

# 飞轮储能系统永磁无刷直流电机控制方法研究\*

程文星, 祝长生\*

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

**摘要:**针对某高速飞轮储能系统中的永磁无刷直流电机在宽速范围内运行时出现的电流和转矩脉动问题,开展了换向期间的转矩脉动的分析,建立了转矩脉动和转速之间的关系,提出了在低速区功率开关管采用先脉宽调制后恒通,最后再脉宽调制(PWM-on-PWM)的方法,在高速区功率开关管采用了带PWM的重叠换向调制的一种混合调制方法;在抑制换向期间的电流和转矩脉动的效果上对该调制方式进行了评价,并搭建了Matlab/Simulink仿真模型,进行了低速区的运行试验。研究表明,该混合控制方案能消除非换向期间非导通相上的续流现象,并可减小换向过程中的电磁转矩脉动,可以使无刷直流电机在相对较宽的速度范围内平稳运行。

**关键词:**飞轮储能系统;永磁无刷直流电机;转矩脉动;脉宽调制;重叠换向

中图分类号:TH39;TM33

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2012)07-0754-05

## Control analysis of PM brushless DC motor used in flywheel energy storage system

CHENG Wen-xing, ZHU Chang-sheng

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

**Abstract:** Aiming at reducing the current and the torque ripple appeared in flywheel energy storage system running in wide-range speed, after the analysis of torque ripple in the commutation interval, the relation between the torque ripple and the speed was established. A hybrid method was presented that the PWM-on-PWM was chosen to control power devices during low-speed range, while during high-speed range, the overlapping commutation with PWM was used. The control method were evaluated on the effect of reducing the current and the torque ripple during the commutation interval, the Matlab/Simulink model was built, and the running test in low-speed range were tested. The experimental results show that the proposed method can eliminate diodes' free-wheeling phenomenon and reduce the torque ripple during the commutation interval, it adapts for brushless DC motor in wide speed-range.

**Key words:** flywheel energy storage system; PM brushless DC motor (PM-BLDC); torque ripple; pulse width modulation (PWM); overlapping commutation

## 0 引 言

由于永磁无刷直流电机(PM-BLDC)具有能量密度高、无换向器、结构稳定、运行可靠、低维护、重量和体积小的优点,且既可作为发电机又可作为电动机用,又能高速运行<sup>[1]</sup>,相对其他类型的电机而言,PM-BLDC最适合用作飞轮储能系统的驱动电机<sup>[2]</sup>。但是

在PM-BLDC的换向阶段关断相存在续流现象,电机换相时,关断相的续流电流将引起电磁转矩脉动<sup>[3]</sup>,如不加以抑制,将影响到电机的运行性能。并且飞轮储能系统中的驱动电机是在磁悬浮稳定的基础上运转的,如果电机运行不稳定,会影响到轴承的控制,导致整个飞轮储能系统无法正常工作。故对飞轮用的PM-BLDC换向转矩脉动问题的研究有其必要性。目前,

收稿日期:2012-01-04

基金项目:国家高技术研究发展计划(“863”计划)资助项目(2006AA05Z201)

作者简介:程文星(1987-),男,江西南昌人,主要从事无刷直流电机控制技术方面的研究. E-mail: cwx20910030@163.com

通信联系人:祝长生,男,教授,博士生导师. E-mail: zhu\_zhang@zju.edu.cn

PM-BLDC 的导通方式有两两导通和三三导通两种,但由于三三导通方式容易出现死区而较少使用,常见的 PM-BLDC 大多采用两两导通方式<sup>[4]</sup>。

目前,采用两两导通方式的 PM-BLDC 的运行控制时,研究者一般通过调制导通开关管的导通和关断比例(PWM 调制方式),使 PM-BLDC 运行在某一稳定状态。PWM 调制方式因拓扑结构简单、调制方式多样而被广泛运用。对 PM-BLDC 的换向脉动问题,国内外学者开展了大量的研究,提出了多种 PWM 调制方式。按同一时刻参与调制的开关管的数量来分,PWM 调制方式可分为双斩和单斩两种。其中,单斩调制方式因开关管的损耗仅为双斩的一半、脉动比双斩小而备受学者的青睐<sup>[5]</sup>。较常见的单斩调制方式有<sup>[6-7]</sup>:①上桥臂的开关管进行 PWM 调制而下桥臂的开关管一直导通的 H-PWM-L-on;②上桥臂开关管恒通而下桥臂开关管进行 PWM 调制的 H-on-L-PWM;③每一个开关管在其导通的时间段的前一半时间恒通后一半时间进行 PWM 调制的 on-PWM;④每一个开关管在其导通的时间段的前一半时间进行 PWM 调制后一半时间恒通的 PWM-on。

张相军等人通过详细的理论推导和实验,证明了 H-PWM-L-on、H-on-L-PWM、on-PWM、PWM-on 这 4 种 PWM 调制方式中,PWM-on 型调制方式在 PM-BLDC 的换向过程中转矩脉动最小。文献[8]将 PWM-on 型调制方式运用于无刷直流电机的控制当中,实验表明该控制方式易于实现、是可行的,但 PWM-on 型调制方式在非换向期间存在非导通相续流的现象。针对这个问题,韦颀等人<sup>[9]</sup>提出了 PWM-on-PWM 的调制方式,即开关管开通期间的前四分之一和后四分之一时间段采用 PWM 调制,中间的二分之一时间段内采用恒通的方式。PWM-on-PWM 调制方式完全消除了 PM-BLDC 非换向期间非导通相上的续流现象,其换向过程和 PWM-on 型调制方式是一样的,换向期间的转矩和电流脉动相对较小。文献[10]提出了采用 PWM-on-PWM 调制方式来实现电机在低速和高速时的无转矩脉动控制,但是只对低速区间的运行进行了理论分析。PWM-on-PWM 调制方式只适合于中低速区的 PM-BLDC<sup>[11]</sup>。当电机运行到高速区,为了尽量减小转矩脉动,换向期间开关管应尽量采用恒定导通的方式,PWM 调制方式将不再适用。为了减小高速区的电磁转矩脉动,邱建琪<sup>[12]</sup>提出了提前导通换向的重叠换向方法,开关管提前一小段时间导通能够减小换向期间的转矩脉动,但是该方法对提前换向的时间要求严格,如果提前换向的时间选得大了,反而会增大转矩的脉

动。许镇琳等人<sup>[13]</sup>提出了采用了 PWM 控制的滞后重叠换向来减小高速区的换向转矩脉动。该方法的优点是克服了常规重叠换向法中重叠换向时间很难确定的问题,重叠换向时间不需要事先确定,而是通过电流调节过程自动调节。其不足之处是只能用在高速区,对于在中低速区运行的 PM-BLDC,需要采用其他的控制方式,并且在电磁转矩脉动值的变化上没有给出详细的理论推导,也没有给出具体的仿真模型。

为了能够在比较宽的速度范围内抑制 PM-BLDC 的换向脉动,本研究采用分段的控制方式,在中低速区,开关管采用 PWM-on-PWM 的调制方式,在高速区,开关管采用 PWM 控制的重叠换向。

## 1 换向转矩脉动分析与抑制方法

目前,PM-BLDC 普遍使用的逆变电路常为全桥式的拓扑结构,导通方式为 120°两两导通。在电机运行的一个完整周期内,按照所导通的开关管的次序可分为 6 个等时的运行区间。如果把开关管 1 和开关管 6 导通记为  $V_6V_1$  运行区间,则 6 个运行区间分别为  $V_1V_2$ 、 $V_2V_3$ 、 $V_3V_4$ 、 $V_4V_5$ 、 $V_5V_6$ 、 $V_6V_1$ 。由于 6 个换向过程基本类似,下面本研究就以从  $V_1V_2$  换向到  $V_2V_3$  区间的换向过程为例进行分析。换向前,开关管  $V_1$  及  $V_2$  导通,电流回路如图 1(a)所示。换向过程中,开关管  $V_3$  开通,A 相电流通过二极管  $D_4$  续流,如图 1(b)所示。

在从  $V_1V_2$  换向到  $V_2V_3$  的过程中,三相对称结构 PM-BLDC 端电压的平衡方程为:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ U \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \times \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_N \\ U_N \\ U_N \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中:  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  一定子绕组的相电流;  $e_a$ ,  $e_b$ ,  $e_c$  一定子绕组的反电动势;  $U$ —直流母线电压;  $R$ —相绕组的电阻;  $L$ —相绕组的电感;  $U_N$ —电机中性点电压。

考虑到从  $V_1V_2$  过渡到  $V_2V_3$  状态的时间很短,可认为  $e_a = e_b = -e_c = k_e\omega$ 。其中,  $\omega$  为电机转子的电角频率,  $k_e$  为一和电机参数有关的比例常数。将式(1)中 3 个式子相加,结合  $i_a + i_b + i_c = 0$ ,可得  $U_N$  为:

$$U_N = \frac{U - k_e\omega}{3} \quad (2)$$

在换向前一时刻,三相电流为:  $i_a(0) = -i_c(0) =$

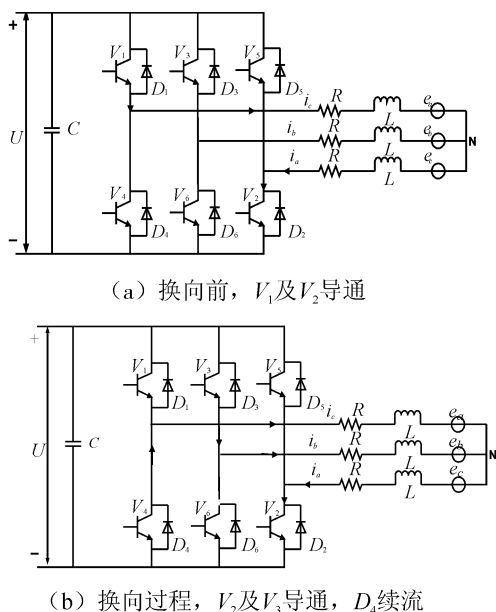


图 1 换向过程电流回路

$i_0, i_b = 0$ , 将式(2)代入式(1)并结合  $i_a + i_b + i_c = 0$  的条件, 并忽略电阻的影响, 可得:

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{2k_e\omega + U}{3L} \quad (3)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{2U - 2k_e\omega}{3L} \quad (4)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{4k_e\omega - U}{3L} \quad (5)$$

当  $|di_a/dt| = |di_b/dt|$ , 电流波形如图 2(a) 所示, 也即  $di_b/dt = -di_a/dt$ , 将式(3)及式(4)代入, 可得  $U = 4k_e\omega$ 。这种情况下, 换向过程没有转矩和非换向电流的波动, 为最理想的状态。当  $|di_a/dt| > |di_b/dt|$ , 这时  $U > 4k_e\omega$ , 本研究把电机在满足这个条件下的运行视为中低速区, 这时有转速  $n < 30U/4k_e\pi$ 。A、B 及 C 三相电流波形如图 2(b) 所示, 非换向电流因换向的影响而变大。为了减小换向带来的波动, 研究者可以采用 PWM 的办法, 对开关管的开通和关断进行控制, 来降低电流波动, 维持电流在稳定运行的水平。如果  $|di_a/dt| < |di_b/dt|$ , 如图 2(c) 所示, 则  $di_b/dt < -di_a/dt$ , 这时  $U < 4k_e\omega$ , 可认为电机运行在高速区。从图 2(b) 可知, 在该运行区, 非换向电流比稳定运行时的要低, 如果继续采用 PWM 调节的方法, 电流会变得更小, 电流波动反而加大, 如果将开关管  $V_1$  的关断时间往后延, 电流波形如图 2(d) 所示, 换向过程中非换向电流变大了, 这时与低速区的情况一样, 可以使用 PWM 的调制方式。

如前所述, 当 PM-BLDC 运行在中低速区, 应采用 PWM 调制方式。且常用的 PWM 调制方式中, PWM-

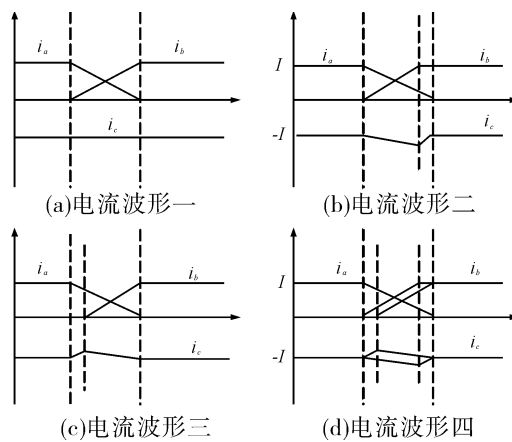


图 2 换向期间电流波形变化图

on 调制方式的换向转矩和电流波动最小, 但是该调制方式在非换向期间存在非导通相导通的现象。PWM-on-PWM 调制方式的换向过程与 PWM-on 型调制方式基本相同, 不仅换向电流和转矩脉动较小, 而且还消除了非换向期间出现非导通相导通的现象。因此, 在中低速区, 本研究选择了 PWM-on-PWM 型调制方式。

当电机转速不断增加, 此时  $k_e\omega > U/4$ 。当 PM-BLDC 在两两导通方式下运行时, 导通的两相绕组反电动势之和必然小于等于加在电机上的直流电压, 即有  $k_e\omega \leq U/2$ , 所以该运行阶段  $U/4 < k_e\omega \leq U/2$ 。在从  $V_1V_2$  区间换向到  $V_2V_3$  区间的这一过程中, 如果不采用任何措施, 任关断的 A 相电流续流直至其自行关断, 可将换向前一段时间视为电机稳定运行, 稳定运行时相电流和电压分别为:  $i_a(0) = -i_c(0) = i_0$ ,  $-i_b(0) = 0$  和  $e_a = e_b = -e_c = k_e\omega$ 。PM-BLDC 中的电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{(e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c)}{\Omega} \quad (6)$$

式中:  $\Omega$ —电机机械角速度;  $e_a, e_b, e_c$ —对应 A、B 及 C 反电动势;  $i_a, i_b, i_c$ —对应 A、B 及 C 相电流。

本研究将稳定运行 PM-BLDC 的电压和电流参数代入式(6), 可得到稳定运行情况下 PM-BLDC 的电磁转矩为:  $T_0 = 2pk_e i_0$ 。

换向过程中, 电机三相端电压的平衡方程为方程组式(1)。将式(2)代入(1)中, 并结合  $i_a(0) = -i_c(0) = i_0$ ,  $-i_b(0) = 0$  和  $i_a + i_b + i_c = 0$  的条件, 可近似求得换向过程中电机的三相电流方程为:

$$i_a(t) = i_0 - \frac{1}{3L}[2k_e\omega + 3Ri_0 + U]t \quad (7)$$

$$i_b(t) = \frac{1}{3L}[2U - 2k_e\omega]t \quad (8)$$

$$i_c(t) = -i_0 + \frac{1}{3L}[4k_e\omega + 3Ri_0 - U]t \quad (9)$$

本研究将求得的相电流和对应的反电动势代入式(6),可得换向过程中电机的电磁转矩为:

$$T = \frac{P}{\omega}(e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) = 2pk_e i_0 + p\left[\frac{2k_e U t}{3L} - \frac{k_e}{3L}(8k_e \omega + 6i_0 R)t\right] \quad (10)$$

因此,A相电流续流过程中的转矩脉动为:

$$\Delta T_1 = T - T_0 = p\left[\frac{2k_e U t}{3L} - \frac{k_e}{3L}(8k_e \omega + 6i_0 R)t\right] \quad (11)$$

如果采用重叠换向进行控制,换向过程中A相电流延迟关断,则换向过程中电机三相端电压的平衡方程为:

$$\begin{bmatrix} U \\ U \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \times \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_N \\ U_N \\ U_N \end{bmatrix} \quad (12)$$

由式(12)整理得电机中性点的电压  $U_N$  为:

$$U_N = \frac{2U - k_e \omega}{3} \quad (13)$$

采用和上面相同的计算方法,可得换向过程中的转矩脉动为:

$$\Delta T_2 = p\left[\frac{4k_e U t}{3L} - \frac{k_e}{3L}(8k_e \omega + 6i_0 R)t\right] \quad (14)$$

如果在重叠换向的过程中对滞后换向的开关管进行PWM控制,即对  $V_1$  管进行PWM控制,当  $V_1$  开通,  $V_2$  关断的时候A相电流从续流二极管  $D_4$  中流过,该换向过程中电机三相端电压的平衡方程为:

$$\begin{bmatrix} DU \\ U \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \times \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_N \\ U_N \\ U_N \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中: $D$ — $V_1$ 管的占空比。

由式(12)可得电机中性点的电压  $U_N$  为:

$$U_N = \frac{(1+D)U - k_e \omega}{3} \quad (16)$$

同样,也可以计算出采用PWM调制的重叠换向控制方法的PM-BLDC在换向期间的转矩脉动  $\Delta T_3$  为:

$$\Delta T_3 = p\left[\frac{2(1+D)k_e U t}{3L} - \frac{k_e}{3L}(8k_e \omega + 6i_0 R)t\right] \quad (17)$$

由上一节讨论可知,在该运行阶段:

$$\frac{1}{4}U < k_e \omega \leq \frac{1}{2}U \quad (18)$$

将式(18)分别代入式(11)、式(14)和式(17)中,可得  $\Delta T_1 < 0$ ,  $\Delta T_3 > 0$ ,  $\Delta T_2$  的值介于  $\Delta T_1$  和  $\Delta T_3$  之间,故  $|\Delta T_2|$  比  $|\Delta T_1|$  和  $|\Delta T_3|$  的值都要小。可见,采用PWM调制的重叠换向控制比不加控制的续流和单独采用重叠换向控制所产生的换向转矩脉动要小。如果开关管的占空比调节得当,甚至可以使得  $\Delta T_2 = 0$ 。理论上占空比是可以计算出来的,但是需要知道重叠换向的时间;而在实际应用中,考虑到电机结果参数不一样,加上开关管开通和关断的时间不易掌控,重叠换向时间很难给定,故一般不给定开关管的占空比。针对这个问题,本研究采取“不给定重叠换向时间,重叠时间通过对电流反馈信号与给定电流的差值施加闭环比例控制器来给予调节”的方法。

## 2 仿真结果及分析

本研究采用Matlab对PM-BLDC的运行特性进行仿真,仿真模型主要由永磁无刷直流电机、直流电源、功率变换器、控制器、电流检测和速度检测这5部分组成。

仿真中用到的PM-BLDC模型采用了Simulink中SimPowerSystems的电机模块Permanent Magnet Synchronous Machine, Back EMF waveform 栏选择Trapezoidal模式。仿真中PM-BLDC的基本参数为:转子转动惯量为  $0.1 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ,定子每相绕组电阻为  $0.017 \Omega$ ,相电感为  $0.18 \text{ mH}$ ,直流母线电压为  $100 \text{ V}$ ,极对数为2对极。在该参数下,通过  $e = k_e \omega$  可知:  $k_e = 0.04$ ;  $6000 \text{ r/min}$ 以下为中低速运行区,  $6000 \text{ r/min}$ 以上为高速运行区。

为了说明PWM-on-PWM调制方式的优点,本研究做了PWM-on型调制方式下的仿真,将得到的A相仿真电流波形和中低速区PWM-on-PWM调制方式下的得到的A相电流进行了对比。两种情况下,同时取转速为  $900 \text{ r/min}$  时的一个周期的A相电流波形,如图3所示;采用PWM-on调制方式下A相电流的波形图如图3(a)所示,采用PWM-on-PWM调制方式下A相电流的波形图如图3(b)所示。

从图3中可以看出:在中低速区,采用PWM-on-PWM调制方式,得到的A相电流在非导通期间没有非导体相电流的续流现象出现,且在导通期间的波动比PWM-on调制方式下A相电流的波动要小。而PWM-on调制方式下A相电流在非导通期间有波动,在导通

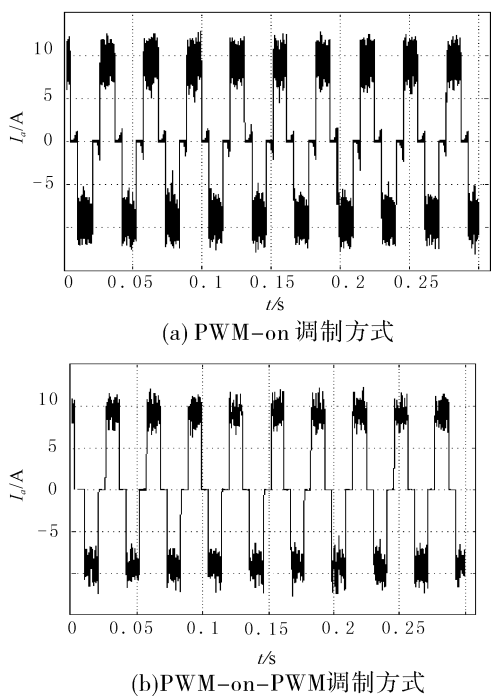


图 3 中低速运行阶段 A 相电流波形图

期间电流整体波动比 PWM-on-PWM 调制方式的大。故本研究采用 PWM-on-PWM 调制方式对中低速区的电机进行控制,这样不但可以降低脉动,还可以解决非换向相在非换向期间导通的问题。

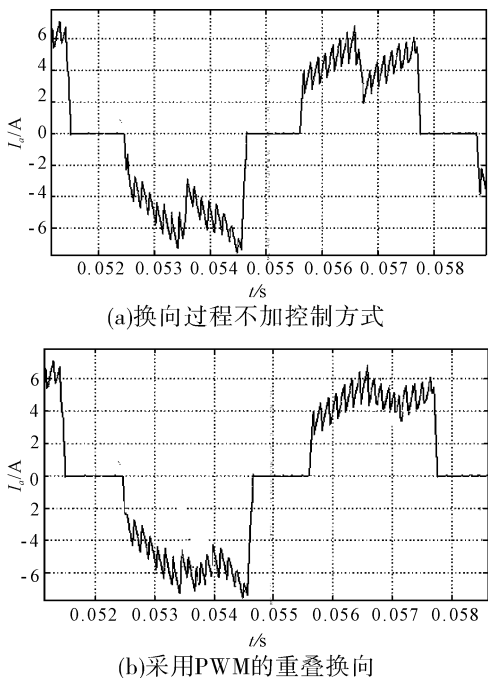


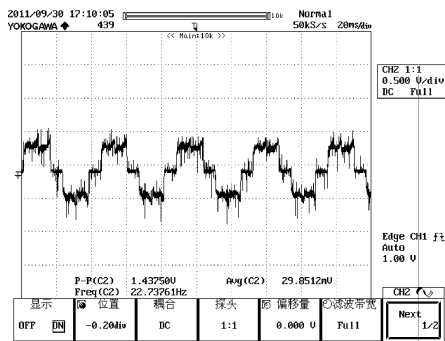
图 4 高速运行阶段 A 相电流波形图

在做高速区的仿真时,本研究同时做了换向过程中不采用任何方式控制的仿真,并与采用 PWM 的重叠换向控制的仿真做了对比。两种控制方式下,分别测得速度为 15 000 r/min 时 A 相电流的波形如图 4 所

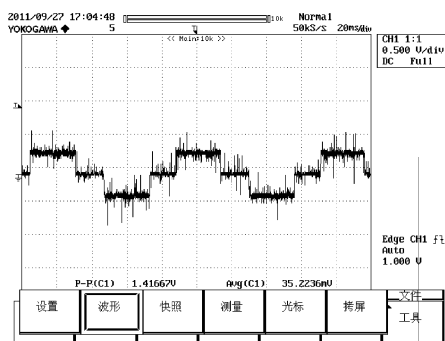
示。其中,不加控制方式下自然换向过程的 A 相电流波形如图 4(a) 所示,采用 PWM 的重叠换向控制下 A 相电流波形图如图 4(b) 所示。从图 4 中可以判断,在换向的短暂过程中,自然换向下 A 相电流波形存在比较大的波动,而采用 PWM 的重叠换向得到的 A 相电流在换相的时刻比较平稳,故采用 PWM 的重叠换向在换向脉动的抑制上起到了比较大的作用。

### 3 实验结果

实验用的永磁无刷电机参数和仿真实验中电机的参数相同,实验过程中所加直流电压为 20 V。由于实验条件限制,对该电机只做了低速区的实验,高速区将会在后续工作中完成。实验中比较了 PWM-on 调制方式和 PWM-on-PWM 调制方式下 A 相电流波形,分别如图 5(a)、图 5(b) 所示。通过比较可以发现,PWM-on 调制方式下在换流期间,A 相电流存在比较大的波动,而 PWM-on-PWM 调制方式下换流期间的 A 相电流很平稳。



(a) PWM-on 调制方式下 A 相电流



(b) PWM-on-PWM 调制方式下 A 相电流

图 5 中低速运行阶段 A 相电流波形图

### 4 结束语

永磁无刷直流电机从启动到高速运行的过程中,  
(下转第 772 页)

## 4 结束语

本研究自主开发的材料试验机控制系统采用模块化设计思想,在软件和硬件两个层面实现了设计、操作及扩展的方便性,降低了试验员的工作强度,使集成新的材料试验标准也变得简单。

通过对多种材料及不同实验标准的集成及其实验表明,该系统在实现国家标准及操作简便性的同时,能便于试验扩展,且达到了较高的数据精度及系统控制精度。

### 参考文献 (References):

- [1] 乔焰辉,李建勇,周德坤,等. 液压万能材料试验机测控系统的改造[J]. 液压气动与密封,2009,192(5):62-64.
- [2] 隗幼鹏. 材料试验机的现状和展望[J]. 现代制造工程,2003,21(1):82-83.
- [3] 张 霖. 电子万能材料试验机闭环控制软件的研究[D].

北京:北方工业大学机电工程学院,2007.

- [4] 杨泽林,刘大铭. 冻干试验机温度自适应模糊 PID 算法研究[J]. 微计算机信息,2007,23(10):106-108.
- [5] 项雷军. 基于 ARM 的万能材料试验机测控系统的研究[D]. 杭州:浙江工业大学机械工程学院,2005:25-27.
- [6] 汲书强. 液压式万能材料试验机数控化系统研究[D]. 保定:河北农业大学机电工程学院,2004.
- [7] 张将府,陶向阳,汪雄海. 材料试验机的控制策略研究及实现[J]. 机电工程,2007,24(9):59-62.
- [8] 周 鹏,王安福,袁清珂. 基于模糊免疫 PID 控制器的温度控制系统[J]. 机电工程技术,2010,39(4):94-95.
- [9] 王本术,龚宪生. 电液伺服扭振试验机模糊 PID 控制仿真研究[J]. 机械,2010,37(10):15-19.
- [10] LEI Yang, WANG Dong-yun, CHEN Wen-ya, et al. The application of fuzzy PID on hydraulic universal testing machine [J]. **Advanced Materials Research**, 2001, 305 (9):335-339. [编辑:张 翔]

(上接第 758 页)

出现的电流和转矩脉动问题不能单独依靠某一种方法来解决,因此本研究考虑把无刷直流电机的整个运行过程分为中低速和高速运行,并分别考虑电机在这两个阶段运行时的脉动抑制方法。在低速区,功率开关管采用先脉宽调制后恒通最后再脉宽调制(PWM-on-PWM)的调制方法;在高速区,功率管采用 PWM 的重叠换向方式,以消除非换向期间非导通相上的续流现象和减小换向过程中的电磁转矩脉动。

理论和仿真结果表明,以上这种组合方法适用于永磁无刷直流电机在较宽的速度范围内运行时的脉动抑制。

### 参考文献 (References):

- [1] 夏长亮,无刷直流电机控制系统[M]. 北京:科学出版社,2009.
- [2] 李悦溪,王 萌,祝长生. 飞轮储能系统用无刷直流电机驱动系统的设计[J]. 机电工程,2010,27(10):68-73.
- [3] BATZEL T D, LEE K Y. Commutation torque ripple minimization for permanent magnet synchronous machines with Hall effect position feedback[J]. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 1998, 13(3):257-262.
- [4] 许大中,贺益康. 电机控制[M]. 杭州:浙江大学出版社,2002.
- [5] WON C H, SONG J H, CHOY I. Commutation Torque Rip-

ple Reduction in Brushless DC Motor Drives Using a Single DC Current Sensor[C]. Power Electronics Specialists Conference, 2002.

- [6] 张相军,陈伯时. 无刷直流电机控制系统中 PWM 调制方式对换相转矩脉动的影响[J]. 电机与控制学报,2003,7(2):87-91.
- [7] 谭 成,冯水仙,张仲超. 无刷直流电机 H/L-PWM-ON 控制策略[J]. 机电工程,2007,24(5):74-76.
- [8] 王结飞,郭前岗,周西峰. 无刷直流电机回馈制动的 PWM 调制方式研究[J]. 微电机,2011,44(9):58-61.
- [9] 韦 颢,任军军,张仲超. 应用于无刷直流电机的新 PWM 调制方式[J]. 电气传动,2005,35(2):37-40.
- [10] 孟光伟,李槐树,熊 浩. PWM 调制下无刷直流电机的转矩脉动抑制[J]. 电气传动,2011,41(1):26-30.
- [11] CARLSON R L, FAGUNDES M. Analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless DC machines[J]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1992, 28 (3):632-638.
- [12] 邱建琪. 永磁无刷直流电动机转矩脉动抑制的控制策略研究[D]. 杭州:浙江大学电气工程学院,2002.
- [13] 许镇琳,江 伟,王秀芝,等. 无刷直流伺服电机换向转矩脉动的分析和消除[J]. 电气传动,1994,24(5):36-41.

[编辑:罗向阳]