

无刷直流电机 PWM 调制方式对非换相期间转矩脉动的影响

周美兰, 李 志, 苏革航

(哈尔滨理工大学 电气与电子工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150080)

摘 要: 针对无刷直流电机非换相期间转矩脉动的问题, 分析了非换相期间转矩脉动产生的原因, 指出非导通相续流是导致非换相期间转矩脉动的重要因素. 对 4 种调制方式因非导通相续流引起的非换相转矩脉动进行分析, 指出不同调制方式转矩脉动产生的时间有所不同. 推导并验证了通过 PWM_ON_PWM 这种调制方法会减小无刷直流电机非换相期间的转矩脉动. 以 TMS320F2812 DSP 为控制核心, 以 180W 无刷直流电机为控制对象, 通过转速电流双闭环对电机进行控制, 测得不同 PWM 调制方式下的相电流波形图. 实验证明, 在非换相期间, PWM_ON_PWM 调制方式能完全抑制因非导通相续流引起的转矩脉动.

关键词: 永磁无刷直流电机; 非换向期间转矩脉动; 非导通相续流; PWM_ON_PWM

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A **文章编号:** 1007-2683(2014)05-0074-08

Effect of Brushless DC Motor PWM Modulation Modes on Non-commutation Torque Ripple

ZHOU Mei-lan, LI Zhi, SU Ge-hang

(School of Electrical and Electronic Engineering, Harbin University of Science and Technology, Harbin 150080, China)

Abstract: Aiming at the problem of non-commutation torque ripple of brushless DC motor, this paper analyzes the cause of the non-commutation torque ripple in detail, and points out that the diode freewheeling of the inactive phase is an important factor which leads to the non-commutation torque ripple. This paper analyzes the non-commutation torque ripple which is caused by the diode freewheeling of the inactive phase in four modulation modes. It points out that the time of the torque ripple is different in different modes of modulation. It deduces and validates that the non-commutation torque ripple of brushless DC motor is decreased by using PWM_ON_PWM. Using TMS320F2812 DSP as the core of control and using rated 180W brushless DC motors as the object of control, and controlling the speed and current dual-closed-loop. It measures the waveforms of phase current were measured in different PWM modulation modes. The experimental results prove that PWM_ON_PWM can absolutely inhibit the non-commutation torque ripple which is caused by the diode freewheeling of the inactive phase.

Key words: brushless DC motors; non-commutation torque ripple; diode freewheeling of the inactive phase; PWM_ON_PWM

收稿日期: 2013-09-22

基金项目: 黑龙江省自然科学基金(E201302).

作者简介: 周美兰(1962—), 女, 教授, 硕士研究生导师. E-mail: zhoumeilan001@163.com;

李 志(1989—), 男, 硕士研究;

苏革航(1990—), 男, 硕士研究生.

0 引言

无刷直流电机由于其调速性能好、效率高、噪声低、控制简单等优点,被广泛应用于交通运输等领域。转矩特性是电机性能的重要指标,但转矩脉动的存在使得无刷直流电机在许多高精度应用领域中的性能受到了限制,因此转矩脉动抑制技术一直以来都是无刷直流电机研究的热点问题^[1]。

文 [2-3] 对不同种 PWM 调制方式对非换相期间转矩脉动的影响进行了分析,但未提出相应的解决办法。文 [4] 首先提出了 PWM_ON_PWM 调制方式对非换相期间转矩脉动抑制的问题,仍需进一步定量分析。文 [5] 对 PWM_ON_PWM 调制方式进行了仿真分析。文 [6] 通过换相重叠法对换相的产生的转矩脉动进行抑制。文 [7] 在换相重叠法的基础上提出了分段控制策略。文 [8] 通过能量单元法消除了直流无刷电机在非换相期间非导通相上的续流现象。本文在结合前人的研究成果下,对 4 种常用的 PWM 调制方式在非换相期间产生的转矩脉动进行了详细的定量分析,提出并验证了 PWM_ON_PWM 调制方式对非导通相续流引起转矩脉动有着较好的抑制作用。

1 直流无刷电机的数学模型

无刷直流电机定子感应电动势为梯形波,绕组间的互感是非线性关系。假设定子齿槽的影响忽略不计;电枢反应对气隙磁通影响忽略不计;电机磁路不饱和;定子三相绕组完全对称且各参数为常数^[9]。

则永磁直流无刷电机的各相绕组端电压平衡方程为

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & & \\ & r & \\ & & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_M & & \\ & L_M & \\ & & L_M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_n \\ u_n \\ u_n \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中: u_a 、 u_b 、 u_c 为定子绕组各相电压; i_a 、 i_b 、 i_c 为定子绕组各相电流; e_a 、 e_b 、 e_c 为绕组各相反电动势; r 为每项绕组电阻, L_M 为每相绕组的自感和每两相绕组间的互感差, u_n 是中性点电压^[10]。

电磁转矩方程为

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\Omega} \quad (2)$$

式中: Ω 为转子的机械角速度。

在理想情况下,电机工作在 120° 导通方式时,每一时刻仅有两相绕组导通。为便于分析,假设以 A 相绕组在非导通状态下为研究对象,导通相产生的反电动势用 E 表示,电流用 I 表示,BC 两项产生的反电动势及电流大小相等方向相反,结合式 (2) 得到理想情况下开关管均导通时的电磁转矩

$$T_0 = \frac{2EI}{\Omega} \quad (3)$$

直流无刷电机功率主电路及电机等效模型如图 1 所示。

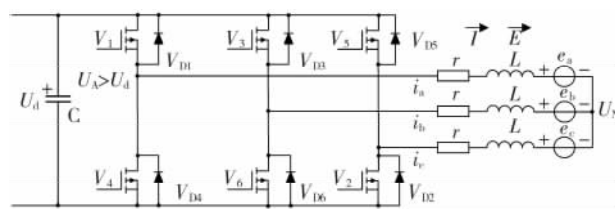


图1 功率主电路及电机等效电路

2 常用单斩 PWM 调制方式对非换相区间转矩脉动影响分析

直流无刷电机在三相六状态导通方式下,最常用的单斩 PWM 调制方式主要有 H_ON-L_PWM、ON_PWM、PWM_ON、H_PWM-L_ON 4 种调制方式。

定义 P_x 为对应相端电压的状态量, $P_x = 1$ 表示端电压为直流母线电压, $P_x = 0$ 表示端电压为零^[11]。A 相为非导通状态下时,各相绕组端电压形式

$$u_a = e_a + u_n \quad (4)$$

$$u_b = U_d \times P_B = r i_b + L_M \frac{di_b}{dt} + e_b + u_n \quad (5)$$

$$u_c = U_d \times P_C = r i_c + L_M \frac{di_c}{dt} + e_c + u_n \quad (6)$$

式中: U_d 为直流母线两端电压。将式 (5) 和式 (6) 相加得到中性点电压 u_n

$$u_n = \frac{1}{2} U_d (P_B + P_C) \quad (7)$$

2.1 H_ON-L_PWM 调制方式对非换相区间转矩脉动影响分析

如图 2 所示,在一个电周期内, $0 - \pi/6$ 、 $5\pi/6 - \pi$ 、 $\pi - 7\pi/6$ 、 $11\pi/6 - 2\pi$ 这 4 个区间 A 相为非导通状态。

首先分析 $11\pi/6 - 2\pi$ 区间,由于电机处于电动状态, $|e_a| < U_d/2$, 由图 2 可知此时电机 A 相反电动

势 $-U_d/2 < e_a < 0$, B 相下桥 T6 进行 PWM 调制, 即 $P_B = 0$ 或 $P_B = 1$, C 相上桥 T5 恒通, 即 $P_C = 1$, 结合式(7)得 $u_n = U_d$ 或 $u_n = U_d/2$, 进而结合式(4)得 $0 < u_a < U_d$ 恒成立^[12]. 此时非导通相 A 相没有产生续流, 因此没有由于非导通相续流产生的转矩脉动.

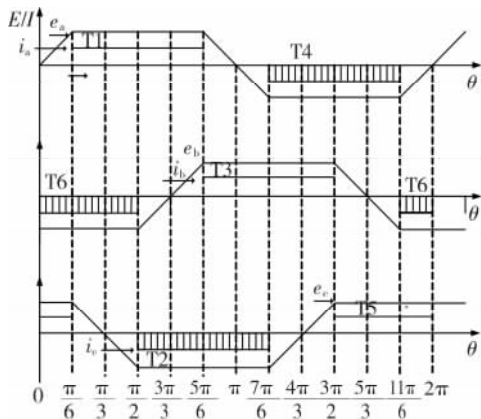


图2 H_ON_L_PWM 调制方式下的反电动势及相电流示意图

当 T6 的 PWM 调制信号关断时, 在导通相 BC 间产生的续流如图 3 所示

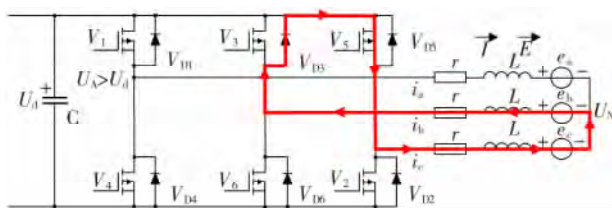


图3 11π/6 - 2π 区间导通相 PWM 关断产生两相续流

由于此时 $u_n = 0$, $e_b = -E$, $e_c = E$, 并结合式(5)式(6)得

$$U_d = r i_b + L_M \frac{di_b}{dt} - E \quad (8)$$

$$U_d = r i_c + L_M \frac{di_c}{dt} + E \quad (9)$$

由于 PWM 的调制周期较高时, 电机的绕线电阻 r 可以忽略^[13], 所以 B 项 C 项绕组的电流变化率可以表示为

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_b}{dt} &= \frac{U_d + E}{L_M} \\ \frac{di_c}{dt} &= \frac{U_d - E}{L_M} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

T6 关断之前 $i_b = -I$, $i_c = I$, 设 PWM 调制的占空比为 D , 结合式(10), 则由关断产生的续流为

$$\left. \begin{aligned} i'_b &= -I + \frac{E}{L_M}(1-D) \\ i'_c &= I - \frac{E}{L_M}(1-D) \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

结合式(2)得 PWM 关断后电磁转矩为

$$T'_{off} = \frac{2EI}{\Omega} - \frac{2E^2}{\Omega L_M}(1-D) \quad (12)$$

与公式(3)相比较, 则由 PWM 关断产生续流导致的转矩脉动为

$$\Delta T' = T'_{off} - T_0 = -\frac{2E^2}{\Omega L_M}(1-D) \quad (13)$$

在 $11\pi/6 - 2\pi$ 区间, 导通相 BC 在 PWM 关断时会产生相应续流, 使总的电磁转矩减小, 导致非换相期间的转矩脉动. 而非导通相 A 相, 其相电压在 0 与 U_d 之间, 不会产生非导通相续流, 因此在非换相期间不会因其原因产生转矩脉动^[14].

在 $0 - \pi/6$ 区间, 电机的反电动势 $0 < e_a < U_d/2$, B 相下桥 T6 进行 PWM 调制, 即 $P_B = 0$ 或 $P_B = 1$, C 相上桥 T5 恒通, 即 $P_C = 1$, 结合式(7)得 $u_n = U_d$ 或 $u_n = U_d/2$. 当 $u_n = U_d$ 时, 结合公式(4)得 $u_a > U_d$, 此时非导通相 A 相绕组通过 D1 续流, 而导通相 BC 两相仍会产生由于 PWM 调制关断导致的续流, 如图 4.

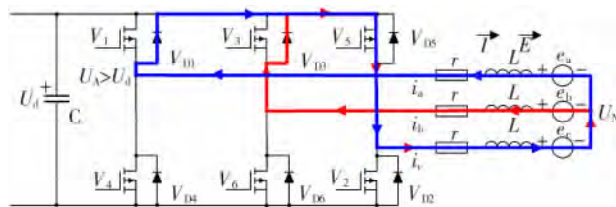


图4 0 - π/6 区间导通相及非导通相共产生三相续流

当产生如图所示续流后, 由于此时 $u_a = u_b = u_c = U_d$, $e_b = -E$, $e_c = E$, 则无刷电机的各相绕组电压平衡方程可化为

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_d \\ U_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & & \\ & r & \\ & & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_M & & \\ & L_M & \\ & & L_M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ -E \\ E \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_n \\ u_n \\ u_n \end{bmatrix} \quad (14)$$

进而可以得到此时中性点电压 u_n 及各相电流变化率

$$u_n = U_d - \frac{1}{3}e_a \quad (15)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= \frac{U_d - u_n - e_a}{L_M} \\ \frac{di_b}{dt} &= \frac{U_d - u_n + E}{L_M} \\ \frac{di_c}{dt} &= \frac{U_d - u_n - E}{L_M} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

设 PWM 调制的占空比为 D , 则此时 ABC 三相续流分别为

$$\left. \begin{aligned} i_a'' &= \frac{U_d - u_n - e_a}{L_M} (1 - D) \\ i_b'' &= -I + \frac{U_d - u_n + E}{L_M} (1 - D) \\ i_c'' &= I + \frac{U_d - u_n - E}{L_M} (1 - D) \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

而此时电磁转矩为

$$T_{\text{off}}'' = \frac{e_a i_a'' + e_b i_b'' + e_c i_c''}{\Omega} = \frac{2EI}{\Omega} - \frac{2E^2}{\Omega L_M} (1 - D) - \frac{2e_a^2}{3\Omega L_M} (1 - D) \quad (18)$$

则三相续流转矩脉动为

$$\Delta T'' = T_{\text{off}}'' - T_0 = -\frac{2E^2}{\Omega L_M} (1 - D) - \frac{2e_a^2}{3\Omega L_M} (1 - D) \quad (19)$$

在 $0 - \pi/6$ 区间, 比较 (3) 式、(13) 式与 (19) 式, 此转矩脉动的变化是由于非导通相 A 相产生续流以及导通相 BC 两相由于 PWM 调制关断导致续流共同引起的^[15]。

同理, 对 $5\pi/6 - \pi, \pi - 7\pi/6$ 这两个区间进行分析可以得到在 $5\pi/6 - \pi$ 区间, 此时 A 相的反电动势 $0 < e_a < U_d/2$, A 点的相电压 $u_a > U_d$ 从而产生非导通相续流, BC 两相由于 PWM 调制将产生续流, 因此在 $5\pi/6 - \pi$ 区间将会有三相续流产生。在 $\pi - 7\pi/6$ 区间, 此时 A 相的反电动势 $e_a < -U_d/2$, A 点的相电压 $0 < u_a < U_d$, 因此不会产生非导通相续流, 此时仅有 BC 两相由于 PWM 调制产生的续流。

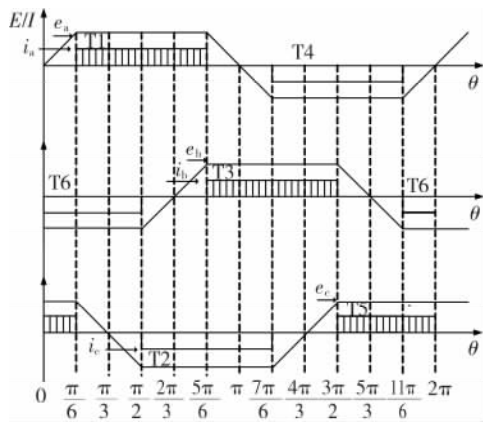


图5 H_PWM_L_ON 调制方式下的反电动势及相电流示意图

综上所述 H_ON - L_PWM 调制方式在 $0 - \pi/6$ 及 $5\pi/6 - \pi$ 区间将会有非导通相续流产生, 进而产生因该情况导致的转矩脉动。

2.2 H_PWM_L_ON 调制方式对非换相区间转矩脉动影响分析

首先对 $5\pi/6 - \pi$ 区间进行分析, 此时 $0 < e_a < U_d/2$, B 相上桥 T3 进行 PWM 调制, 即 $P_B = 1$ 或 $P_B = 0$, C 相下桥 T2 恒通即 $P_C = 0$, 结合式 (4) 式 (7) 得 $0 < u_a < U_d$ 恒成立。此时非导通相 A 相没有产生续流, 因此没有由于非导通相续流产生的转矩脉动^[16]。

当 T3 的 PWM 调制信号关断时, 在导通相 BC 间产生的续流如图 6 所示

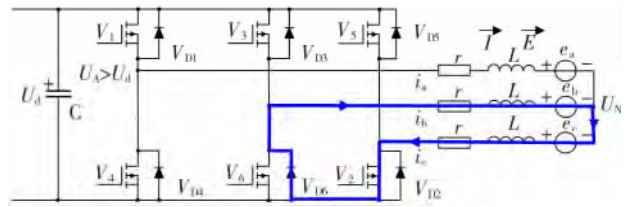


图6 $5\pi/6 - \pi$ 区间导通相 PWM 关断产生两相续流

此时 B 项 C 项绕组的电流变化率为

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_b}{dt} &= -\frac{E}{L_M} \\ \frac{di_c}{dt} &= \frac{E}{L_M} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

则由 PWM 关断产生的续流为

$$\left. \begin{aligned} i_b' &= I - \frac{E}{L_M} (1 - D) \\ i_c' &= -I + \frac{E}{L_M} (1 - D) \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

则由 PWM 关断后电磁转矩为

$$T_{\text{off}}' = \frac{2EI}{\omega} - \frac{2E^2}{\omega L_M} (1 - D) \quad (22)$$

与公式 (3) 相比较, 则由 PWM 关断产生续流导致的转矩脉动为

$$\Delta T' = T_{\text{off}}' - T_0 = -\frac{2E^2}{\omega L_M} (1 - D) \quad (23)$$

在 $5\pi/6 - \pi$ 区间, 导通相 BC 在 PWM 信号关断时会产生相应续流, 导致转矩脉动。而非导通相 A 相, 其相电压在 0 与 U_d 之间, 不会产生非导通相续流, 因此在非换相期间不会因其原因产生转矩脉动^[17]。

在 $\pi - 7\pi/6$ 区间, 反电动势 $e_a < 0$, B 相上桥 T3 进行 PWM 调制, 即 $P_B = 0$ 或 $P_B = 1$, C 相下桥 T2 恒通, 即 $P_C = 0$, 结合式 (4) 式 (7), 当 $u_n = 0$ 时得 $u_a < 0$ 。此时 A 相绕组通过 D1 续流, 而导通相 BC 两相仍会产生续流, 如图 7 所示

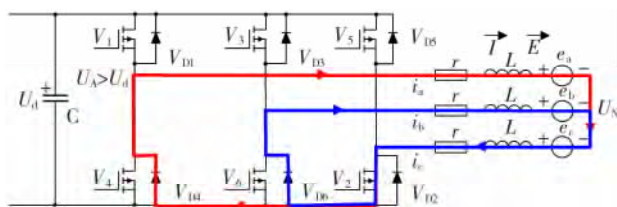


图7 $\pi \sim 7\pi/6$ 区间导通相及非导通相共产生三相续流

当产生如图所示续流后,由于此时 $u_a = u_b = u_c = 0, e_b = E, e_c = -E$,则电机的各相绕组电压平衡方程可化为

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r & & \\ & r & \\ & & r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_M & & \\ & L_M & \\ & & L_M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ E \\ -E \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_n \\ u_n \\ u_n \end{bmatrix} \quad (24)$$

此时中性点电压 u_n 及各相电流变化率

$$u_n = -\frac{1}{3}e_a \quad (25)$$

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= -\frac{e_a + u_n}{L_M} \\ \frac{di_b}{dt} &= -\frac{E + u_n}{L_M} \\ \frac{di_c}{dt} &= \frac{E - u_n}{L_M} \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

则由于三相续流产生的电磁转矩为

$$T_{\text{off}}' = \frac{2EI}{\Omega} - \frac{2E^2}{\Omega L_M}(1-D) - \frac{2e_a^2}{3\Omega L_M}(1-D) \quad (27)$$

则三相续流转矩脉动为

$$\Delta T' = -\frac{2E^2}{\Omega L_M}(1-D) - \frac{2e_a^2}{3\Omega L_M}(1-D) \quad (28)$$

在 $\pi \sim 7\pi/6$ 区间,比较(23)式与式(28),此转矩脉动的变化是由于非导通相 A 相产生续流以及导通相 BC 两相由于 PWM 调制关断导致续流共同引起的。

同理,对 $0 \sim \pi/6, 11\pi/6 \sim 2\pi$ 这两个区间进行分析可以得到在 $0 \sim \pi/6$ 区间, A 相的反电动势 $0 < e_a < U_d/2$, A 点的相电压 $0 < u_a < U_d$,因此不会产生非导通相续流,此时仅有 BC 两相由于 PWM 调制产生的续流。在 $11\pi/6 \sim 2\pi$ 区间, A 相的反电动势 $e_a < 0$, A 点的相电压 $u_a < 0$,从而产生非导通相续流。BC 两相由于 PWM 调制将产生续流,因此在 $11\pi/6 \sim 2\pi$ 区间将会有三相续流产生^[8]。

综上所述 H_ON-L_PWM 调制方式在 $\pi \sim$

$7\pi/6$ 及 $11\pi/6 \sim 2\pi$ 区间将会有非导通相续流产生,进而产生因该情况导致的转矩脉动。

2.3 PWM_ON 调制方式

在 $5\pi/6 \sim \pi$ 及 $\pi \sim 7\pi/6$ 区间,其电路拓扑同 HPWM_LON 调制方式,在 $\pi \sim 7\pi/6$ 区间 $u_a < 0$,所以 A 相绕组通过 D4 续流。在 $0 \sim \pi/6$ 及 $11\pi/6 \sim 2\pi$ 区间,电路拓扑同 HON_LPWM 调制方式,在 $0 \sim \pi/6$ 区间 $u_a > U_d$, A 相绕组经过 D1 续流。从而引起非换相期间因非导通相续流产生的转矩脉动。

2.4 ON_PWM 调制方式

在 $5\pi/6 \sim \pi$ 及 $\pi \sim 7\pi/6$ 区间,其电路拓扑同 HON_LPWM 调制方式,在 $5\pi/6 \sim \pi$ 区间 $u_a > U_d$,所以 A 相绕组通过 D1 续流。在 $0 \sim \pi/6$ 及 $11\pi/6 \sim 2\pi$ 区间,电路拓扑同 HPWM_LON 调制方式,在 $11\pi/6 \sim 2\pi$ 区间 $u_a < 0$,所以 A 相绕组经过 D4 续流。从而引起非换相期间因非导通相续流产生的转矩脉动^[9]。

2.5 4种调制方式非导通相续流对比

通过以上分析可以得到在非换相期间,当非导通相其端电压 u_a 高于直流母线电压 U_d 或低于 0 时,该非导通相将会产生续流现象。不同的 PWM 调制方式其产生续流的区间有所不同,而该续流的将会减小非换相期间的电磁转矩,从而导致非换相期间的电磁转矩脉动,其脉动区间也有所差异。

表1 4种调制方式非导通续流产生相区间对比

非导通区间	$0 \sim \pi/6$	$5\pi/6 \sim \pi$	$\pi \sim 7\pi/6$	$11\pi/6 \sim 2\pi$
H_ON-L_PWM	有	有	无	无
H_PWM-L_ON	无	无	有	有
PWM_ON	有	无	有	无
ON_PWM	无	有	无	有

3 PWM_ON_PWM 调制方式对非换相区间转矩脉动影响

PWM_ON_PWM 调制方式如图7所示。仍以 A 相为非导通相为研究对象,对 A 相 $0 \sim \pi/6, 5\pi/6 \sim \pi, \pi \sim 7\pi/6, 11\pi/6 \sim 2\pi$ 这四个非导通区间进行分析。

在 $0 \sim \pi/6$ 区间内 B 相下桥 T6 恒通, C 相上桥 T5 进行 PWM 调制,即 $P_B = 0, P_C = 1$ 或 $P_C = 0$ 。在 $5\pi/6 \sim \pi$ 区间内 B 相上桥 T3 进行 PWM 调制, C 相下桥 T2 恒通,即 $P_B = 1$ 或 $P_B = 0, P_C = 0$ 。以上两种情况结合式(7)得 $u_n = 0$ 或 $u_n = U_d/2$,由 $0 < e_a <$

$U_d/2$, 结合式(4)得 $0 < u_a < U_d$, VD1, VD4 均不会导通, 此时 A 相不会产生非导通相续流。

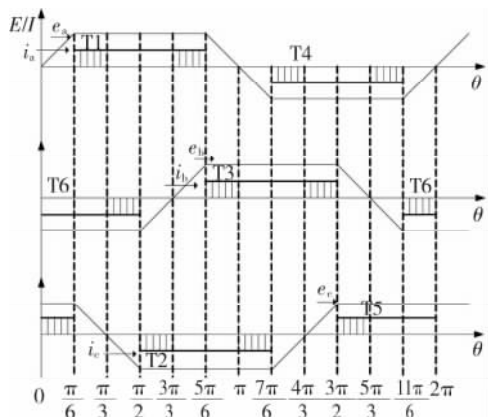


图8 PWM_ON_PWM 调制方式下的反电动势及相电流示意图

在 $\pi - 7\pi/6$ 区间内 B 相上桥 T3 恒通, C 相下桥 T2 进行 PWM 调制, 即 $P_B = 1, P_C = 1$ 或 $P_C = 0$ 。在 $11\pi/6 - 2\pi$ 区间内 B 相下桥 T6 进行 PWM 调制, C 相上桥 T5 恒通, 即 $P_B = 1, P_B = 0$ 或 $P_C = 1$ 。以上两种情况结合式(7)得 $u_n = U_d/2$ 或 $u_n = U_d$, 由于 $e_a < 0$, 结合式(4)得 $0 < u_a < U_d$, VD1, VD4 均不会导通, 此时 A 相不会产生非导通相续流。

依照前面的方法对 B 相, C 相分别进行分析可以证明当 B 相, C 相处于非导通期间时均不会产生非导通相续流, 因此在非换相期间, 该调制方式不会产生因非导通相续流引起的转矩脉动^[2]。通过以上分析可知 PWM_ON_PWM 调制的工作原理就是, 当

在非导通相反电势大于零时, 上桥臂 PWM 调制, 下桥臂全通, 使得非导通相的端电压不会超过直流母线电压。当反电势小于零时, 下桥臂 PWM 调制, 上桥臂全通, 使得非导通相的端电压也不会低于零电压, 从而不会产生非导通相续流的现象, 消除在非换相期间因该情况导致的转矩脉动^[2]。

4 实验结果

以 TI 公司的 TMS320F2812 DSP 为控制核心, 以额定电压为 24 V、额定功率为 180W 的 57BLF03 小型无刷直流电机为研究对象进行实验分析。外围电路主要包括, 功率主电路, 隔离驱动电路, 位置检测电路, 电流检测电路, 保护电路等, 实验平台如图 8。

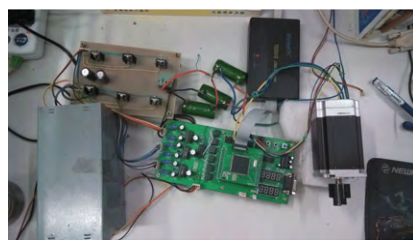


图9 实验平台

利用 DSP 分别产生以上 5 种 PWM 波形, 并结合转速电流双闭环对电机进行控制, 因为无刷直流电机的转矩脉动与电流成正比, 所以通过比较非换相期间电流脉动大小就可以间接比较转矩脉动大小。相电流波形如图 9 所示。

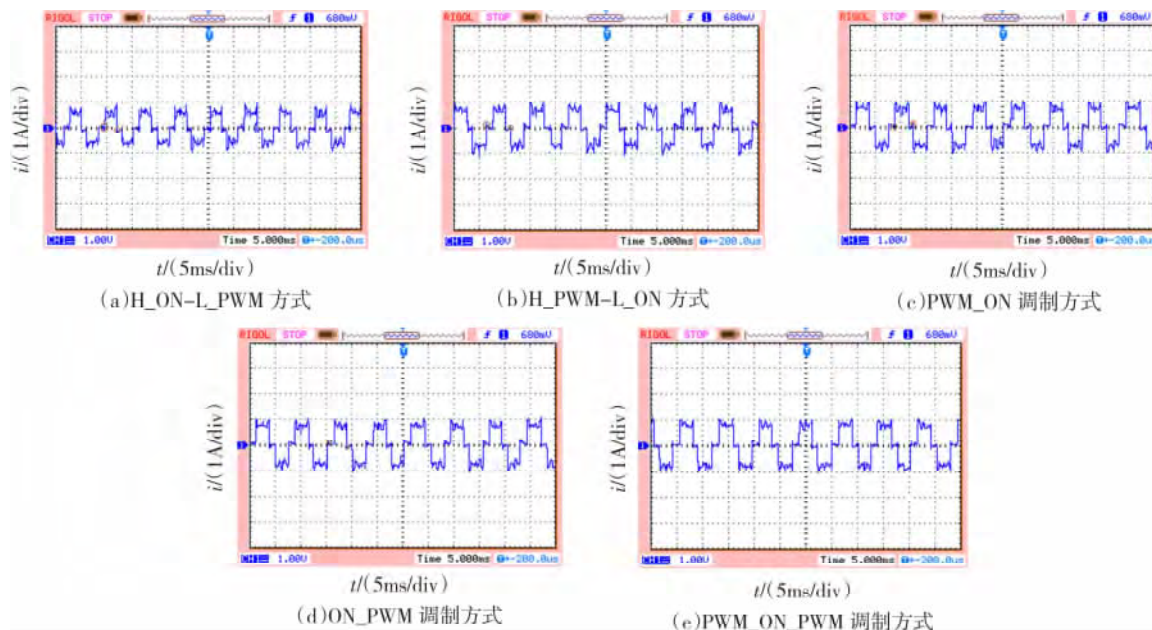


图10 不同 PWM 调制方式下的相电流波形图

对 4 种常用的单斩 PWM 调制方式进行分析,在非换相期间转矩脉动由非导通相续流或导通相 PWM 调制两种情况引起.从图 9 中可以看到 4 种单斩 PWM 调制方式在非换相期间均会产生由非导通相续流产生的电流脉动,不同调制方式其脉动区间有所不同(脉动区间在图中用圆圈标出).因此该原因引起转矩脉动产生的时间也各不相同.

利用 PWM_ON_PWM 调制方式完全消除非导

通相上的续流现象,从图 9 中可以看到,该调制方式下非换相期间电流脉动较小,通过和前 4 种调制方式进行对比,得出该调制方式可完全消除因非导通相续流产生的转矩脉动.利用 DSP 对换相时间加以数字控制并结合速度电流双闭环的 PI 调节,进一步提高电机运行性能.

为了更好地分析五种 PWM 波形对非换相转矩脉动的影响,将其局部放大来进行对比,如图 10.

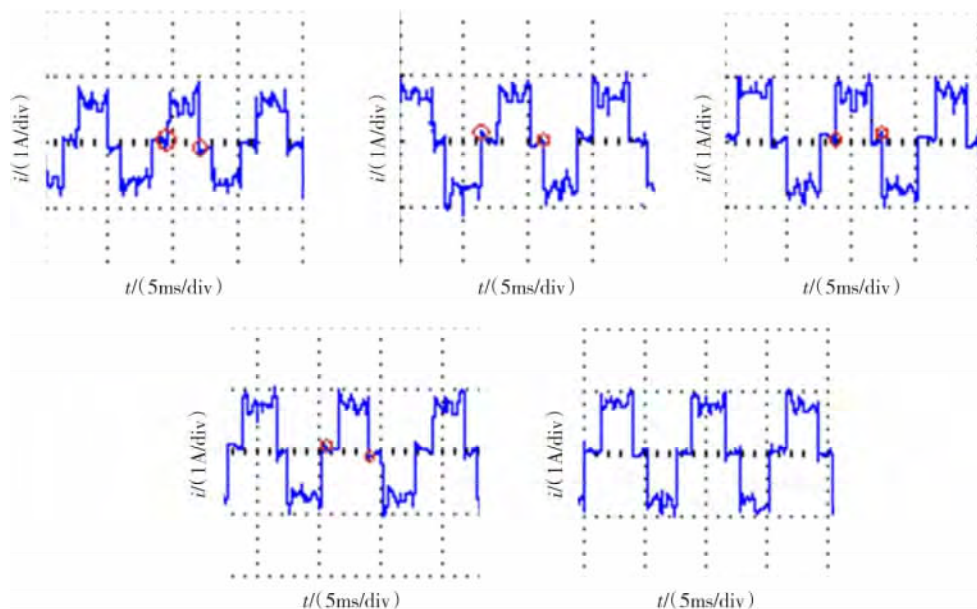


图 11 不同 PWM 调制方式下的相电流波形图局部放大对比图

5 结 语

本文对 4 种常用的单斩 PWM 调制方式下的非换相期间的转矩脉动进行了分析.得出不同调制方式均会因非导通相续流引起转矩脉动,但不同调制方式因该原因引起的转矩脉动产生的区间有所不同.推导并验证 PWM_ON_PWM 调制方式能够完全消除非换相期间因非导通相续流产生的转矩脉动.通过实验验证了结果的正确性,对无刷电机控制的实际应用提供了理论依据.

参 考 文 献:

- [1] 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(7):15-21.
- [2] 贺虎成,刘卫国,郎宝华.永磁无刷直流电动机非换相区间转矩特性研究[J].电气传动,2007,37(6):33-38.
- [3] 薛晓明,陈宏.无刷直流电机断开相电流的研究[J].电工技术学报,2011(4):64-70.

- [4] 韦鲲,胡长生,张仲超.一种新的消除无刷直流电机非导通续流的 PWM 调制方式[J].中国电机工程学报,2005,25(7):104-108.
- [5] 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,2006,2(11):120-123.
- [6] 宋飞,周波,吴小婧.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):28-33.
- [7] 李怀兵,丑武胜,张延超.换相期间无刷直流电机转矩脉动的抑制策略[J].电机与控制应用,2011,38(1):20-24+44.
- [8] 陈基锋,张晓峰,王斯然,吴小康,等.基于能量单元法的无刷直流电机导通区转矩脉动[J].电工技术学报,2010,11(25):36-41.
- [9] 罗战强,丁文,杨新团,等.双余度永磁无刷电机系统数学模型与特性分析[J].电机与控制学报,2013(3):20-27.
- [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] 石坚,李铁才.无刷直流电动机低转矩脉动超前换相控制方法[J].中国电机工程学报,2012,30(32):112-117.
- [12] 汤平华,廖志辉,李铁才.方波无刷电机的倍频 PWM 控制方法[J].电机与控制学报,2009,13(3):389-392.
- [13] ZHOU Meilan,LI Zhi,GU Quan,et al. Influence of PWM Modes on Non-commutation Torque Ripple in Brushless DC Motor Con-

- trol System [C] // Harbin University of Science and Technology, China. Proceedings of 2th International Conference on Measurement, Information and Control (Volume 2) Harbin University of Science and Technology, China, 2013: 8.
- [4] 王淑红,熊光煜. 永磁无刷直流电动机转矩脉动的减小及动态仿真 [J]. 哈尔滨理工大学学报,2008(4): 82-86.
- [5] 陆地,李甲锋,王建信. 一种高可靠性直流无刷电机调速装置 [J]. 哈尔滨理工大学学报,2011(6): 46-49.
- [6] 李凤祥,朱伟进. 无刷直流电机双模控制技术研究与应用 [J]. 电机与控制学报,2013(3): 70-75.
- [7] 夏永洪,黄劭刚. 励磁电流脉动对电枢绕组空载电压波形的影响 [J]. 电机与控制学报,2012, 09: 21-25.
- [8] 薛晓明,杨长江. 无刷直流电机建模研究 [J]. 电机与控制学报,2009(6): 874-878+885.
- [9] 周京华,贾斌,章小卫,等. 三电平逆变器死区补偿策略研究 [J]. 电机与控制学报,2013(5): 69-74.
- [10] 赵向阳,葛文韬. 无刷直流电动机转子退磁故障的检测方法 [J]. 电机与控制学报,2012,(2): 50-55.
- [11] 高峰,张雪峰,季学武. 考虑定子电阻的无刷电机换相转矩脉动抑制 [J]. 电机与控制学报,2010(1): 26-31.
- (编辑: 王 萍)

+++++

(上接第 73 页)

- [4] 林颖,李文举,常永贵,等. 基于 ARM 的车载称重系统 [J]. 仪表技术与传感器,2008(3): 28-30.
- [5] 吴兴纯,赵金燕. 单片机运用系统的软件抗干扰技术研究与分析 [J]. 电子设计工程,2011,16(3): 37-44.
- [6] ALMODARRESI S. Application of Artificial Neural Networks to Intelligent Weighing Systems [J]. IEE Proceeding Science, Measurement & Technology,1999,146(6): 265-269.
- [7] WANG J,HSIEH M F. Vehicle Yaw-inertia-and Mass-independent Adaptive Steering Control [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering, 2009,223(9): 1101-1108.
- [8] FERNANDEZ Rajan. Multi-axis Load Cell Designs Employing Multiple Shear Beams [J]. Applied Mechanics and Materials,2012: 1981-1986.
- [9] HAYASHI Yuchiro,TSUJUCHI Nobutaka,KOIZUMI Takayuku,et al. Development of a Novel Six-axis Force/moment Sensor Attached to a Prosthetic Limb for the Unrestrained Gait Measurement [C] // Proceedings of Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Boston, USA, 2011: 2921-2924.
- [10] SAITO Naoki,NAKAYAMA Noboru,SATO Toshiyuki. Development of a Four-axis Flexible Force Sensor Using Conductive Material [C] //IEEE 2011 International Conference on Robotics and Biomimetics,Hong Kong,2011: 1984-1989.
- (编辑: 温泽宇)