

## 磁悬浮反作用飞轮高精度力矩控制\*

冯健, 刘昆, 冯昱澍

(国防科技大学 航天科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

**摘要:**为提高磁悬浮反作用飞轮输出力矩精度,针对传统控制方法下永磁无刷直流电机非理想反电势和换相引起的转矩脉动,分别提出补偿控制策略。非换相期间,根据转速和位置信息,估计实时反电势来获取参考电流,通过设计的力矩控制器直接计算出调制占空比以补偿非理想反电势引起的力矩脉动;分析全转速范围内换相期间转矩波动的特点,分别提出低速区非换相相调制和中高速区间关断相调制的换相转矩脉动抑制策略,并给出换相时间的计算方法。实验表明所提控制方法显著提高了飞轮的输出力矩精度,从而验证了方法的正确性和有效性。

**关键词:**非理想反电势;换相;转矩脉动;补偿方法

**中图分类号:**V42 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2017)03-165-07

## High-precision torque control for magnetically suspended reaction flywheel

FENG Jian, LIU Kun, FENG Yushu

(College of Aerospace Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** In order to improve the torque-output precision of the magnetically suspended reaction flywheel, compensation methods were proposed respectively to attenuate the undesirable torque ripple caused by nonideal back electromotive force waveform and commutation in classical control of brushless direct current motor. The real-time back electromotive force was estimated according to the rotor position and speed in order to obtain the reference current, the pulse width modulation duty cycle was calculated in the torque controller to compensate the torque ripple caused by the nonideal back electromotive force. The theoretical derivation was analyzed, methods of modulation of the non-commutation phase during low-speed range and modulation of the switching-out phase during high-speed range were presented on the basis of the characteristics respectively. Also, a calculation method of the commutation time was given. The experimental results show that the proposed methods can achieve an effective compensation.

**Key words:** nonideal back electromotive force; commutation; torque ripple; compensation method

反作用飞轮是航天器姿态控制系统的关键执行机构<sup>[1]</sup>。其主要功能是复现航天器姿态控制系统给出的力矩指令,为航天器提供反作用力矩。随着对航天器姿态控制精度要求越来越高,飞轮被要求具有较高的输出力矩精度。磁悬浮反作用飞轮输出力矩精度主要由电机控制精度决定,抑制电磁力矩脉动是获得高精度电磁力矩的重点。无铁芯无齿槽无刷直流电机(BrushLess Direct Current Motor, BLDCM)能量密度高、控制简单且有效地减小了铁芯损耗和磁阻力矩波动,在航天用飞轮中得到广泛应用<sup>[2]</sup>。

改善无刷直流电机的转矩脉动一直是学者研究的热点,研究工作主要集中在抑制换相转矩脉

动<sup>[3-13]</sup>和消除非理想反电势(ElectroMotive Force, EMF)引起的转矩脉动<sup>[14-15]</sup>。经典文献[3]对无刷直流电机换相转矩脉动给出了定量的分析和推导结论,但没有给出改善的方法;文献[4-7]对不同脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, PWM)方式对换相转矩脉动的影响进行了分析,并提出了PWM\_ON\_PWM调制方式来抑制换相转矩脉动,取得了较好的效果,但此种调制方式增加了位置传感器的数量,降低了系统的可靠性;文献[8]提出了一种换相期间三相配合的调制策略,达到了改善换相转矩脉动和调节换相时间的控制效果;文献[9]介绍了一种利用单个电流传感器实现无差拍电流控制的换相转矩脉

\* 收稿日期:2016-01-18

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61304036)

作者简介:冯健(1989—),男,山东德州人,博士研究生,E-mail: fengjian@nudt.edu.cn;

刘昆(通信作者),男,教授,博士,博士生导师,Email: liukun@nudt.edu.cn

动抑制策略;文献[10-12]采用 DC-DC 变换器来改变母线电压,三相桥只进行换相的控制策略,有效减小了传导区和换相区的转矩脉动,但增加了系统的复杂性,且其带宽限制了在高速场合的应用;文献[13]设计了一种简单有效的换相时间检测电路,对不同转速提出了不同的换相转矩脉动抑制策略,但没有考虑非理想反电势的影响。以上方法均只对换相转矩脉动进行抑制,没有对非理想反电势引起的力矩波动进行研究。文献[14]提出了一种新颖的非理想反电势转矩波动抑制方法,但没有对换相期间的转矩波动进行补偿,且采用的是 HPWM\_LPWM 的调制方式;文献[15]以力矩电机为控制对象,采用了一种 PWM\_ON\_PWM 的控制方法同时对换相转矩脉动和非理想反电势转矩脉动进行改善,但该方法不适用于高速无刷直流电机。

本文针对换相期间转矩脉动提出了低速区间开通相常通,对非换相相进行 PWM 调制,高速区间对关断相进行 PWM 调制的补偿抑制策略。

## 1 换相力矩脉动分析

### 1.1 非理想反电势引起的力矩脉动

如图 1 所示,BLDCM 三相绕组为星型连接,三相电压源型逆变电路进行驱动控制。其中,  $U_A$ 、 $U_B$ 、 $U_C$  分别为 A、B、C 三相绕组的端电压,  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$  分别为三相绕组电阻,  $R$  为相电阻,  $L$  为相电感,  $R_p$  为能耗制动电阻,  $e_A$ 、 $e_B$ 、 $e_C$  为各相反电势,  $U_d$  为母线电压,  $U_{N0}$  为中性点电压。

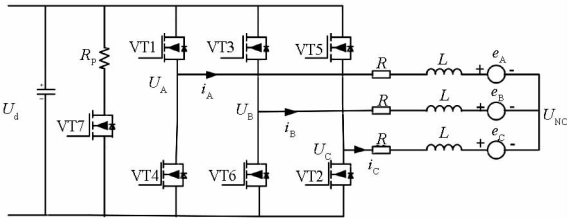


图 1 BLDCM 驱动电路拓扑框图

Fig. 1 Drive circuit configuration of BLDCM

假设三相绕组分布均匀且参数一致,BLDCM 三相绕组电压平衡方程如式(1)~(3)所示。

$$U_A = Ri_A + L \frac{di_A}{dt} + e_A + U_{N0} \quad (1)$$

$$U_B = Ri_B + L \frac{di_B}{dt} + e_B + U_{N0} \quad (2)$$

$$U_C = Ri_C + L \frac{di_C}{dt} + e_C + U_{N0} \quad (3)$$

BLDCM 的电磁转矩表达式为

$$T_e = \frac{e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C}{\omega} \quad (4)$$

式中,  $\omega$  为电机转速。对绕组为星型连接的 BLDCM 有

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

如图 2 虚线所示,理想的反电势波形为梯形波,平顶部分  $120^\circ$  电角度。采用两相绕组同时导通的运行方式,在反电势为平顶的部分对相应的绕组施加方波电流可以获得恒定电磁转矩。

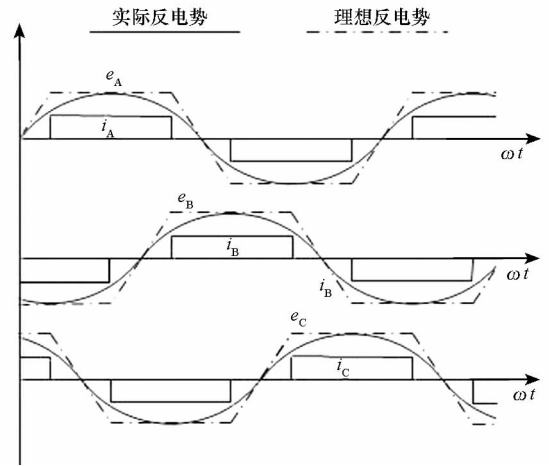


图 2 BLDCM 反电势和绕组电流时序图

Fig. 2 Back EMF and phase current sequence in time of BLDCM

但高速无刷直流电机本体由于设计和制造方面的原因,很难做到反电势为平顶宽度  $120^\circ$  电角度的梯形波,实际上绕组反电势更接近正弦波,如图 2 实线所示。按照传统控制方法,对绕组施加恒定电流值,由式(6)知,会引起电机输出电磁力矩脉动。

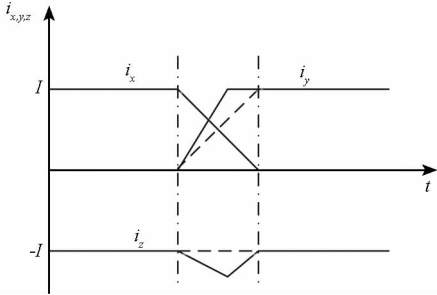
$$T_e = \frac{2EI}{\omega} = k_T I \quad (6)$$

式中,  $E$  和  $I$  分别为绕组反电势和电流幅值,  $k_T$  为力矩系数。

### 1.2 换相转矩脉动

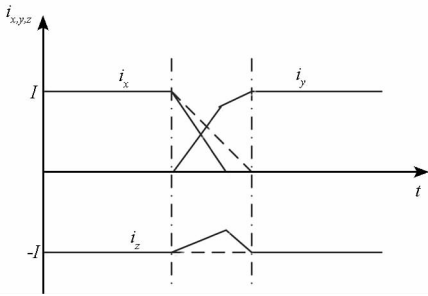
BLDCM 采用三相六状态控制,换相过程中,由于绕组电感的存在,绕组电流存在上升和下降时间,且变化率不一致。理论上,电机低速运行 ( $U_d > 4E$ ) 时,导通相电流变化率大于关断相,如图 3(a) 所示,换相过程中电磁转矩增大;电机高速运行 ( $U_d < 4E$ ) 时,导通相电流变化率小于关断相<sup>[3]</sup>,如图 3(b) 所示,换相过程中电磁转矩减小。导通相和关断相电流变化不一致导致非换相相电流波动,进而引起电机电磁转矩出现增大或减小,甚至幅值高达 50%<sup>[3]</sup>。解决换相力矩波动的基本思想是匹配合换相过程中导通相和关断相的电流变

化率,使非换相相电流保持恒定。由于增大变化较慢相的电流变化率需要提高换相过程中的母线电压,大大增加电路的复杂性,故本文针对不同转速区的各相电流变化特点,采取减小电流变化较快相的电流变化率的补偿控制策略来抑制换相转矩脉动。



(a) 低速区间换相电流

(a) Commutation currents waveform in low-speed range



(b) 高速区间换相电流

(b) Commutation currents waveform in high-speed range

图3 换相过程电流变化

Fig. 3 Waveforms of commutation currents

## 2 转矩脉动抑制方法

### 2.1 传导区转矩脉动抑制

非换相区转矩脉动主要由非理想反电势引起,本文采用 HPWM\_LON 的调制方式。以 A、C 相导通为例,电流从 A 相流入, C 相流出,则 MOSFET VT1 进行 PWM 调制, MOSFET VT2 常通。由基尔霍夫定律有

$$\begin{cases} SU_d = Ri_A + L \frac{di_A}{dt} + e_A + U_{NO} \\ 0 = Ri_C + L \frac{di_C}{dt} + e_C + U_{NO} \end{cases} \quad (7)$$

中性点对地电压为

$$U_{NO} = \frac{SU_d - (e_A + e_C)}{2} \quad (8)$$

开关管 VT1 开通时  $S = 1$ , 关断时  $S = 0$ 。在一个 PWM 周期  $T_s$  中,在  $DT_s$  区间内  $S$  保持为 1, 在  $(1 - D)T_s$  区间内  $S$  保持为 0 ( $D$  为占空化)。由状态空间平均法有

$$U_{NO} = \frac{DU_d - (e_A + e_C)}{2} \quad (9)$$

由于采样频率 (20 kHz) 较高,在每一个采样周期内各相反电势取为一恒定值。采样周期远小于 BLDCM 电磁时间常数,故忽略绕组电阻的影响。在一个 PWM 周期内, A、C 两相的电流变化率为

$$\left[ \frac{di_A}{dt} \right] = \frac{DU_d + e_C - e_A}{2L} \quad (10)$$

$$\left[ \frac{di_C}{dt} \right] = \frac{e_A - e_C - DU_d}{2L} \quad (11)$$

当前采样周期内 A 相绕组电流为  $i_A(k)$ , 则下一采样周期 A 相绕组电流为

$$i_A(k+1) = \frac{D(k)U_d(k) + e_C(k) - e_A(k)}{2L} T_s + i_A(k) \quad (12)$$

令  $i_A(k+1) = I_{ref}$ , 得下个采样周期内 PWM 占空比为

$$D(k) = \frac{2L[I_{ref} - i_A(k)]}{T_s U_d(k)} + \frac{e_A(k) - e_C(k)}{U_d(k)} \quad (13)$$

### 2.2 低速换相区

BLDCM 每隔  $60^\circ$  电角度进行一次换相,以获取最大电磁力矩。由于绕组电感的存在,换相期间三相绕组均有电流通过。根据设计的低速区间的换相转矩波动补偿策略,以 A + C - 过渡到 B + C - 为例。换相过程中,关断 VT1,保持 VT3 导通,对 VT2 进行 PWM 调制。由基尔霍夫电压定律有

$$\begin{cases} 0 = Ri_A + L \frac{di_A}{dt} + e_A + U_{NO} \\ U_d = Ri_B + L \frac{di_B}{dt} + e_B + U_{NO} \\ (1 - S)U_d = Ri_C + L \frac{di_C}{dt} + e_C + U_{NO} \end{cases} \quad (14)$$

此时中性点电压为

$$U_{NO} = \frac{(2 - S)U_d - (e_A + e_B + e_C)}{3} \quad (15)$$

开关管 VT2 开通时  $S = 1$ , 关断时  $S = 0$ 。在一个 PWM 周期  $T_s$  中,在  $D_L T_s$  区间内  $S$  保持为 1, 在  $(1 - D_L)T_s$  区间内保持为 0 ( $D_L$  表示低速区间的占空比)。由状态空间平均法有

$$U_{NO} = \frac{(2 - D_L)U_d - (e_A + e_B + e_C)}{3} \quad (16)$$

换相期间,在一个 PWM 周期内,关断相 A 和开通相 B 的电流变化率分别为

$$\left[ \frac{di_A}{dt} \right] = \frac{(D_L - 2)U_d + e_B + e_C - 2e_A - 3i_A R}{3L} \quad (17)$$

$$\overline{\left[\frac{di_B}{dt}\right]} = \frac{(D_L + 1)U_d + e_A + e_C - 2e_B - 3\overline{i_B}R}{3L} \quad (18)$$

要保持非换相 C 相电流不变,令 A 相电流变化率和 B 相电流变化率绝对值相等,即

$$-\overline{\left[\frac{di_A}{dt}\right]} = \overline{\left[\frac{di_B}{dt}\right]} \quad (19)$$

将式(17)和式(18)代入式(19)得低速区间内,换相期间每个 PWM 周期内的占空比为

$$D_L = \frac{U_d(k) + e_A(k) + e_B(k) - 2e_C(k) + 3IR}{2U_d(k)} \quad (20)$$

### 2.3 高速换相区

电机运行在高速区间,开通相的电流变化率较慢,对关断相进行 PWM 调制,以控制关断相的电流变化率,使两者相等。换相仍以 A + C - 过渡到 B + C - 为例,对 VT1 进行 PWM 调制,保持 VT2、VT3 导通。同样,由基尔霍夫电压定律有

$$\begin{cases} SU_d = Ri_A + L \frac{di_A}{dt} + e_A + U_{NO} \\ U_d = Ri_B + L \frac{di_B}{dt} + e_B + U_{NO} \\ 0 = Ri_C + L \frac{di_C}{dt} + e_C + U_{NO} \end{cases} \quad (21)$$

中性点电压为

$$U_{NO} = \frac{(1 + S)U_d - (e_A + e_B + e_C)}{3} \quad (22)$$

$$U_{NO} = \frac{(1 + D_H)U_d - (e_A + e_B + e_C)}{3} \quad (23)$$

其中,  $D_H$  为高速换向期间的占空比。在一个 PWM 周期内,关断相 A 和导通相 B 的平均电流变化率分别为

$$\overline{\left[\frac{di_A}{dt}\right]} = \frac{e_B + e_C - 2e_A + (2D_H - 1)U_d - 3\overline{i_A}R}{3L} \quad (24)$$

$$\overline{\left[\frac{di_B}{dt}\right]} = \frac{e_A + e_C - 2e_B + (2 - D_H)U_d - 3\overline{i_B}R}{3L} \quad (25)$$

要保持非换相 C 相电流不变,令 A 相电流变化率和 B 相电流变化率绝对值相等,即

$$-\overline{\left[\frac{di_A}{dt}\right]} = \overline{\left[\frac{di_B}{dt}\right]} \quad (26)$$

同样,将式(24)和式(25)代入式(26)得高速区间内,换相期间每个 PWM 周期内的占空比为

$$D_H = \frac{e_A(k) + e_B(k) - 2e_C(k) - U_d(k) + 3IR}{U_d(k)} \quad (27)$$

### 3 换相时间计算

要实现换相转矩波动的精确补偿,需确定换相控制过程持续时间。假设完成换相过程需要  $n$  个 PWM 周期  $T_s$ ,则换相时间为  $nT_s$ 。换相开始时刻绕组工作电流  $I$  和换相时间满足关系式

$$nT_s \cdot \overline{\left[\frac{di}{dt}\right]} = I \quad (28)$$

由于换相时间较短,计算换相时间时,认为绕组反电势保持为换相开始时刻的反电势值。此时有  $e_A = e_B = -e_C = E$  和  $D_s U_d = 2(IR + E)$ ,  $D_s$  为换向开始时刻的占空比值,则低速和高速区间,每个采样周期内 PWM 占空比可分别进一步简化为

$$D_L = \frac{1}{2} + \frac{2E + 3IR}{2U_d} = \frac{1}{2} + D_s - \frac{IR}{2U_d} \quad (29)$$

$$D_H = \frac{4E - U_d + 3IR}{U_d} = 2D_s - 1 - \frac{IR}{U_d} \quad (30)$$

将上两式分别代入式(24)和式(25),得低速区间和中高速区间的  $n$  值分别为

$$n_L = \frac{2IL}{U_d T_s} \quad (31)$$

$$n_H = \frac{2IL}{[2U_d(1 - D_s) + IR]T_s} \quad (32)$$

### 4 反电势估算

电机的反电势与转速成正比<sup>[4]</sup>,是转速和转子角位置的函数。因此通过离线检测不同转速的反电势数据,构造反电势波形函数,能够获取准确的反电势波形。六状态导通模式下,在每个导通区的相反电势波形可通过式(33)和式(34)来确定。式中,  $\omega(k)$  和  $\varphi(k)$  分别为当前采样周期的转速值和转子位置电角度值,  $f[\varphi(k)]$  为离线检测得到的反电势波形函数。各相导通区反电势波形函数如表 1 所示,将其存入查找表中。

$$e_x(k) = \omega(k)f[\varphi(k)] \quad (33)$$

$$e_y(k) = \omega(k)f\left[\frac{\pi}{3} - \varphi(k)\right] \quad (34)$$

以换相开始时刻为参考点,即  $\omega t = 0$ ,转子位置电角度值  $\varphi(k)$  可由式(35)计算得到,其中  $0 \leq \varphi(k) \leq \pi/3$ 。

$$\varphi(k) = \varphi(k-1) + \omega(k)T_s, k \geq 2 \quad (35)$$

控制器检测到换相标志后,将  $k$  值归 1,令  $\varphi(1) = \omega(1)T_s$ ,其中  $\omega(1)$  为当前采样周期的转速值,  $T_s$  为被换相时刻分割的当前采样周期残余值。

分别在转速为 250 r/min, 500 r/min, 750 r/min, 1000 r/min, 1250 r/min 和 1500 r/min

表1 导通区各相反电势函数

Tab.1 Phase back EMF shape function in conduction region

霍尔状态	$e_A(k)$	$e_B(k)$	$e_C(k)$
100	$e_x(k)$	$-e_y(k)$	—
110	$e_y(k)$	—	$-e_x(k)$
010	—	$e_x(k)$	$-e_y(k)$
011	$-e_x(k)$	$e_y(k)$	—
001	$-e_y(k)$	—	$e_x(k)$
100	—	$-e_x(k)$	$e_y(k)$

时,对表1描述的样机反电势进行离线检测,检测数据如图4、图5所示。以线反电势过零点为基准,图4给出了每个电周期内电角度 $60^\circ, 70^\circ, 80^\circ, 90^\circ$ 位置处的转速-反电势检测曲线,各处反电势均具有较好的线性度,验证了之前的假设。图5(a)为 $1500\text{ r/min}$ 转速下线反电势的离线检测数据,细线为直接测量数据,粗线为测量数据经过最小二乘滤波得到的曲线。从图中曲线可以直观地看出,反电势波形较理想的平顶梯形波相差较大。图5(b)中粗线为转速 $2000\text{ r/min}$ 时,利用本文方法得到的估算反电势值,细线为直接测量数据。由图表明,估算得到的反电势数据能十分准确地反应实际反电势值,证明了本文反电势估算方法的有效性和准确性。

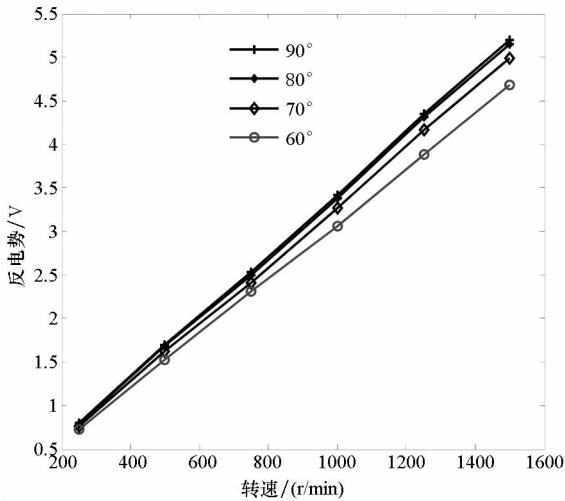
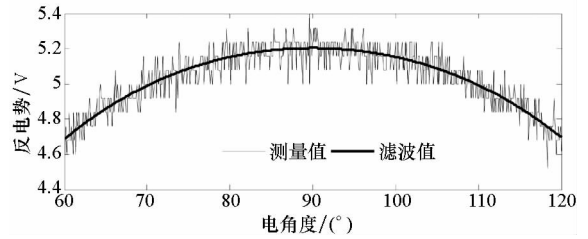


图4 不同转速线反电势曲线图

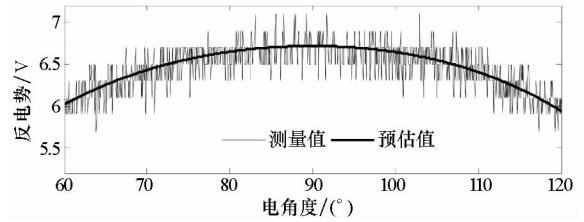
Fig.4 Back line-EMF with different motor speed

### 5 实验验证及分析

为验证所提控制方法,在磁悬浮飞轮原理样机上进行了实验。磁悬浮原理样机参数如表2所示,样机以TMS320C6731 DSP和Spartan



(a)  $1500\text{ r/min}$  线反电势检测值与滤波值  
(a) Measured values and filtered values of back line-EMF at  $1500\text{ r/min}$



(b)  $2000\text{ r/min}$  线反电势测量值与估计值  
(b) Measured values and estimated values of back line-EMF at  $2000\text{ r/min}$

图5 线反电势估算曲线

Fig.5 Estimated back line-EMF

XC3S1000 FPGA为控制器。采样电流值和位置信号经现场可编程门阵列(Field-Programmable Gate Array, FPGA)处理后,数字信号处理器(Digital Signal Processor, DSP)读取数据进行运算,FPGA根据数据处理结果生成换相逻辑和PWM调制信号。

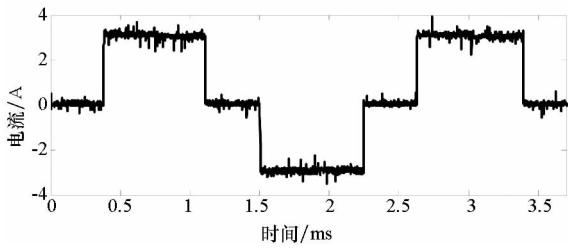
表2 样机参数

Tab.2 BLDCM ratings

参数	数值
额定电压/V	28
最大输出力矩/( $\text{N} \cdot \text{m}$ )	$>0.1$
极对数	8
力矩系数/( $\text{N} \cdot \text{m/A}$ )	0.017
相电阻/ $\Omega$	0.47
相电感/mH	0.18

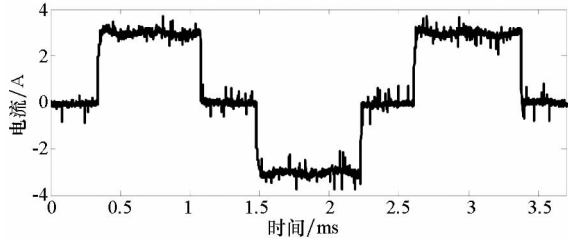
根据本文设计的补偿控制策略,分别对非理想反电势、换相力矩脉动抑制进行了实验。图6(a)为未对非理想反电势进行补偿、传统控制方式下的绕组电流波形,电流为一恒定值。图6(b)为补偿后的电流波形,电流幅值随反电势幅值改变实时变化。

图7为对非理想反电势进行补偿前后BLDCM输出电磁力矩曲线。补偿前,如图7(a)所示,输出



(a) 补偿前电流波形

(a) Current waveform without compensation



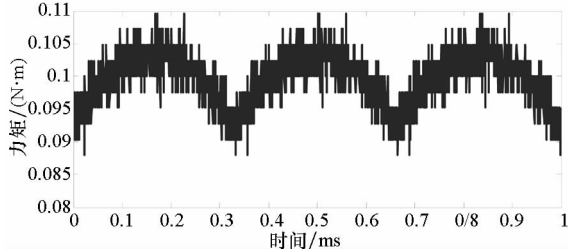
(b) 补偿后电流波形

(b) Current waveform with compensation

图 6 反电势补偿电流波形

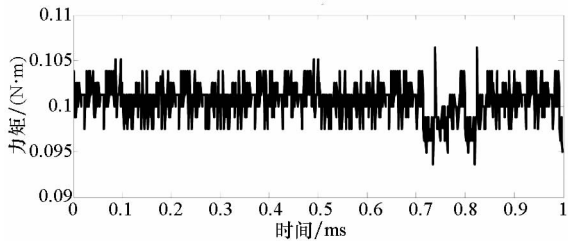
Fig. 6 Current waveform with back EMF compensation

力矩输出值略小于指令电流  $0.1 \text{ N} \cdot \text{m}$ , 且力矩脉动达 17%; 图 7(b) 为补偿后力矩波形, 能够准确复现力矩指令, 力矩波动减小为 5%。



(a) 补偿前输出力矩波形

(a) Torque waveform without compensation



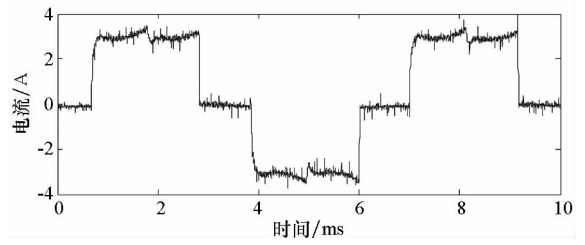
(b) 补偿后输出力矩波形

(b) Torque waveform with compensation

图 7 反电势补偿前后输出力矩波形

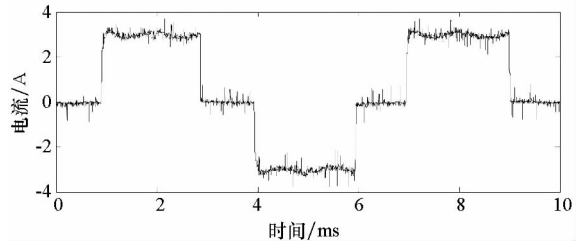
Fig. 7 Torque waveform with back EMF compensation

图 8、图 9 分别为低速区间换相力矩补偿前后电流和力矩波形。图 8(b) 与图 8(a) 相比, 消除了非换相相电流在低速区间因换相引起的增大, 从而使换相力矩波动从 19% 减小为 5% (如图 9 所示)。



(a) 换向补偿前电流波形

(a) Current waveform without commutation compensation



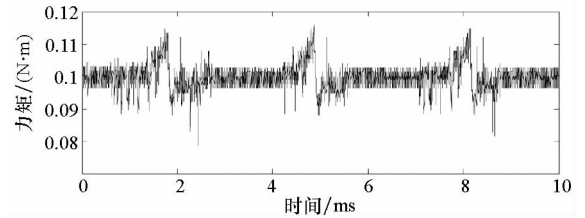
(b) 换向补偿后电流波形

(b) Current waveform with commutation compensation

图 8 低速区间换相补偿电流波形

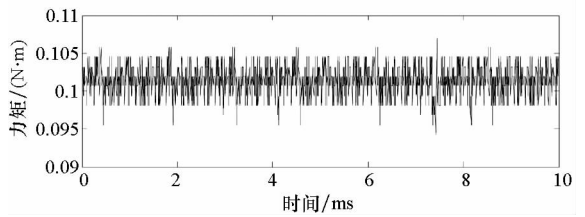
Fig. 8 Current waveform of commutation compensation

in low-speed range



(a) 换向补偿前输出力矩波形

(a) Torque waveform without commutation compensation



(b) 换向补偿后输出力矩波形

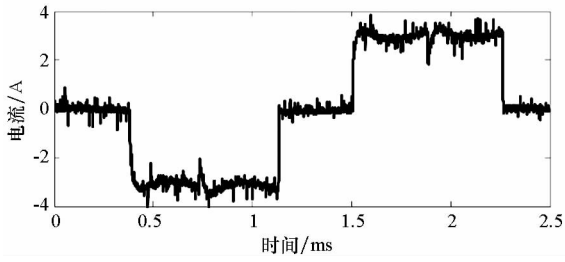
(b) Torque waveform with commutation compensation

图 9 低速区间换相补偿力矩波形

Fig. 9 Torque waveform of commutation compensation

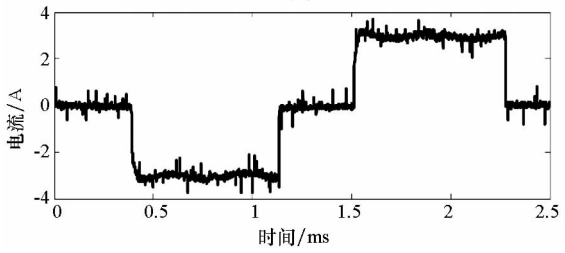
in low-speed range

图 10、图 11 分别为高速区间换相力矩补偿前后电流和力矩波形。图 10(b) 与图 10(a) 相比, 消除了非换相相电流在高速区间因换相引起的减小, 从而使换相力矩波动从 31% 减小为 11% (如图 11 所示)。



(a) 换向补偿前电流波形

(a) Current waveform without commutation compensation

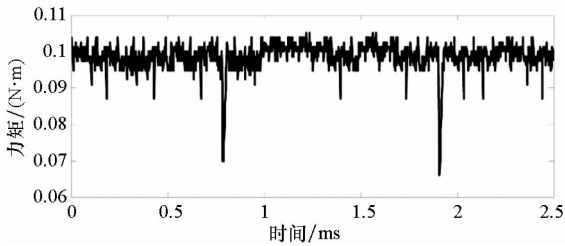


(b) 换向补偿后电流波形

(b) Current waveform with commutation compensation

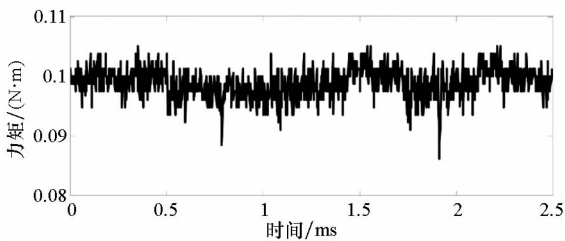
图 10 高速区间换相补偿电流波形

Fig. 10 Current waveform of commutation compensation during high-speed range



(a) 换向补偿前输出力矩波形

(a) Torque waveform without commutation compensation



(b) 换向补偿后输出力矩波形

(b) Torque waveform with commutation compensation

图 11 高速区间换相补偿力矩波形

Fig. 11 Torque waveform of commutation compensation during high-speed range

PWM 调制,高速区间对关断相进行 PWM 调制的补偿策略。对比实验表明该策略取得了很好的转矩脉动抑制效果,从而验证了该补偿控制策略的有效性,为磁悬浮飞轮高精度力矩控制提供了新的方法。

## 参考文献 (References)

- [1] Chou M C, Liaw C M, Chien S B, et al. Robust current and torque controls for PMSM driven satellite reaction wheel[J]. IEEE Transactions on Aerospace Electronic System, 2011, 47(1): 58-74.
- [2] Varatharajoo R, Fasoulas S. The combined energy and attitude control system for small satellites-Earth observation missions [J]. Acta Astronautica, 2005, 56 (1/2): 251-259.
- [3] Carlson R, Lajoie-Mazenc M, Fagundes J C. Analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless DC machines[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28(3): 632-638.
- [4] 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.  
ZHOU Meilan, GAO Zhaoming, WU Xiaogang, et al. Influence of five kinds of PWM on commutation torque ripples in BLDCM control system [J]. Electric Machines and Control, 2013, 17(7): 15-21. (in Chinese)
- [5] 韦鲲, 胡长生, 张仲超. 一种新的消除无刷直流电机非导通项续流的 PWM 调制方式[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(7): 104-108.  
WEI Kun, HU Changsheng, ZHANG Zhongchao. A novel PWM scheme to eliminate the diode freewheeling of the inactive phase in BLDC motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(7): 104-108. (in Chinese)
- [6] Wei K, Hu C S, Zhang Z C. A novel commutation torque ripple suppression scheme in BLDCM by sensing the DC current [C]//Proceedings of 36th IEEE Power Electronics Conference, 2005: 1259-1263.
- [7] Meng G W, Hao X, Li H S. Commutation torque ripple reduction in BLDC motor using PWM\_ON\_PWM mode [C]//Proceedings of International Conference on Electrical Machines and Systems, 2009: 1-6.
- [8] 石坚, 李铁才. 一种消除无刷直流电动机换相转矩脉动的 PWM 调制策略 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 110-116.  
SHI Jian, LI Tiecai. A PWM strategy eliminate commutation torque ripple of brushless DC motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24): 110-116. (in Chinese)
- [9] 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.
- [10] Shi T N, Guo T 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.

## 6 结论

对磁悬浮飞轮用永磁无刷直流电机传统控制方式中因非理想反电势和换相存在的转矩脉动现象进行了分析,针对换相转矩脉动分别提出了低速区间开通相常通,对非换相相进行

能够解决两级维修条件下考虑批量送修的大型冗余系统的维修备件配置问题,并且对于同一配置条件,相对于单独配置 LRU 的策略而言,该方法可以将维修备件的配置费用降低约 75.46%。此外,该方法能够结合装备与部队的实际情况对备件进行合理地配置,具有一定的应用价值。

## 参考文献 (References)

- [1] 国防科学技术工业委员会. 备件供应规划要求: GJB 4355—2002[S]. 北京: 国防工业出版社, 2002.  
Commission of Science and Technology Industry for National Defense. Spares provisioning requirements: GJB 4355—2002[S]. Beijing: National Defense Industry Press, 2002. (in Chinese)
- [2] Yanagi S, Sasaki M, Umazume K. Optimal inventory problem of a repairable  $k$ -out-of- $N$ :  $G$  system[J]. IEEE Transactions on Reliability, 1981, R-30(5): 478-480.
- [3] 卢雷, 杨江平.  $k/N(G)$  系统初始备件配置方法[J]. 航空学报, 2014, 35(3): 773-779.  
LU Lei, YANG Jiangping. Initial spare allocation method for  $k/N(G)$  structure system [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2014, 35(3): 773-779. (in Chinese)
- [4] 薛陶, 冯蕴雯, 秦强. 考虑报废的  $K/N$  冷备份冗余系统可修复备件优化[J]. 华南理工大学学报: 自然科学版, 2014, 42(1): 41-46.  
XUE Tao, FENG Yunwen, QIN Qiang. Optimization of repairable spare parts for  $K/N$  cold-standby redundant system considering scraps[J]. Journal of South China University of Technology: Natural Science Edition, 2014, 42(1): 41-46. (in Chinese)
- [5] De Smidt-Destombes K S, Van Der Heijden M C, Van Herten A. On the interaction between maintenance, spare part inventories and repair capacity for a  $k$ -out-of- $N$  system with wear-out [J]. European Journal of Operational Research, 2006, 174(1): 182-200.
- [6] 张涛, 郭波, 武小悦, 等.  $k$  阶段变化条件下  $k/N$ :  $G$  系统的备件保障度模型[J]. 兵工学报, 2006, 27(3): 485-488.  
ZHANG Tao, GUO Bo, WU Xiaoyue, et al. Spare availability model for  $k$ -out-of- $N$  system with different  $k$  in different phases[J]. Acta Armamentarii, 2006, 27(3): 485-488. (in Chinese)
- [7] De Smidt-Destombes K S, Van Der Heijden M C, Van Herten A. Joint optimization of spare part inventory, maintenance frequency and repair capacity for  $k$ -out-of- $N$  systems [J]. International Journal of Production Economics, 2009, 118(1): 260-268.
- [8] 阮旻智, 李庆民, 彭英武, 等. 任意结构系统的备件满足率模型及优化方法[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(8): 1799-1803.  
RUAN Minzhi, LI Qingmin, PENG Yingwu, et al. Model of spare part fill rate for systems of various structures and optimization method [J]. Systems Engineering and Electronics, 2011, 33(8): 1799-1803. (in Chinese)
- [9] 贾治宇, 王立超, 王乃超, 等. 基于停机时间的复杂系统维修资源配置模型[J]. 计算机集成制造系统, 2010, 16(10): 2211-2216.  
JIA Zhiyu, WANG Lichao, WANG Naichao, et al. Maintenance resources configuration model for complex system based on down time[J]. Computer Integrated Manufacturing Systems, 2010, 16(10): 2211-2216. (in Chinese)
- [10] 王乃超, 康锐. 备件需求产生、传播及解析算法研究[J]. 航空学报, 2008, 29(5): 1163-1167.  
WANG Naichao, KANG Rui. Research on spare demand generation, transfer and analytical algorithm [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2008, 29(5): 1163-1167. (in Chinese)
- [11] Sherbrooke C C. Optimal inventory modeling of systems—multi-echelon techniques[M]. 2nd ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2008.
- [12] 阮旻智, 李庆民, 李承, 等. 改进的分层边际算法优化备件的初始配置方案[J]. 兵工学报, 2012, 33(10): 1251-1257.  
RUAN Minzhi, LI Qingmin, LI Cheng, et al. Improved-layered-marginal algorithm to optimize initial spare part configuration project [J]. Acta Armamentarii, 2012, 33(10): 1251-1257. (in Chinese)
- [11] 张晓峰, 胡庆波, 吕征宇. 基于 BUCK 变换器的无刷直流电机转矩脉动抑制方法[J]. 电工技术学报, 2005, 20(9): 72-76.  
ZHANG Xiaofeng, HU Qingbo, LYU Zhengyu. Torque ripple reduction in brushless DC motor drives using a BUCK converter[J]. IEEE Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(9): 72-76. (in Chinese)
- [12] Fang J C, Zhou X X, Liu G. Precise accelerated torque control for small inductance brushless DC motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(3): 1400-1412.
- [13] 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 Industrial Application, 2011, 47(4): 1786-1793.
- [14] Lu H F, Zhang L, Qu W L. A new torque control method for torque ripple minimization of BLDC motors with un-ideal back EMF[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 950-958.
- [15] Fang J C, Li H T, Han B C. Torque ripple reduction in BLDC torque motor with nonideal back EMF [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4630-4637.

(上接第 171 页)