

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2017.02.010

# 一种用于抑制高转速卫星动量轮换相转矩脉动的调制方法

吴启东, 张 翔, 廖文和  
(南京理工大学 机械工程学院, 江苏 南京 210094)

**摘要:**针对高速旋转的动量轮在换相过程中发生的转矩波动增大、平均转矩下降的问题,对高转速动量轮在换相期间转矩脉动的产生原因进行研究,对动量轮换相过程中相电流的变化进行了分析,提出了一种基于电流 PWM 调制的超前换相方法,并推导出超前换相角度。利用 Saber 与 Simulink 联合仿真平台建立驱动控制模型,对动量轮换相期间的转矩进行了测试。研究表明,利用此种控制方法,对电流调制周期内的占空比进行控制,能有效地抑制动量轮高速转动时换相过程中产生的转矩脉动,使输出转矩更加平稳。

**关键词:**动量轮;转矩脉动;电流控制;PWM 调制

**中图分类号:**TH39;TM3

**文献标志码:**A

**文章编号:**1001-4551(2017)02-0150-06

## Modulation method to restrain commutation torque ripple of high speed momentum wheel

WU Qi-dong, ZHANG Xiang, LIAO Wen-he

(School of Mechanical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

**Abstract:** Aiming at the problem that the torque fluctuation was increased and the average torque was decreased during the commutation of the momentum wheel, the cause of the torque ripple during the commutation of the high speed momentum wheel was studied and the phase current changed during the commutation process of the momentum wheel was analyzed. A new commutation method based on current PWM modulation was proposed, and the lead commutation angle was deduced. The driving control model was established by Saber and Simulink co-simulation platform, and the torque during commutation of momentum wheel was tested. The results show that the control of the duty cycle in the current modulation period can effectively restrain the torque ripple generates during commutation of the momentum wheel at high speed and make the output torque more stable.

**Key words:** momentum wheel; torque ripple; current control; PWM modulation

## 0 引 言

卫星上的动量轮本质上是一个由无刷直流电动机驱动的飞轮体,通过壳体与卫星固连,依靠变速旋转提供反作用矩,实现动量变换和动量储存,是卫星姿态控

制系统的重要执行元件。动量轮仿永磁无刷直流电机一体化成型,继承了无刷直流电机能量密度大、控制简单、运行稳定以及转矩大等优点的同时,存在着转矩脉动大的问题,这制约了动量轮在高精度工况中的工作能力。

收稿日期:2016-10-25

作者简介:吴启东(1991-),男,江西抚州人,硕士,主要从事卫星动量轮方面的研究. E-mail:2637308731@qq.com

通信联系人:廖文和,男,工学博士,教授,博士生导师. E-mail:cnwho@nuaa.edu.cn

转矩脉动产生的主要原因有:①非理想反电动势波形引起的原理性电磁转矩脉动;②齿槽效应引起的转矩脉动;③电枢反应引起的转矩脉动;④机械加工缺陷和材料性能不一致引起的转矩脉动;⑤换相引起的转矩脉动<sup>[1]</sup>。

对于加工精良的动量轮来说,其采用机电一体化集成设计方法,将外转子与飞轮体一体化,区别于普通无刷直流电机,其定子采用无铁芯的真空杯绕组结构,消除了内部磁滞和涡流损耗,同时由于无齿槽,避免了齿槽转矩和齿谐波的产生。因而如何抑制由换相引起的转矩脉动成为解决动量轮整体转矩脉动的关键问题<sup>[2]</sup>。

换相转矩脉动的产生有两个原因:①换相时非换相相电流不恒定;②相电流波形滞后反电动势波形。

换相转矩脉动的产生和动量轮的驱动方式有密切的关系,在一般工况中多采用半桥式驱动、全桥式驱动、C-Dump 式驱动以及四开关式驱动。然而无论采用何种驱动方式,由动量轮结构特性以及采用霍尔传感器定位换相的控制方法,决定了其转矩脉动的存在无法被消除,只能被抑制<sup>[3-5]</sup>。

自 1989 年外国学者首次提到无刷直流电机的换相转矩脉动问题,众多学者开始对此进行深入研究<sup>[6]</sup>。解决问题的途径有两种:①改变逆变器直流侧输入电压大小,使其与反电动势幅值保持一定比例关系,从而抑制转矩脉动;②控制换相过程中关断相电流下降速率与导通相电流上升速率相等,间接保证非换相相电流恒定,从而抑制转矩脉动<sup>[7-9]</sup>。相对于输入电压的难以控制,目前对换相转矩脉动的抑制主要集中在电流控制方面,主要控制方法有重叠换相法、滞环电流控制法、电流预测控制法和脉宽调制(pulse width modulation, PWM)法等<sup>[10]</sup>。文献[11]采用滞环电流控制法控制导通相电流上升速率来抑制低速状态下的换相转矩脉动,简单快速,但是在高速状态下的效果不是很好。文献[12]通过计算电流预测控制中的占空比,同时控制关断相电流降低速率与导通相电流上升速率,很好地抑制了换相过程中的因非换相相电流不恒定引起的转矩脉动,但是其控制方法过于复杂且无法抑制电流波形滞后产生的转矩脉动。文献[13]针对基于降压斩波变换器 PAM 调制方式下高速无刷直流电机由于换相点滞后产生的非导通相续流问题,分析了其产生原因并提出了一种基于 DSP 的软件超前换相的补偿方

法,但是对于因非换相相电流不恒定引起的转矩脉动没有论述。文献[14-15]采用非换相相电流恒频 PWM 控制的最优换相方案,这种方法虽然对抑制高速下的换相转矩脉动有效,但需要离线求解开关状态并且算法复杂。

综上考虑,本研究提出一种易于实施,算法简单,在保证非换相相电流稳定的同时解决电流波形滞后反电动势波形问题的控制方法,阐述构思与推导过程,并通过仿真分析验证控制方法的可行性。

## 1 换相转矩脉动分析

### 1.1 数学模型

动量轮中电机结构的控制系统一般采用三相全桥二二导通的控制方式,其主回路原理如图 1 所示。

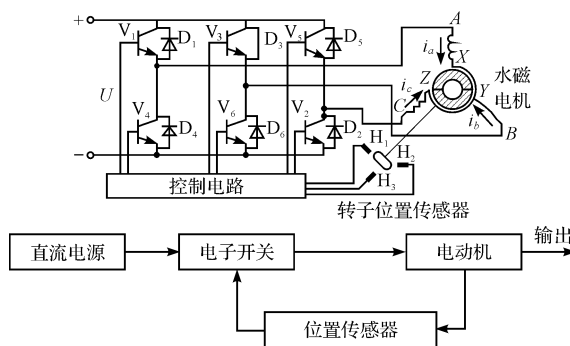


图1 三相全桥主回路原理图

二二导通即飞轮体每转过  $60^\circ$ , 电子开关换流一次, 每次换流共有两相导通, 另一相断开。飞轮体旋转一周, 共有 6 个不同状态。利用位置传感器检测转子位置, 控制器通过检测到的位置信息, 结合电子开关(逆变控制技术驱动电路), 按次序切换不同的加电顺序来控制动量轮的稳定运行。

本研究为便于分析问题, 基于动量轮结构特点, 不考虑内部磁滞和涡流损耗, 无定子齿槽影响的情况下做如下假设:

- (1) 气隙磁感应强度在空间呈梯形分布。
- (2) 定子绕组分布均匀且完全对称。
- (3) 三相反电动势均为理想梯形波且幅值相等。
- (4) 不考虑摩擦和空气阻力

由于转子的磁阻不随转子位置变化而变化, 定子绕组的自感和互感为常数, 则电机绕组的电压平衡方程为:

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} + U_N \quad (1)$$

式中:  $U_A, U_B, U_C$ —各相端电压;  $i_A, i_B, i_C$ —各相电流;  $e_A, e_B, e_C$ —各相反电动势;  $R$ —各相绕组等效电阻;  $L$ —定子绕组等效电感;  $U_N$ —三相中心电压。

动量轮电磁转矩为:

$$T_e = \frac{1}{\omega} (e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C) \quad (2)$$

式中:  $\omega$ —转子机械角速度。

## 1.2 由非换相相电流引起的转矩脉动

动量轮的换相基于二二导通方式,工作过程中任何时刻都只有两相导通,另一相断开。由于定子绕组电感的存在,在换相过程中关断相和导通相电流变化率不相等,使得非换相绕组电流在换相期间发生变化,从而产生转矩脉动。在高速工作时,换相过程电流变化情况如图 2 所示。

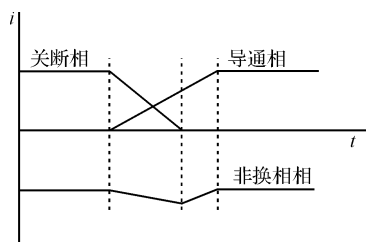


图 2 换相过程电流变化情况

换相时关断相电流下降到零时,导通相电流还未达到稳态值,在这种情况下非换相相电流值减小,将会引起动量轮转矩减小。假设各相绕组反电动势幅值在换相期间均保持恒定  $E$  不变,由  $i_{\text{通}} + i_{\text{断}} + i_{\text{非}} = 0$  可将式(2)转换为:

$$T_e = \frac{1}{\omega} |E i_{\text{通}} + E i_{\text{断}} - E i_{\text{非}}| = \frac{2E}{\omega} |i_{\text{非}}| \quad (3)$$

由式(3)可知,在假设反电动势不变的基础上,换相转矩与非换相相电流呈线性关系,因此可将非换相相电流作为动量轮换相转矩的衡量标准,如果非换相相电流在换相期间能保持恒定就能有效抑制动量轮换相转矩脉动。为了消除换相期间非换相相电流波动,必须控制通断两相电流变化速率使之相等而方向相反。

## 1.3 由电流波形滞后反电动势波形引起的转矩脉动

理想状况下电机相电流与反电动势同步,此时相电流与反电动势乘积达到最大,如此才能保证动量轮

输出转矩最大。理想状况下反电动势与相电流波形如图 3 所示。

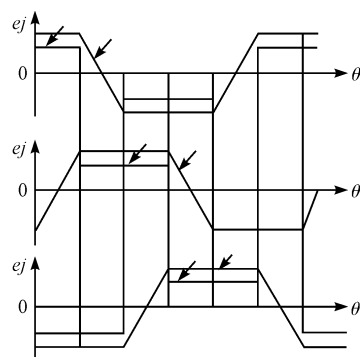


图 3 理想反电动势和相电流波形

为使相电流与反电动势同步,必须保证在换相结束时刻导通相就已达到幅值。如果导通相电流上升速度是无限的,那么换相开始于结束时刻相重合,此时间点即为理想换相点。然而相电流变化率有限,换相时间不可能仅为一点。在实际工况中,高速运行的动量轮中相电流波形严重滞后于反电动势波形,高速运行下反电动势和相电流波形如图 4 所示。

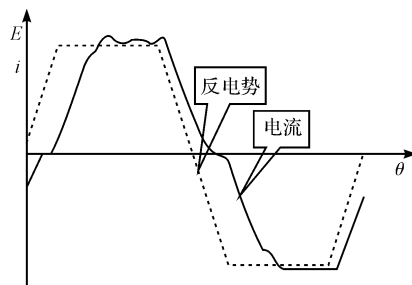


图 4 高速运行下反电动势和相电流波形

此时电流波形与反电动势波形重点并不重合,由式(2)知相电流与反电动势的乘积无法达到最大因而产生转矩脉动。

## 2 控制方法

### 2.1 换相区间的构思

如上所述,现实工况中动量轮不存在理想换相点,换相需要在一段时间段内完成。那么在换相区间内让关断相电流提前开始关断,同时让导通相电流提前开始导通,并对关断相进行 PWM 调制,降低关断相电流下降速率使其持续到导通相电流完成换相为止。此时换相区间的长度即为换相时间,理想换相效果如图 5 所示。

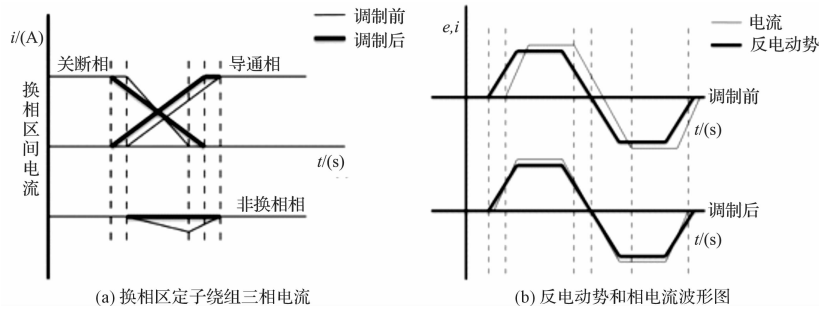


图5 调制后换相效果

如图5所示,这样既可以保证非换相相电流稳定,又以超前换相方式解决了电流波形滞后于反电动势波形的问题,有效地抑制了动量轮换相转矩脉动。

## 2.2 调制方法及推导过程

不妨假设当前时刻导通相为AB相,下一拍导通相为CB相,即在换相区间内A相为关断相,C相为导通相,B相为非换相相。在换相区间内A相电流提前 $\Delta t$ 关断并对其进行PWM调制,使A相电流 $i_A$ 延时归零;同时提前导通C相,此时AC两相电流处于过渡状态, $i_A$ 为切出电流, $i_C$ 为切入电流,待 $i_A$ 下降到0, $i_C$ 上升到稳态值即完成换相。在换相区间内,ABC三相皆有电流,实际换相过程如图6所示。

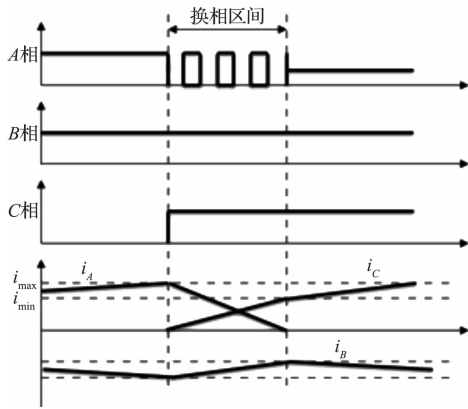


图6 实际换相过程

对比图5发现,动量轮在实际换相过程中由于定子电阻自感,关断相电流并不是从平均负载电流开始降低至零,在换相结束时刻导通相电流稳态值也不能达到平均负载电流。并且在调制过程中关断相电流的降低速率始终大于导通相电流上升速率,无法保证非换相相电流恒定,因而在动量轮工作过程中仍然存在换相转矩脉动。但是对比图2可知,此时非换相相电流波动较平缓,虽然不能彻底消除动量轮转矩脉动(由其结构特点所决定),但是的确降低了由于非换相相电流不恒定引起的转矩脉动;同时由于本研究采用

了超前换相的技术,克服了由相电流波形滞后反电动势波形导致的转矩脉动问题,有效地抑制了动量轮工作过程中产生的换相转矩脉动。

在换相区间内,ABC三相都有电流通过,三相开关器件同时参与了调制,根据A相开关与否则可将调制过程分为两部分,其等效电路图如图7所示。

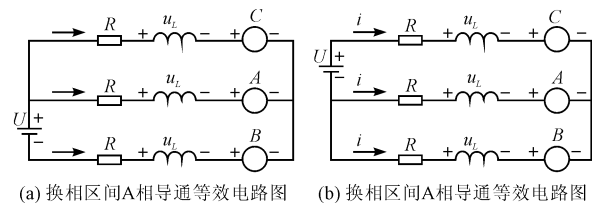


图7 等效电路图

由图7可得各相的电路平衡方程为

$$\begin{cases} i_C \cdot R + \frac{di_C}{dt_{\text{通}}} \cdot L + e_C = i_A \cdot R + \frac{di_A}{dt_{\text{通}}} \cdot L + e_A = U_{AC} \\ U_{AC} + i_B \cdot R + \frac{di_B}{dt_{\text{通}}} \cdot L - e_B = U \\ i_A + i_C + i_B = 0 \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} i_B \cdot R + \frac{di_B}{dt_{\text{断}}} \cdot L + e_{CB} = i_A \cdot R + \frac{di_A}{dt_{\text{断}}} \cdot L - e_C = U \\ U_{AB} + i_C \cdot R + \frac{di_C}{dt_{\text{断}}} \cdot L - e_C = U \\ i_A + i_B + i_C = 0 \end{cases} \quad (5)$$

经化简计算可得

$$\begin{cases} \frac{di_A}{dt_{\text{通}}} = \frac{U}{3L} + \frac{e_B + e_C - 2e_A}{3L} - \frac{i_A \cdot R}{L} \\ \frac{di_C}{dt_{\text{通}}} = \frac{U}{3L} + \frac{e_B + e_A - 2e_C}{3L} - \frac{i_C \cdot R}{L} \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} \frac{di_A}{dt_{\text{断}}} = -\frac{U}{3L} + \frac{e_B + e_C - 2e_A}{3L} - \frac{i_A \cdot R}{L} \\ \frac{di_C}{dt_{\text{断}}} = \frac{2U}{3L} + \frac{e_B + e_A - 2e_C}{3L} - \frac{i_C \cdot R}{L} \end{cases} \quad (7)$$

在一个占空比为D的PWM调制周期内,每相电流

变化率并不相同,在一个调制周期内电流的真是变化率为:

$$\frac{di}{dt} = D \cdot \frac{di}{dt_{\text{通}}} + (1 - D) \cdot \frac{di}{dt_{\text{断}}} \quad (8)$$

在换相区间内各相电压满足以下关系:

$$e_A = e_C = -e_B = E \quad (9)$$

在动量轮稳定工作状态时,两相导通,电压满足一下关系:

$$U = 2(I \cdot R + E) \quad (10)$$

式中: $E$ —反电动势幅值, $I$ —正常工作时稳态电流。

综合式(6 ~ 10) 可得各相电流在换相区间内的平均变化率:

$$\begin{cases} \frac{di_A}{dt} = -2(1 - D) \frac{U}{3L} + \frac{2I \cdot R}{3L} - \frac{i_A \cdot R}{L} \\ \frac{di_C}{dt} = (1 - D) \frac{U}{3L} + \frac{2I \cdot R}{3L} - \frac{i_C \cdot R}{L} \end{cases} \quad (11)$$

在换相过程中,A相电流变化过程为 $I_{\max} \rightarrow 0$ ,C相电流变化过程为 $0 \rightarrow I_{\min}$ , (不考虑B相电流变化,因B相电流变化由AC相电流变化引起)。假设电流变化过程服从二次函数图形,即

$$\begin{cases} i_{\text{降}} = \frac{I_{\max}}{t_{\text{换}}^2} (t - t_{\text{换}})^2 \\ i_{\text{升}} = \frac{I_{\min}}{t_{\text{换}}^2} t^2 \end{cases} \quad (12)$$

式中: $t_{\text{换}}$ —换相时间;同时由于 $I_{\max}$ 、 $I_{\min}$ 与 $I$ 相差很小,取值对结论影响不大,以下关系成立(根据函数图形分析,不仅限于二次函数关系,只要关断相电流递减,导通相电流递增,下式仍然成立)。

$$\begin{aligned} i_A &< I_{\max} \\ i_C &< I_{\min} \\ i_b &= -(i_A + i_C) \end{aligned} \quad (13)$$

在动量轮实际工况中,定子绕组中电感效应远大于其自身电阻,即 $R/L \rightarrow 0$ ,而电流 $I$ 不可能无限大,因而电阻因素可以忽略,则式(11) 可以简化为

$$\begin{cases} \frac{di_A}{dt} = -2(1 - D) \frac{U}{3L} \\ \frac{di_C}{dt} = (1 - D) \frac{U}{3L} \end{cases} \quad (14)$$

则有

$$\frac{I}{t_{\text{换}}} = \frac{1}{2} \left( \left| \frac{di_A}{dt} \right| + \left| \frac{di_C}{dt} \right| \right) \quad (15)$$

综合式(14 ~ 15) 得

$$t_{\text{换}} = \frac{IL}{(1 - D)U} \quad (16)$$

将式(10) 代入式(16) 得

$$t_{\text{换}} = \frac{IL}{(1 - D)(2I \cdot R + 2E)} \approx \frac{IL}{(1 - D)2E} = \frac{IL}{(1 - D)C_e \Phi_\delta \omega} \quad (17)$$

式中: $2E = C_e \Phi_\delta \omega$ 、 $C_e$ —反电动势常数, $\Phi_\delta$ —各极磁通(永磁磁场为常数), $\omega$ —角速度。

根据二二导通原理,对于每一相电流,使其在该相绕组到达转子磁场 $60^\circ$ 位置开始,转到 $120^\circ$ 位置结束的方式通入恒定电流。由于转子磁场在 $60^\circ$ 到 $120^\circ$ 之间幅值对称且有效值最大,使动量轮以最大的电磁转矩旋转。这就是说提前换相时间为换相时间的一半,即

$$\Delta t = \frac{1}{2} \omega t_{\text{换}} = \frac{IL}{2(1 - D)C_e \Phi_\delta} \quad (18)$$

动量轮工作时稳态电流、定子绕组自感、永磁钢各极磁通以及反电动势常数为定值,那么提前换相时间 $\Delta t$ 取决于占空比 $D$ 。适当调节占空比 $D$ 并将霍尔元件朝前安装即可抑制电流波形滞后现象;同时能有效改善非换相相电流变化率,从而从两方面抑制了动量轮工作中换相转矩波动。

### 3 实验结果与分析

为了验证以上分析结果,本研究根据控制框图在Saber中建立电路系统的仿真模型,在Simulink中建立换相控制算法的Matlab函数模块,采用联合仿真环境对上述换相控制方法进行仿真验证。仿真所用参数如下:

电源电压:28 V

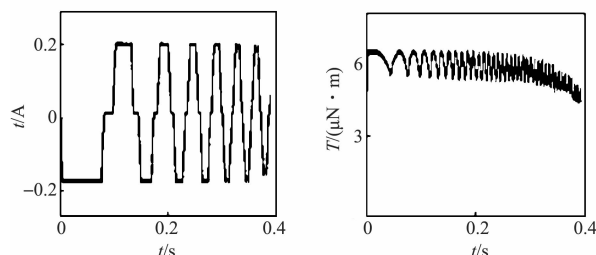
相电流:220 mA

绕组电阻:21  $\Omega$

相电感:28  $\mu\text{H}$

逆变器开关频率:10 kHz

仿真结果如图(8 ~ 9)所示。



(a)换相时未采用控制法的电流波形 (b)换相时未采用控制法的转矩波形

图8 未采用控制算法时的波形图

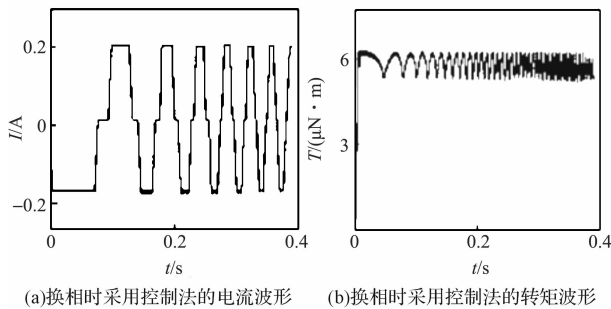


图9 采用控制算法时的波形图

由图8可以看出,在不采用控制法的情况下,高速运转中的动量轮在换相开始时刻反电动势已达幅值,端电压克服反电动势后不足以迅速改变相电流,相电流并没有达到最大值,因此其转矩也在逐渐下降。

图9显示了采用控制算法,提前换相之后动量轮高速运转时电流与转矩的输出波形。不难看出超前换相后相电流仍能达到最大幅值,且转矩稳定。这是因为在换相开始时刻反电动势并未达到幅值,端电压克服反电动势后还能较快速改变相电流;同时由于本研究采用了PWM调制使得换相两相在换相区间内电流变化速率接近,保证了非换相相电流相对恒定。

两组仿真使用参数以及设置均一致,区别在于是否使用上文所述控制算法对动量轮进行超前换相。结果显示,动量轮在高速运转时,采用超前换相控制算法能有效抑制换相转矩脉动。

## 4 结束语

本研究介绍了高速动量轮换相转矩脉动的起因,在排除了电磁原理以及加工缺陷等不可消除因素后,通过详细的电流分析计算,对换相区间进行PWM调制,推导出了可靠地换相算法来抑制动量轮换相期间产生的转矩脉动。结果表明,此超前换相法在有效抑制了由电流波形滞后于反电动势波形引起的转矩下降的同时,还能有效减小由非换相相电流波动引起的转矩波动,并通过联合建模仿真对此控制方法进行了验证。仿真结果表明,在采用了此种调制方法之后高速动量轮端电压在克服反电动势后仍能快速改变相电

流,使相电流能达到最大幅值,从而使动量轮输出转矩达到最大且输出稳定。

## 参考文献 (References):

- [1] 谭建成. 永磁无刷直流电机技术[M]. 北京:机械工业出版社,2011
- [2] 卜德明. 电动汽车用永磁无刷直流电机换相转矩脉动控制研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学机电工程学院,2013.
- [3] 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):25-34.
- [4] 潘晓磊,赵川,吕海立. 无刷直流电机模糊自适应PID控制的研究[J]. 机电工程技术,2016,43(3):85-89.
- [5] 陈玉枫. 新型免疫克隆算法在永磁无刷直流电机系统中的应用[J]. 轻工机械,2015,33(3):62-65.
- [6] PILLAY P, KRISHNAN R. Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives Part II: the brushless DC motor drive[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1989,25(2):274-279.
- [7] 周瑞娟. 无刷直流电机换相转矩脉动抑制技术及其应用研究[D]. 长沙:中南大学机电工程学院,2012.
- [8] 夏鲲,朱玲琳,曾彦能,等. 基于准Z源网络的永磁无刷直流电机换相转矩脉动抑制方法[J]. 中国电机工程学报,2015,35(4):971-978.
- [9] 史婷娜,李聪,姜国凯,等. 基于无模型预测控制的无刷直流电机换相转矩波动抑制策略[J]. 电工技术学报,2016,31(15):54-61.
- [10] 李珍国,章松发,周生海,等. 考虑转矩脉动最小化的无刷直流电机直接转矩控制系统[J]. 电工技术学报,2014,29(1):139-146.
- [11] SONG J H, CHOY I. Commutation torque ripple reduction in brushless DC motor drives using a single DC current sensor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004,19(2):312-319.
- [12] 林平,韦鲲,张仲超. 新型无刷直流电机换相转矩脉动的抑制控制方法[J]. 中国电机工程学报,2005,26(3):153-158.
- [13] 郭方正,韩邦成,刘刚. PWM调制方式下高速无刷直流电机非导通续流抑制方法研究[J]. 微电机,2009,42(8):42-46.
- [14] 陈炜. 永磁无刷直流电机换相转矩脉动抑制技术研究[D]. 天津:天津大学电气与自动化工程学院,2006.
- [15] 周美兰,高肇明,吴晓刚,等. 五种PWM方式对直流无刷电机系统换相转矩脉动的影响[J]. 电机与控制学报,2013,17(7):15-21.

[编辑:张豪]

## 本文引用格式:

吴启东,张翔,廖文和. 一种用于抑制高速卫星动量轮换相转矩脉动的调制方法[J]. 机电工程,2017,34(2):150-155.

WU Qi-dong, ZHANG Xiang, LIAO Wen-he. Modulation method to restrain commutation torque ripple of high speed momentum wheel[J]. Journal of Mechanical & Electrical Engineering, 2017,34(2):150-155.

《机电工程》杂志;http://www.meem.com.cn