

See discussions, stats, and author profiles for this publication at: <https://www.researchgate.net/publication/327465117>

# An advance commutation control method to suppress commutation torque ripple of brushless dc motors

Article in *Dianji yu Kongzhi Xuebao/Electric Machines and Control* · October 2018

DOI: 10.15938/j.emc.2018.10.010

---

CITATIONS

0

READS

98

5 authors, including:



Hongbiao Zhu

Harbin Institute of Technology

10 PUBLICATIONS 8 CITATIONS

SEE PROFILE

Some of the authors of this publication are also working on these related projects:



cooperation between uav and ugv [View project](#)

# 抑制 BLDCM 换相转矩脉动的超前换相控制策略

王大方<sup>1</sup>, 朱洪彪<sup>1</sup>, 金毅<sup>2</sup>, 于知杉<sup>1</sup>, 王明玉<sup>1</sup>

(1. 哈尔滨工业大学 汽车工程学院, 山东 威海 264209; 2. 装甲兵工程学院, 北京 100072)

**摘要:** 为了抑制无刷直流电机的换相转矩脉动, 该论文从引起换相转矩脉动的主要原因——电流滞后入手, 提出了一种新颖的超前换相的电机控制策略。该策略是通过让电机提前一段时间进入换相状态并且在换相过程对三相电压同时进行 PWM 调制来实现的。根据所提出的换相策略详细分析了换相过程中的不同阶段的电流流向, 理论上推导了电机提前换相时间的解析式。通过实验给出了在不同转速和负载下运用所提方法进行换相的电流波形, 将其与传统的换相方法比较, 分析两者电流在换相期间的波动值。实验结果表明传统换相方法的电流波动值远远高于该论文提出的方法的电流波动值, 验证了这种方法在抑制换相转矩脉动上的有效性。

**关键词:** 无刷直流电机; 换相转矩脉动; 超前换相; pulse-width modulation; 电流滞后

**DOI:** 10.15938/j.emc.2018.10.010

中图分类号: TM 351

文献标志码: A

文章编号: 1007-449X(2018)10-0077-10

## Advance commutation control method to suppress commutation torque ripple of brushless DC motors

WANG Da-fang<sup>1</sup>, ZHU Hong-biao<sup>1</sup>, JIN Yi<sup>2</sup>, YU Zhi-shan<sup>1</sup>, WANG Ming-yu<sup>1</sup>

(1. School of Automotive Engineering in Harbin Institute of Technology, Harbin Institute of Technology, Weihai 264209, China;

2. Academy of Armored Forces Engineering, Beijing 100072, China)

**Abstract:** An advance commutation control method is presented to suppress commutation torque ripple of brushless direct control motors (BLDCM). This method is based on current lag which is the main reason of commutation torque ripple. This method impelled the motor to commutate for a period of time in advance to improve the current lag. Meanwhile, it modulated three-phase cooperatively to eliminate difference between slew rates of switching-in phase and switching-out phase. The directions of the current in different internals during commutation were analysed in detail and the analytic expression of the time in advance was derived with the method. The current waveform was given under different load torque and speeds in the experiments. The current fluctuation was analysed by comparing the waveforms of the proposed method and the conventional method. The results show that the current fluctuation of the conventional method is far higher than that of the proposed method. The results prove the validity of the proposed method in suppressing commutation torque ripple.

收稿日期: 2016-09-01

基金项目: 国家自然科学基金(51305457); 国家国际科技合作专项(2014DFB70120); 中央高校基本科研业务费专项资金资助(HIT.NSRIF.201705); 山东省科技发展计划(2014GGX105002); 航天科学技术基金(2017-HT-HG-36)

作者简介: 王大方(1979—)男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为新能源汽车与电驱动技术;

朱洪彪(1993—)男, 硕士研究生, 研究方向为分布式驱动电机控制技术, 硬件在环测试系统开发;

金毅(1979—)男, 博士, 讲师, 研究方向为机器人控制系统设计;

于知杉(1992—)男, 硕士研究生, 研究方向为驱动电机控制技术, 车辆载荷谱设计;

王明玉(1991—)男, 博士研究生, 研究方向为驱动电机控制技术, 分布式电动汽车驱动控制。

通信作者: 金毅

**Keywords:** brushless direct current motor; commutation torque ripple; advance commutation; pulse-width modulation; current lag

## 0 引言

无刷直流电机凭借着功率密度大、结构稳定、控制简单等一系列优点在生产生活中得到了广泛的应用。但是由于电机在运转过程中会产生较大的换相转矩脉动,限制了直流无刷电机在高精度要求场合的应用。解决这一问题成为了很多学者的研究重点和难点<sup>[1-10]</sup>。

换相转矩脉动产生的原因主要有电流迟滞,即电流变化滞后于反电动势变化以及开通相与关断相电流变化率不等。而目前现有的消除换相转矩脉动的方法也大都基于这两种原因提出的。文献[11]通过推导换相转矩脉动的统一式,基于这一公式提出了一种可以使导通相和关断相电流变化率相同的控制结构,达到全速范围内抑制换相转矩脉动的目的。其主要思想就是在换相期间根据统一式求出三相电压的最佳调制占空比。与文献[11]类似,文献[12]也提出了一种使换相期间导通相和关断相电流变化率相等的换相策略,不同的是,文献[12]中的策略是基于转矩脉动产生的理论原因提出来的,并未对换相期间的转矩脉动加以推导。文献[12]提出了在换相期间对三相同步进行 PWM 调制的策略。但由于在求解时需要按照转速将占空比分类讨论,计算较复杂,不易实现。文献[13]提出了一种新的拓扑结构,在传统结构前加上一个 SEP-IC 和一个开关选择回路,最终达到开通相和关断相电流变化率在换相期间相等的目标,效果很好,但是硬件结构太复杂,成本较高。文献[14]从电流滞后的角度出发提出了超前换相的策略并推导了最佳超前角度的解析式。但是并未给出一个实际的控制方案。文献[15]同样从电流滞后角度提出了在每两相之间插入缓冲区的超前换相策略。虽然很好的减小了电流滞后和转矩脉动,但是该方法只对上下桥调制占空比全开的情况进行了分析。同时需要改动 hall 传感器安装位置来实现该方法,适用范围较小。文献[16]从电机控制电路的拓扑结构入手,提出了一种新的电路结构,以实现超前换相的提前角度在任意电机转速和负载下都能达到最佳。文献[17]也是从控制电路的拓扑结构入手,提出用一个三级中性点钳位逆变器配合两个 SEPIC 转换器和直流

母线电压选择回路抑制换相转矩脉动的方法。虽然文献[16]和文献[17]控制效果都很好,但是两者都对控制结构有较大的改动,硬件电路的设计过于复杂,硬件成本太高。文献[18]通过推导得出换相期间的电磁转矩只与非换相相电流有关的结论,提出了维持换相期间非换相相电流不变的方法,在本质上这种方法和保持开通相与关断相电流变化率相等一样。但是该方法并未详细分析换相期间电流的具体波动情况,所以其公式的推导并不够全面。文献[19]通过建立非换相相电流变化预测机制,根据预测电流,直接得到每个采样周期内的最佳开关状态,最终保证非换相电流稳定不变,抑制换相转矩脉动。与文献[18]和文献[19]类似,文献[20]利用遗传算法控制导通相电流跟踪给定电流保证非换相相电流在换相期间不变,抑制换相转矩脉动。但是由于控制环节较多,需要用到 PID、TD (tracking differentiator) 和 ESO (extended state observer) 等控制单元,参数调节繁琐,实现起来比较复杂。文献[21]根据测得的反电动势波形实时调整占空比,但是由于换相阶段和非换相阶段都要考虑实时性,采样以及计算的精度要求太高,难度太大。文献[22]则是从转矩控制的角度出发,提出了一种新的平均转矩控制算法。文中通过让每个控制循环中的平均转矩跟随参考转矩实现抑制转矩脉动的目的,这种方法和文献[20]类似,效果很好,但是也存在同样的问题,控制环节多,需要用到 PI 控制等回路,逻辑复杂,控制器设计难度也较大。文献[23]在考虑实际非理想反电动势的情况下,提出了一种新的换相策略。其主要思想是在换相前一段时间打开导通相的开关管,最终在换相结束时导通相和关断相同时达到目标值。这种方法的效果与保证导通相和关断相电流变化率相等的效果是一样的。但是需要先计算瞬时反电动势,比较复杂。

结合换相转矩脉动产生的原因以及现有方法的一些优缺点,本文从换相转矩脉动产生的其中一种原因——换相过程中电流波形滞后反电动势波形引起的转矩下降入手,提出了一种消除换相转矩脉动的控制策略:在任意占空比下,利用软件编程控制电机提前进入换相状态并在换相过程中对三相电压同时进行 PWM 调制。通过计算提前进入换相的时

刻, 保证相电流的中心与反电动势的中心重合以减小电流滞后, 抑制了无刷直流电机的换相转矩脉动。

### 1 理论依据

图 1 是无刷直流电机星形连接三相桥式主电路图, 也是现在无刷直流电机普遍采用的一种控制电路。电机采用二二导通方式, 通过控制上下桥 6 个开关管的通断实现电机的换相。

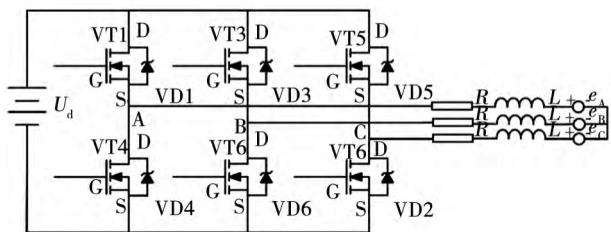


图 1 无刷直流电机主电路等效图  
Fig.1 Block diagram of BLDC motor

在电机运转过程中, 电机的瞬时转矩可由电枢绕组的电磁功率求得

$$T_e = \frac{e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C}{\Omega} \quad (1)$$

式中:  $e_A, e_B, e_C$  为 A、B、C 三相绕组的反电动势;  $i_A, i_B, i_C$  为 A、B、C 三相绕组的电流;  $\Omega$  为转子的机械角速度。

图 2 ~ 图 4 是无刷直流电机的反电动势和电流波形, 其中图 2 是理想的反电动势和电流波形, 图 3 是考虑了电流迟滞的反电动势和电流波形, 图 4 是所提出方法下的反电动势和电流波形。将图 2 与图 3 对比可以看出, 在实际换相时, 开通相的电流并不会瞬间增长到目标值  $I$ , 同样的关断相也不会瞬间突变到 0, 这样就造成了相电流的变化滞后于关断相的反电动势。同时由于在换相过程中关断相的电流切出的速度一定会比开通相电流的切入速度快, 所以在换相结束后, 非换相相电流一定会下降, 假设反电动势在换相过程中保持不变, 那么根据式(1), 转矩也会下降, 这样就会导致电机转矩出现较大的波动。同时由于电流的滞后, 导致在反电动势最大的时候电流还处于变化中, 没能充分利用反电动势, 所以还会导致电机的有效转矩下降。要解决这个问题, 可以如图 3 中所示将开通相提前导通, 将关断相提前关断, 并保证电流平坦部分的中心与反电动势平坦部分的中心重合, 这样就能减小电流滞后的时间, 抑制转矩脉动。

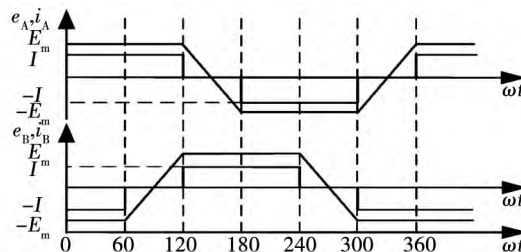


图 2 理想的反电动势与相电流波形  
Fig.2 Ideal Back EMF and phase current waveform

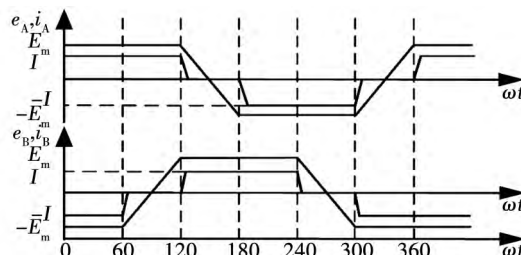


图 3 考虑电流迟滞的反电动势与相电流波形  
Fig.3 Back EMF and phase current waveform in consideration of the current lag

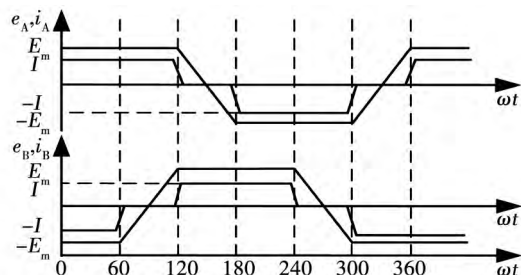


图 4 超前换相下的反电动势与相电流波形  
Fig.4 Back EMF and phase current waveform when commutating in advance

提出了一种控制策略, 可以确定换相的最佳时刻并且抑制换相转矩脉动。首先计算出每次换相所需要提前的时间, 在上一次两相导通持续时间的基础上提前这一时间就可以得到理想的换相时刻, 由于提前时间是实时计算得到, 所以对于任意转速和负载都能适用。理论推导和实验验证都证明了这种方法能很好的抑制换相转矩脉动。

### 2 换相转矩脉动抑制策略的实现

如图 3 所示, 要实现这一策略, 就需要让导通相提前开始导通, 同时让关断相提前关断。但是为了使整个过程可控, 不会将关断相直接关断, 而是对其进行 PWM 调制, 同时对其余两相同时进行 PWM 调制。调制的占空比遵循如下原则: 非换相相占空比

保持不变,开通相占空比由0变为关断相在正文中的格式示例如图1所示。

在非换相时刻的占空比,关断相的占空比为一个小于其换相前占空比的变量  $d_{off}$ 。

这段调制的时间就是换相持续时间,而提前换相时间就是这段时间的一半。

由于非换相时刻采用的是上桥臂调制的控制策略,也就是上桥采用PWM调制,下桥保持全开的调制策略,所以在上桥和下桥换相时,提前的时间是不同的,下面会分别举例进行求解。

### 2.1 上桥臂换相

图5给出了以CB换相到AB为例的换相过程。在CB状态还剩时间  $t_r$  时开始进行换相,持续到进入AB状态时间  $t_r$  后结束。换相过程中,非换相相B占空比保持与换相前一样,均为1,开通相A占空比变为非换相时刻关断相的占空比  $d$ ,关断相C占空比变为  $d_{off}$ 。在此过程中,由于关断相电流变化率仍然会大于开通相的电流变化率,所以关断相电流  $i_c$  由  $I$  下降为0时,开通相电流  $i_a$  是不可能由0上升为  $I$  的,不妨假设  $i_a$  由0上升为  $0.8I$ ,此时非换相相电流肯定会降低,由  $-I$  变为  $-0.8I$ ,相应的电流波形如图5所示。

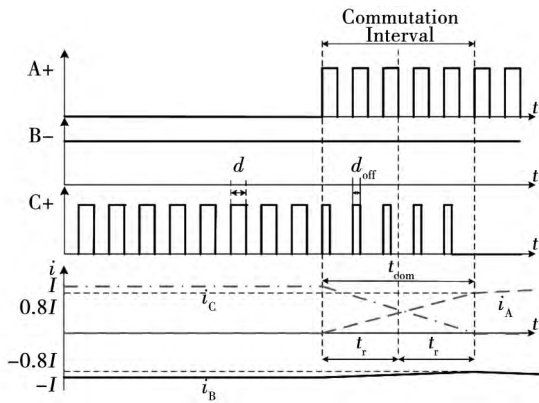


图5 上桥换相期间的超前换相实现方法  
Fig. 5 Implementation of advance commutation in the upper-bridge commutation interval

在换相区间内,由于三相同步参与调制,每一个PWM周期根据各相开关管通断情况可以被分为3部分。当C、A两相开关管同时导通时,其电流回路如图6所示,电流分为两路:电源正极流出,经过VT1、A相绕组、B相绕组、VT6进入电源负极;电源正极流出,经过VT5、C相绕组、B相绕组、VT6进入电源负极。当C相开关管关断、A相开关管导通时,其电流回路如图7,电流也是两路:电源正极流出,

经过VT1、A相绕组、B相绕组、VT6进入电源负极;经过C相绕组、B相绕组、VT6以及VD2进行续流。当C、A两相开关管同时关断时,其电流回路如图8,电流回路也是两路:电流经过A相绕组、B相绕组、VT6以及VD4进行续流;经过C相绕组、B相绕组、VT6以及VD2进行续流。

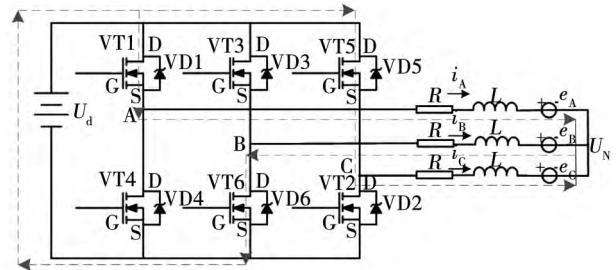


图6 VT1、VT5、VT6全部导通时的电流回路  
Fig. 6 Current circuit with VT1, VT5 and VT6 being opened

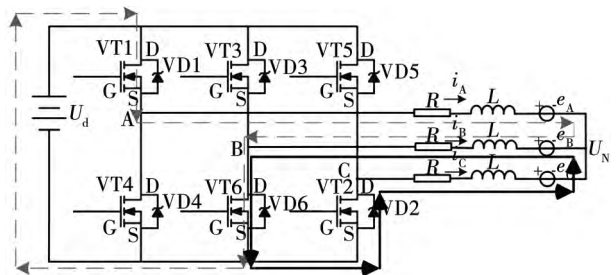


图7 VT1、VT6导通,VT5断开  
Fig. 7 Current circuit with VT1, VT6 being opened and VT5 being closed

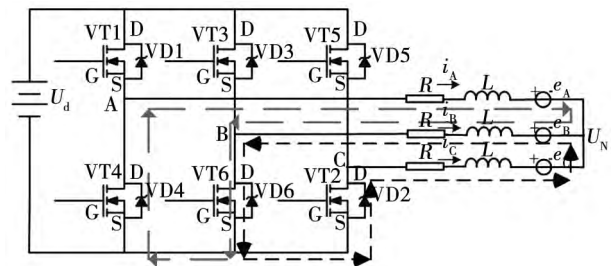


图8 VT6打开,VT1、VT5关断  
Fig. 8 Current circuit with VT6 being opened and VT1, VT5 being closed

根据图4可以得到换相过程的等效电压方程

$$\begin{bmatrix} U_d d \\ 0 \\ U_d d_{off} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_A \\ \tilde{i}_B \\ \tilde{i}_C \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_M & 0 \\ 0 & 0 & L_M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_N \\ U_N \\ U_N \end{bmatrix} = 0 \quad (2)$$

式中:  $U_d$  为电源电压,  $d$  为占空比,  $R$  为电枢绕组的电阻,  $\bar{i}_A$ ,  $\bar{i}_B$  和  $\bar{i}_C$  为各相电流在换相过程中的平均值,  $L_M$  为电枢绕组的等效电感,  $U_N$  为中性点电压。

考虑到电机绕组的固有结构, 换相过程中总能满足

$$e_A = -e_B = e_C = E \quad (3)$$

式中  $E$  为反电动势的绝对值。

无刷直流电机在非换相时刻稳定运行时满足

$$U_d d = 2(IR + E) \quad (4)$$

考虑到基尔霍夫电流定律, 满足:

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (5)$$

$$\frac{di_A}{dt} + \frac{di_B}{dt} + \frac{di_C}{dt} = 0 \quad (6)$$

结合式(2) ~ 式(6) 可以得到换相过程三相电流变化率:

$$\left. \begin{aligned} \left[ \frac{di_A}{dt} \right] &= \frac{(d - d_{off}) U_d + 2IR}{3L_M} - \frac{\bar{i}_A R}{L_M} \\ \left[ \frac{di_B}{dt} \right] &= -\frac{(d_{off} - d) U_d + 4IR}{3L_M} - \frac{\bar{i}_B R}{L_M} \\ \left[ \frac{di_C}{dt} \right] &= \frac{(2d_{off} - 2d) U_d + 2IR}{3L_M} - \frac{\bar{i}_C R}{L_M} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

式中  $\bar{i}_A$ ,  $\bar{i}_B$  和  $\bar{i}_C$  为各相电流在换相过程中的平均值。

由于换相前后非换相相电流会变小, 假设换相前的关断相 C 相电流为  $I$ , 在换相过程中变为 0, 开通相 A 相电流由 0 变为  $0.8I$ , 并在换相结束后逐渐增至  $I$ , B 相电流在换相过程中由  $-I$  变为  $-0.8I$ , 并在换相结束后逐渐变为  $-I$ , 相应的电流波形如图 5。假设电流变化过程均为线性的, 则在换相过程中, 三相电流平均值如下:

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_A &= 0.4I \\ \bar{i}_B &= -0.9I \\ \bar{i}_C &= \frac{I}{2} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

将式(8) 代入式(7) 可以得到换相区间内的各

相电流在一个 PWM 周期  $T_s$  内的变化率:

$$\left. \begin{aligned} \left[ \frac{di_A}{dt} \right] &= \frac{(d - d_{off}) U_d + 0.8IR}{3L_M} \\ \left[ \frac{di_B}{dt} \right] &= -\frac{(d_{off} - d) U_d + 1.3IR}{3L_M} \\ \left[ \frac{di_C}{dt} \right] &= \frac{(2d_{off} - 2d) U_d + 0.5IR}{3L_M} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

由于在换相过程中, A、C 两相电流变化之和为  $1.8I$ , 所以可以根据式(10) 求得换相过程持续时间

$$t_b = \frac{1.8I}{\left( \left| \left[ \frac{di_A}{dt} \right] \right| + \left| \left[ \frac{di_C}{dt} \right] \right| \right)} \quad (10)$$

由于  $d_{off} < d$ , 这样  $\left[ \frac{di_A}{dt} \right]$  肯定是正值, 而

$\left[ \frac{di_C}{dt} \right]$  中电阻电流的乘积相较于  $(2d_{off} - 2d) U_d$  很小, 几乎不会影响  $(2d_{off} - 2d) U_d + 0.5IR$  的正负, 所以  $\left[ \frac{di_C}{dt} \right]$  一般为负值, 将式(9) 代入式(10)

$$t_b = \frac{1.8IL_M}{(d - d_{off}) U_d + 0.1IR} \quad (11)$$

所以换相所应该提前的 PWM 周期数是

$$n_{\pm} = \frac{1}{2} \frac{t_b}{T_s} = \frac{0.9IL_M}{T_s [(d - d_{off}) U_d + 0.1IR]} \quad (12)$$

## 2.2 下桥臂换相

图 9 给出了以 AB 换相到 AC 为例的换相过程。在 AB 状态还剩时间  $t_1$  时开始进行换相, 持续到进入 AC 状态时间  $t_2$  后结束。换相过程中, 非换相相 A 占空比保持与换相前一样, 均为  $d$ , 开通相 C 占空比变为非换相时刻下桥的占空比 1, 关断相 B 占空比变为  $d_{off}$ 。在此过程中, 由于关断相电流变化率仍然会大于开通相的电流变化率, 所以关断相电流  $i_B$  由  $-I$  变为 0 时, 开通相电流  $i_C$  是不可能由 0 变为  $-I$ , 不妨假设  $i_C$  由 0 变为  $-0.8I$ , 此时非换相相电流肯定会减小, 非换相相电流  $i_A$  由  $I$  变为  $0.8I$ , 相应的电流波形如图 9 所示。

在换相区间内, 由于三相同步参与调制, 假设关断相 B 相的占空比  $d_{off} < d$ , 则每一个 PWM 周期根据各相开关管通断情况可以被分为 3 部分。当 B、A 两相开关管同时导通时, 其电流回路如图 10 所示, 电流分为两路: 电源正极流出, 经过 VT1、A 相绕组、B 相绕组、VT6 进入电源负极; 电源正极流出, 经过

VT1、A相绕组、C相绕组、VT2 进入电源负极。当 B 相开关管关断、A 相开关管导通时，其电流回路如图 11，电流也是两路：电流经过 VT1、A 相绕组、B 相绕组、VD3 进行续流；电源正极流出，经过 VT1、A 相绕组、C 相绕组、VT2 进入电源负极。当 B、A 两相开关管同时关断时，其电流回路如图 12，电流回路也是两路：A 相绕组、B 相绕组、VD3、电源正极、电源负极、VD4 进行续流；电流经过 VD4、A 相绕组、C 相绕组、VT2 进行续流。

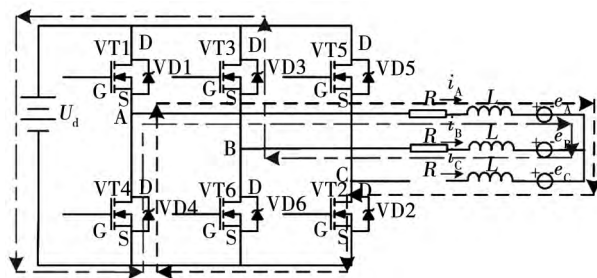


图 12 VT2 打开，VT1、VT6 关断

Fig. 12 Current circuit with VT2 being open and VT1, VT6 being closed

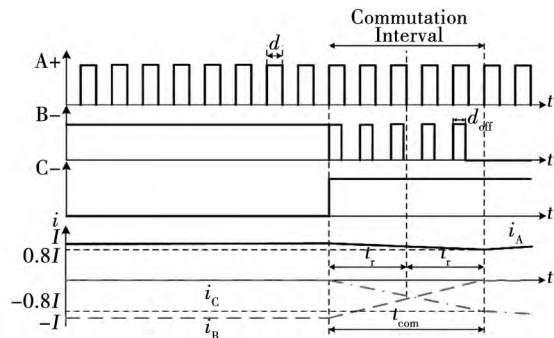


图 9 下桥换相期间的超前换相实现方法

Fig. 9 Implementation of advance comutation in the lower-bridge commutation interval

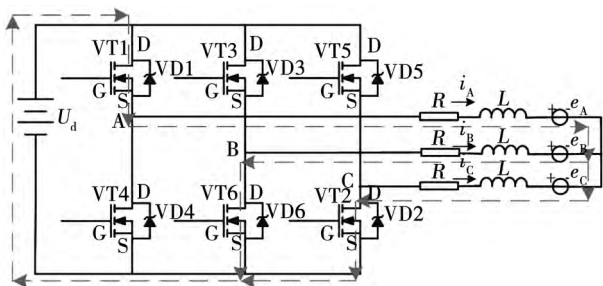


图 10 VT1、VT6、VT2 全部打开

Fig. 10 Current circuit with VT1, VT6 and VT2 being opened

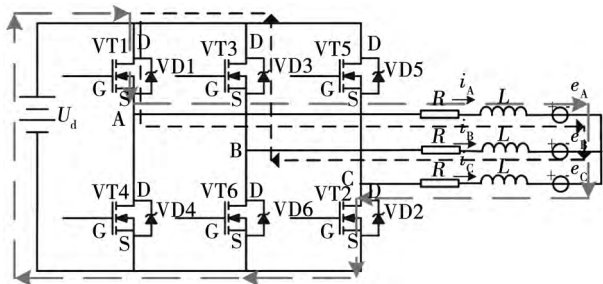


图 11 VT1、VT2 打开，VT6 关断

Fig. 11 Current circuit with VT1, VT2 being open and VT6 being closed

根据图 6 可以得到换相过程的等效电压方程

$$\begin{bmatrix} U_d d \\ U_d (1 - d_{off}) \\ U_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_A \\ \bar{i}_B \\ \bar{i}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_M & 0 \\ 0 & 0 & L_M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{i}_A \\ \bar{i}_B \\ \bar{i}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_N \\ U_N \\ U_N \end{bmatrix} \quad (13)$$

考虑到电机绕组的固有结构，换相过程中总能满足

$$-e_B = e_A = -e_C = E \quad (14)$$

式中  $E$  为反电动势的绝对值。

无刷直流电机在非换相时刻稳定运行时满足

$$U_d d = 2(IR + E) \quad (15)$$

考虑到基尔霍夫电流定律，满足：

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (16)$$

$$\frac{di_A}{dt} + \frac{di_B}{dt} + \frac{di_C}{dt} = 0 \quad (17)$$

结合式(13)~式(17)可以得到换相过程三相电流变化率：

$$\left. \begin{aligned} \left[ \frac{di_A}{dt} \right] &= \frac{(d_{off} - 1) U_d + 4IR}{3L_M} - \frac{\bar{i}_A R}{L_M} \\ \left[ \frac{di_B}{dt} \right] &= \frac{(2 - 2d_{off}) U_d - 2IR}{3L_M} - \frac{\bar{i}_B R}{L_M} \\ \left[ \frac{di_C}{dt} \right] &= \frac{(d_{off} - 1) U_d - 2IR}{3L_M} - \frac{\bar{i}_C R}{L_M} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

式中  $\bar{i}_A$ 、 $\bar{i}_B$  和  $\bar{i}_C$  为各相电流在换相过程中的平

均值。

由于换相前后电流会变小,假设换相前的 B 相电流为  $-I$ ,在换相过程中变为 0,C 相电流由 0 变为  $-0.8I$ ,并在换相结束后逐渐变为  $-I$ ,A 相电流在换相过程中由  $I$  变为  $0.8I$ ,并在换相结束后逐渐变为  $I$  相应的电流波形图见图 9。假设电流变化过程均为线性的,则在换相过程中,三相电流平均值如下:

$$\left. \begin{aligned} \bar{i}_A &= 0.9I, \\ \bar{i}_B &= -\frac{I}{2}, \\ \bar{i}_C &= -0.4I. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

将式(19)代入式(18)可以得到换相区间内的各相电流在一个 PWM 周期  $T_s$  内的变化率:

$$\left. \begin{aligned} \left[ \frac{di_A}{dt} \right] &= \frac{(d_{off} - 1)U_d + 1.3IR}{3L_M}, \\ \left[ \frac{di_B}{dt} \right] &= \frac{(2 - 2d_{off})U_d - 0.5IR}{3L_M}, \\ \left[ \frac{di_C}{dt} \right] &= \frac{(d_{off} - 1)U_d - 0.8IR}{3L_M}. \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

由于在换相过程中,A、C 两相电流变化之和是  $1.8I$ ,所以可以根据式(21)求得换相过程持续时间

$$t_b = \frac{1.8I}{\left( \left| \left[ \frac{di_B}{dt} \right] \right| + \left| \left[ \frac{di_C}{dt} \right] \right| \right)}. \quad (21)$$

由于  $d_{off} < 1$  这样  $\left[ \frac{di_C}{dt} \right]$  肯定是负值,由于电阻和电流的乘积远小于  $(2 - 2d_{off})U_d$ ,所以  $\left[ \frac{di_B}{dt} \right]$  为正值。将式(20)代入式(21)得

$$t_b = \frac{1.8IL_M}{(1 - d_{off})U_d + 0.1IR}. \quad (22)$$

所以换相所应该提前的 PWM 周期数是

$$n_{\downarrow} = \frac{1}{2} \frac{t_b}{T_s} = \frac{0.9IL_M}{T_s [(1 - d_{off})U_d + 0.1IR]}. \quad (23)$$

根据式(12)和式(23)可知,只有在上桥占空比  $d$  为 1 时,不论是哪一桥换相,提前时间才会相等。而要计算提前时间,只需要在电机运行过程中,采集电流值,非换相占空比以及 PWM 周期,就可以实时计算出需要提前的 PWM 周期数,在任意负载,任意转速下,这一方法都适用。

在具体的实现过程中,是通过采集前一次的霍尔状态持续时间对应的周期数,再减去需要提前的

周期数来确定在本次霍尔状态持续多长时间进行换相,从而精确的控制换相点。

### 3 实验验证及分析

为了对所提策略进行验证,采用 TI 公司的 TMS320F28335 为控制芯片控制电机运转。实验所用电机参数如表 1。

表 1 直流无刷电机参数

Table 1 Parameters of BLDC motor	
参数	数值
额定电压/V	24
额定功率/W	29
额定转速/(r/min)	2 800
额定转矩/(N·m)	0.2
电感/ $\mu$ H	208
极对数	2

所用电机控制器包含如下几部分: DSP 最小系统、电机驱动模块、Hall 信号采集模块以及电流信号采集模块。DSP 最小系统用于驱动 F28335 芯片。电机驱动模块用于给电机提供功率,其中的功率逆变器模块则用于接收 F28335 芯片传递过来的 PWM 信号来控制三相电压。Hall 信号采集模块以及电流采集模块则用于实时采集转子的位置信号以及三相的电流信号。所用控制器结构很简单,容易实现。

实验中  $d_{off}$  选为开通相的 0.7 倍,即上桥换相时  $d_{off} = 0.7d$ ,下桥换相时  $d_{off} = 0.7$ 。则式(10)和式(19)可简化为:

$$n_{\uparrow} = \frac{0.9IL_M}{T_s [0.3dU_d + 0.1IR]}, \quad (24)$$

$$n_{\downarrow} = \frac{0.9IL_M}{T_s [0.3U_d + 0.1IR]}. \quad (25)$$

图 13 ~ 图 14 为母线电压为 24V,上桥调制占空比为 0.7,拖动 0.12 N·m 恒转矩负载时采用传统方法和所提方法的电压电流波形。其中图 13 为采用传统方法时的电压电流波形。传统方法是在检测到 Hall 位置变化之后开始换相,并且换相时立即关断关断相,并导通开通相。这就导致了如图 13 所示的现象,换相电流波动很明显。图 14 是采用所出提方法的电压电流波形图,  $t_1$ 、 $t_2$  分别是上桥和下桥换相时的提前时间,  $t_1$ 、 $t_2$  对应的周期数分别为 4 和 3,符合式(24)和式(25)计算结果。从图中可以看出,相电流在换相时的波动明显改善。



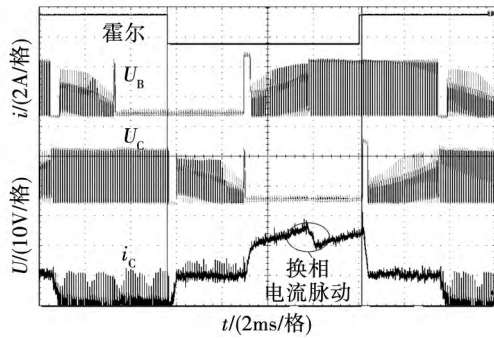


图 13 占空比为 0.7 ,负载 0.12 N · m ,传统方法换相时电压电流波形图

Fig. 13 Voltage and current waveform of traditional method with  $d=0.7$  under load torque  $0.12 \text{ N} \cdot \text{m}$

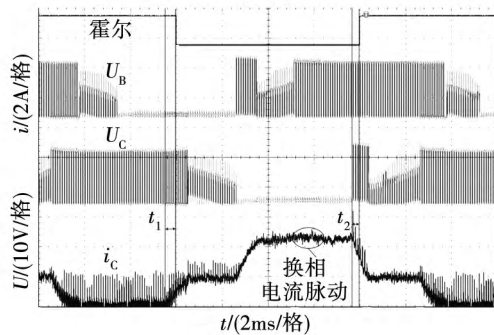


图 14 占空比为 0.7 ,负载 0.12 N · m ,新提出方法换相时电压电流波形图

Fig. 14 Voltage and current waveform of the proposed method with  $d=0.7$  under load torque  $0.12 \text{ N} \cdot \text{m}$

图 15 ~ 图 16 是母线电压为 24 V ,上桥调制占空比为 0.7 ,拖动 0.2 N · m 负载转矩时的电压电流波形 ,图 17 ~ 图 18 是母线电压为 24 V ,上桥调制占空比 0.9 ,拖动 0.2 N · m 负载转矩时的电压电流波形图。图 16 中上下桥提前换相周期数分别为 9 和 6 与图 14 相比 ,虽然图 16 的占空比没变 ,都是 0.7 ,但是负载转矩更大 ,也就是相电流更大 ,所以上下桥换相的提前时间都会更长 ,此时电流换相时的波动改善同样很明显 ,说明在不同的负载下 ,新提出的方法都能有很好地效果。

图 18 中上下桥提前换相周期数分别为 7 和 6。由于图 18 与图 16 对应的电机负载转矩相同 ,所以电机的相电流相同 ,根据式 (24) 和式 (25) ,两者下桥换相对应的提前周期数应该相同 ,实验结果和理论完全符合。而在负载相同情况下 ,图 18 的电机占空比更大 ,也就是电机的转速更快 ,根据式 (24) 和式 (25) ,图 18 中的上桥换相时间应该小于图 16 ,实

验结果能完全符合理论计算结果 ,此时电流脉动的改善效果较传统方法很明显 ,说明在不同的占空比下 ,也就是说在不同的转速下 ,新提出的方法都有比较好的效果。

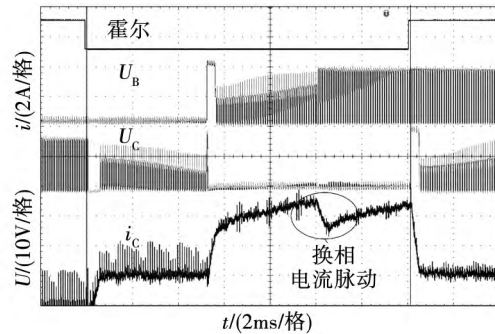


图 15 占空比为 0.7 ,负载 0.2 N · m ,传统方法换相时电压电流波形图

Fig. 15 Voltage and current waveform of traditional method with  $d=0.7$  under load torque  $0.2 \text{ N} \cdot \text{m}$

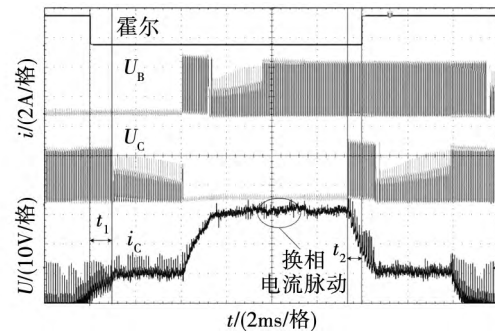


图 16 占空比为 0.7 ,负载 0.2 N · m ,新提出方法换相时电压电流波形图

Fig. 16 Voltage and current waveform of the proposed method with  $d=0.7$  under load torque  $0.2 \text{ N} \cdot \text{m}$

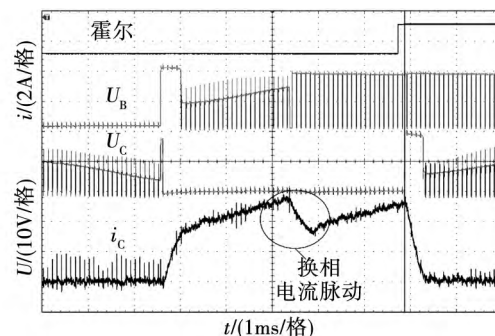


图 17 占空比为 0.9 ,负载 0.2 N · m ,传统方法换相时电压电流波形图

Fig. 17 Voltage and current waveform of traditional method with  $d=0.9$  under load torque  $0.2 \text{ N} \cdot \text{m}$

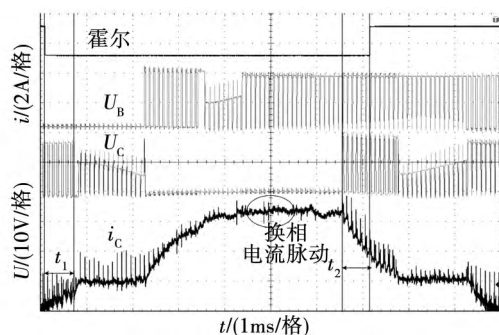


图 18 占空比为 0.9, 负载  $0.2 \text{ N} \cdot \text{m}$  新提出方法换相时电压电流波形图

Fig. 18 Voltage and current waveform of the proposed method with  $d=0.9$  under load torque  $0.2 \text{ N} \cdot \text{m}$

从上述实验可以验证采用所提方法对换相转矩脉动有很好的抑制作用, 并且在不同的负载和转速下效果都很明显。

## 4 结 论

本文分析了电流滞后引起换相转矩脉动的理论依据并提出了一种抑制方法。在本文的方法中, 换相区间相比于传统方法有所提前, 并给出了提前时间的理论推导, 在求提前时间时需要精确的采集相电流。本文方法在实现时的主要难点是精确的控制换相。

本文方法的主要优点是在实现时只需要在基础的电机控制器上改善控制程序而不需要重新设计比较复杂的硬件电路。并且只要采集到相电流信号, 就能计算出不同的负载和转速下的提前换相时间, 适用范围大。

### 参 考 文 献:

[1] LIN Y K, LAI Y S. Pulse-width modulation technique for BLDCM drives to reduce commutation torque ripple without calculation of commutation time [J]. IEEE Transactions on Industry Applications 2011 47(4): 1786.

[2] 鲁宗峰, 张春喜, 李国辉, 等. 基于 TMS320LF2407A 的无刷直流电机控制系统 [J]. 哈尔滨理工大学学报, 2005, 10(2): 68. LU Zongfeng, ZHANG Chunxi, LI Guo hun, et al. Brushless DC motor control system based on TMS320LF2407A [J]. Journal of Harbin University of Science and Technology 2005 10(2): 68.

[3] 周美兰, 李志, 苏革航. 无刷直流电机 PWM 调制方式对非换相期间转矩脉动的影响 [J]. 哈尔滨理工大学学报, 2014, 19(6): 74. ZHOU Meilan, LI Zhi, SU Gehang. Effect of brushless DC motor PWM modulation modes on Non-commutation torque ripple [J]. Journal of Harbin University of Science and Technology 2014, 19

(6): 74.

[4] 孙立军, 孙雷, 张春喜, 等. 无刷直流电机 PWM 调制方式研究 [J]. 哈尔滨理工大学学报, 2006, 11(2): 120. SUN Lijun, SUN Lei, ZHANG Chunxi, et al. Study on PWM modulation mode of brushless DC motor [J]. Journal of Harbin University of Science and Technology 2006, 19(6): 120.

[5] 石坚, 李铁才. 一种消除无刷直流电机换相转矩脉动的 PWM 调制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 110. SHI Jian, LI Tiejai. A PWM strategy to eliminate commutation torque ripple of brushless DC motors [J]. Proceedings of the CSEE 2012, 32(24): 110.

[6] 夏长亮, 方红伟. 永磁无刷直流电机及其控制 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 25. XIA Changliang, FANG Hongwei. Permanent-magnet brushless DC motor and its control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society 2012, 27(3): 25.

[7] 王大方, 卜德明, 朱成, 等. 一种减小无刷直流电机换相转矩脉动的调制方法 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(25): 160. WANG Dafang, BU Deming, ZHU Cheng, et al. A modulation method to decrease commutation torque ripple of brushless DC motors [J]. Transactions of China Electrotechnical Society 2014, 29(25): 160.

[8] WAEL A S, DAHAMANLSHAK, KHALEEL J H. PWM switching strategy for torque ripple minimization in BLDC motor [J]. Journal of Electrical Engineering 2011 62(3): 141.

[9] FANG Jiancheng, ZHOU Xinxu, LIU Gang. Instantaneous torque control of small inductance brushless DC motor. IEEE Transactions on Power Electronics 2012 27(12): 4952.

[10] BHARATKAR S S, YANAMSHETTI R, CHATTERJEE D. Dual-mode switching technique for reduction of commutation torque ripple of brushless dc motor [J]. IET Electric Power Application, 2011 5(1): 193.

[11] 陈基锋, 张晓峰, 吴小康, 等. 基于统一式的无刷直流电机换相转矩脉动抑制新策略 [J]. 电工技术学报, 2011, 26(4): 51. CHEN Jifeng, ZHANG Xiaofeng, WU Xiaokang, et al. A novel strategy to suppress commutation torque ripple in brushless DC motor based on unitive formula [J]. Transactions of China Electrotechnical Society 2011 26(4): 51.

[12] SHI Jian, LI Tiejai. New method to eliminate commutation torque ripple of brushless DC motor with minimum commutation time [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(6): 2139.

[13] SHI Tingna, GUO Yuntao, Peng Song, 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.

[14] 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. LUO Honghao, WU Jun, ZHAO Hongtao. Commutation control of permanent brushless DC motors [J]. Proceedings of the CSEE, 2008 28(24): 108.

- [15] 石坚,李铁才. 无刷直流电机低转矩脉动超前换相控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(30): 112.  
SHI Jian, LI Tiecai. An advance commutation control method for low torque ripple of brushless DC motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(30): 112.
- [16] CHUN L C, YIE T C, YU H S. An accurate automatic phase advance adjustment of brushless DC motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2009, 45(1): 120.
- [17] VISWANATHAN V, JEEVANANTHAN S. Approach for torque ripple reduction for brushless DC motor based on the three-level neutral-point-clamped inverter with DC-DC converter[J]. IET Power Electronics, 2015, 8(1): 47.
- [18] 宋飞,周波,吴小婧,等. 抑制无刷直流电机换相转矩脉动的新型补偿策略[J]. 电工技术学报, 2008, 23(11): 28.  
SONG Fei, ZHOU Bo, WU Xiaojing. Novel compensation method to suppress commutation torque ripple for brushless DC motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(11): 28.
- [19] XIA Changliang, WANG Yingfa, SHI Tingna. Implementation of finite-state model predictive control for commutation torque ripple minimization of permanent-magnet brushless DC motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(3): 896.
- [20] LIU Huibo, WANG Jing, ZHANG Jipeng, et al. Research on torque ripple suppression techniques for brushless DC motor [C]//2013 the 25th Chinese Control and Decision Conference (CCDC) 2013 #24.
- [21] FANG Jiancheng, LI Haitao, HAN Bangcheng. Torque ripple reduction in BLDC torque motor with nonideal back EMF[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4630.
- [22] SHENG Tiantian, WANG Xiaolin, ZHANG Julia. Torque-ripple mitigation for brushless DC machine drive system using one-cycle average torque control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(4): 2114.
- [23] SEYED M S, MUSTAFA M, EBRAHIM A. Torque ripple minimization control method for a four-phase brushless DC motor with non-ideal back-electromotive force[J]. IET Electric Power Application, 2013, 7(5): 360.

(编辑: 贾志超)

(上接第76页)

- [18] SAHOO S K, PANDA S K, XU Jianxin. Direct torque controller for switched reluctance motor drive using sliding mode control, [C]// IEEE International Conference on Power Electronics and Drives Systems, 28 Nov-1 Dec, 2005 Kuala Lumpur, Malaysia. Phuket: IEEE, 2006, 1129.
- [19] NIHAT I, VEYSEL O. Torque ripple minimization of a switched reluctance motor by using continuous sliding mode control technique[J]. Electric Power Systems Research, 2003, 66(3): 241.
- [20] LEVANT A. Higher order sliding modes and their application for controlling uncertain processes[D]. Moscow: Institute for System Studies of the USSR Academy of Science, 1987.
- [21] LEVANT A. Sliding order and sliding accuracy insliding mode control[J]. International Journal of Control, 1993, 58(6): 1247.
- [22] AMMAR A, BOUREK A, BENAKCHA A. Nonlinear SVM-DTC for induction motor drive using input-output feedback linearization and high order sliding mode control[J]. Isa Transactions, 2017, 67: 428.
- [23] 皇甫宜耿, LAGHROUCHE S, 刘卫国, 等. 高阶滑模消抖控制在永磁同步电动机中的应用[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(2): 7.  
HUANGFU Yigeng, LAGHROUCHE S, LIU Weiguo et al. Chattering avoidance high order sliding mode control for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(2): 7.
- [24] RAFIQ M, REHMAN S U, REHMAN F U, et al. A second order sliding mode control design of a switched reluctance motor using super twisting algorithm[J]. Simulation Modelling Practice and Theory, 2012, 25(6): 106.

(编辑: 贾志超)