017,32(1):175-182.

LI Hong, JIN Hao, LI Haitao, et al. Closed loop control commutation strategy of brushless DC motors without position sensor based on virtual neutral point[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(1): 175-182.

[5] 王强,王友仁,张子富,等.无刷直流电机驱动系统逆变器的开路故障诊断[J].中国电机工程学报,2013,33(24):114-120.

WANG Qiang, WANG Youren, ZHANG Zifu, et al. A diagnosis method for inverter open-circuit faults of brushless DC motor driver systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(24): 114-120.

[6] 边春元,邢海洋,李晓霞,等.基于速度变化率的无位置传感器无刷直流电机风力发电系统换相误差补偿策略[J].电工技术学报,2021,36(11):2374-2382.

BIAN Chunyuan, XING Haiyang, LI Xiaoxia, et al. Compensation strategy for commutation error of sensorless brushless DC motor wind power generation system based on speed change rate [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(11): 2374-2382.

[7] 陈炜,刘会民,谷鑫,等.基于反电动势函数的无刷直流电机无位置传感器控制方法[J].电工技术学报,2019,34(22):4661-4669.

CHEN Wei, LIU Huimin, GU Xin, et al. A position sensorless control strategy for brushless DC motor based on the back-electromotive force function[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(22): 4661-4669.

[8] 吕德刚,都泽源,张恒,等.无刷直流电动机PWM调制方式建模研究[J].微特电机,2017,45(9):60-63.

LÜ Degang, DU Zeyuan, ZHANG Heng, et al. Study modeling of PWM modulation for permanent magnet brushless DC motor [J]. Small & Special Electrical Machines, 2017, 45(9): 60-63.

[9] YANG L, ZHU Z Q, BIN H, et al. Safety operation area of zero crossing detection based sensorless high speed BLDC motor drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(6): 6456-6466.

[10] ZHANG H, LIU G, ZHOU X, et al. High-precision sensorless optimal commutation deviation correction strategy of BLDC motor with asymmetric back-EMF[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 17(8): 5250-5259.

[11] LIU Y, LI Y, SONG J, et al. Investigation of the low-complexity Hilbert FIR filter enhanced 112-Gbit/s SSB 16-QAM transmission with parallelized Kramers-Kronig reception over 1440-km SSMF[J]. Optics Express, 2021, 29(23): 38796-38810.

收稿日期:2021-11-01
修改稿日期:2021-12-19