

无刷直流电机换相转矩脉动抑制新策略

王会明, 丁学明, 尹武

(上海理工大学 光电信息与计算机工程学院, 上海 200093)

摘要: 无刷直流电机(BLDCM)应用范围广, 易于控制, 但缺点是转矩脉动较大。通过分析 HPWM-LON 调制方法对无刷直流电机换相期间电磁转矩的影响, 提出一种改进的 HON-LON 和 HPWM-LON 相结合的脉宽调制方法。首先, 根据三相电流方程得出换相时的电机电磁转矩; 其次, 比较换相时电磁转矩和稳态时电机电磁转矩的差别, 得到换相电磁转矩脉动; 最终, 通过控制换相时导通相全通的时间, 使电机电磁转矩脉动最小。实验证明, 提出的改进脉宽调制方法能有效地抑制转矩脉动, 提高系统性能。

关键词: 无刷直流电机; 相电流; 转矩脉动; 脉宽调制

中图分类号: TM33

文献标识码: A

Torque Ripple Reduction of Brushless DC Motor

WANG Hui-ming, DING Xue-ming, YIN Wu

(College of Computing & Electrical Engineering, University of Shanghai
for Science and Technology, Shanghai 200093, China)

Abstract: Brushless DC motor (BLDCM) have a wide range of applications, easy to control, but its weakness is large torque ripple. Through the analysis of HPWM-LON modulation method for brushless DC motor's influence of electromagnetic torque during phase change, an improved pulse width modulation method was proposed, the combination of HON-LON and HPWM-LON. First of all, according to three phase current equations of commutation, motor electromagnetic torque can be get; second, compare commutation motor electromagnetic torque and steady-state motor electromagnetic torque, commutation electromagnetic torque ripple can be deduced; Finally, through the control on-all time of conducting state MOSFET, motor electromagnetic torque ripple can be minimum. The experiment proves the proposed improved pulse width modulation method can effectively restrain the torque ripple and improve system performance.

Key words: brushless DC motor(BLDCM); phase current; torque ripple; pulse width modulation(PWM)

1 引言

由于无刷直流电机既具备交流电动机的结构简单、运行可靠、维护方便等一系列的优点, 又具备直流电动机的运行效率高、无励磁损耗以及调速性能好等诸多特点, 故在各领域得到广泛的使用。但是, 无刷直流电机转矩波动较大, 不仅会产生噪声和振动问题, 而且影响整个系统的性能, 从而降低电机的使用寿命和驱动系统的可靠性, 影响了无刷直流电机的进一步发展。因此, 分析和抑制转矩脉动就成为提高无刷直流电机控制系统的关键, 成为近年来电机领域研究的热点和难点问题^[1-3]。

目前无刷直流电机转矩脉动抑制方法主要分

为 4 类: 优化电机设计的齿槽转矩脉动抑制方法; 优化由于非理想反电动势波形引起的转矩脉动抑制; 换相转矩脉动抑制; 基于现代控制理论和智能控制理论的转矩脉动抑制。由于无刷直流电机相电极绕组电感的存在, 使绕组电流从一相切换到另一相时产生换相延时, 形成电机换相过程中的转矩脉动。文献[4]对比了两种脉宽调制方式 PWM-ON 和 ON-PWM 对转矩脉动的影响, 提出了使用 PWM-ON 脉宽调制方法能降低换相转矩脉动, 但对该调制方式产生的转矩脉动没有补偿, 所以对转矩脉动抑制不明显。文献[5]提出了一种改进型双极性 PWM 方式, 但该方法对系统的要求较高, 并且对抑制转矩脉动也没有明显的效果。本文主要讨论由于换相期间电流变化

基金项目: 上海理工大学光电学院教师创新基金(GDCX-T-101)

作者简介: 王会明(1983-), 男, 硕士研究生, Email: whm613@163.com

引起的转矩脉动,通过对转矩脉动方程的分析,提出一种直接面向转矩脉动的转矩脉动补偿方法,该方法简单方便,能够推广于常见的各种脉宽调制方式之中。

试验控制系统采用了瑞萨电子有限公司的电机控制芯片 uPD78F91213,通过实验证明,该芯片构成的无刷直流电机控制系统有高的可靠性和稳定性,并通过改进的脉宽调制方式有效地抑制了电机的转矩脉动,且已成功应用于电动助力车系统中。

2 直流无刷电机转矩脉动分析

设无刷直流电机直流三相对称,星型连接,忽略电枢反应,不计涡流和磁滞损耗,可以使用如下三相端电压平衡方程式来描述图 1 中的无刷直流电动机:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_n \\ u_n \\ u_n \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: u_a, u_b, u_c 分别为三相定子端电压; i_a, i_b, i_c 分别为三相定子电流; e_a, e_b, e_c 分别为三相反电动势; u_n 为电机中性点电压; p 为微分算子; R 为定子电阻; L 为有效电感。

等效电路及其驱动主电路如图 1 所示。

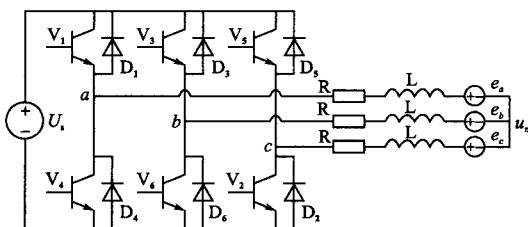


图 1 无刷直流电机主电路图

Fig. 1 Main circuit of BLDC motor

电机电磁转矩 T_e 为

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

式中: T_e 为电磁转矩; P_e 为电磁功率; Ω 为电机机械角速度; e_a, e_b, e_c 为三相电枢绕组反电势; ω 为电机转子电角速度; n_p 为电机极对数。

在二二导通,三相 6 拍的 120° 导通方式中,每一个 60° 区间内只有两相导通,如果不考虑 PWM

斩波和相电感的影响,稳态时无刷直流电机电磁转矩 T 为

$$T = 2n_p k_e i_0 \quad k_e = e/\omega \quad (3)$$

式中: k_e 为电磁转矩常数; i_0 为当前电流稳态值; e 为稳态时三相电枢绕组反电动势的和。

无刷直流电动机在工作时,每次换相相隔 60° (电角度)。在换相期间,尽管关断相上的开关管已经关断,但由于电机绕组电感的存在,电流不可能一下减为零,总是会通过相应的续流二极管进行续流,随之再衰减为零。这是产生转矩脉动的主要原因,其次,在非换相期间,电机相电流的变化也会引起转矩脉动。下面主要对换相期间电机相电流的变化引起转矩脉动进行分析。

3 转矩脉动补偿控制

当上桥换相时,以 V_1 管关断, V_2 管恒通, V_3 管为 PWM 调制为例来说明改进的 HPWM - LON 方式原理,根据图 2 可知换相期间电流流向。当 V_1 关断时,由于电感的延迟效应, a 相电流不能立即变为零,而是通过续流二极管 D_4 续流缓慢下降为零,电流流向如箭头 1 所示,通过 D_4, a 相绕组, c 相绕组和 V_2 形成回路。同时 V_3 管进行 PWM 调制,因 b 相电流也不能立即改变,而是通过电流回路缓慢上升到稳定值。当 V_3 管导通时,电流流向如图 2a 箭头 2 所示,通过 U_s, V_3, b 相绕组, c 相绕组和 V_2 形成回路;当 V_3 管关断时,电流流向如图 2b 箭头 2 所示,通过 D_6, b 相绕组, c 相绕组和 V_2 形成回路。

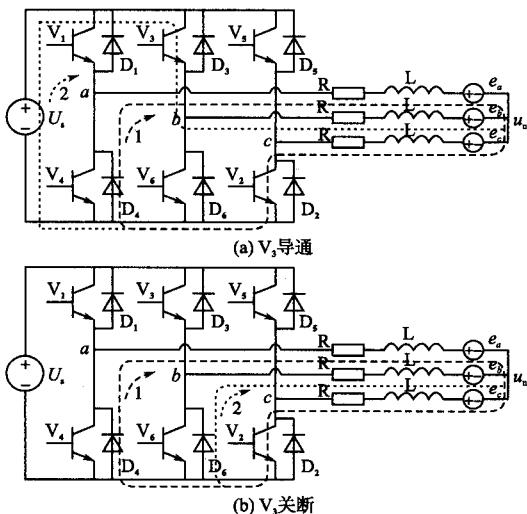


图 2 上桥换相期间电流流向图

Fig. 2 Figure of current direction during up-bridge commutation

当下桥换相时, 以 V_4 管关断, V_6 管恒通, V_5 管为 PWM 调制为例来说明改进的 HPWM-LON 方式原理, 根据图 3 可知换相期间电流流向。当 V_4 关断时, 由于电感的延迟效应, a 相电流不能立即变为零, 而是通过续流二极管 D_1 续流缓慢下降为零。当 V_5 导通时, 如图 3a 中箭头 1 所示, 电流通过 D_1 , V_5 , c 相绕组和 a 相绕组形成回路; 当 V_5 关断时, 如图 3a 中箭头 1 所示, 电流通过 D_1 , U_s , D_2 , c 相绕组和 a 相绕组形成回路。同时打开 V_6 管, 因 b 相电流也不能立即改变, 而是通过电流回路缓慢上升到稳定值。当 V_5 导通时, 电流流向如图 3a 中箭头 2 所示, 电流通过 U_s , V_5 , c 相绕组, b 相绕组和 V_6 形成回路; 当 V_5 关断时, 电流流向如图 3a 中箭头 2 所示, 通过 D_2 , c 相绕组, b 相绕组和 V_6 形成回路。

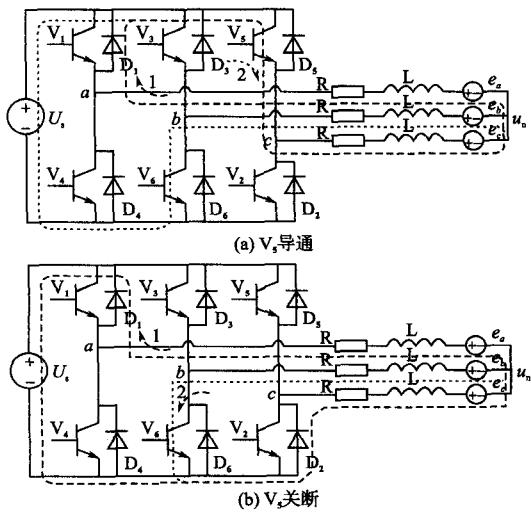


图 3 下桥换相期间电流流向图

Fig. 3 Figure of current direction during down-bridge commutation

从以上分析可知, 由于关断相电流不是从稳定值立即下降到零, 而是通过续流通道缓慢下降到零, 导通相电流也不是从零瞬变为稳定值, 所以在换相期间会引起转矩大的脉动。改进补偿策略见图 4。

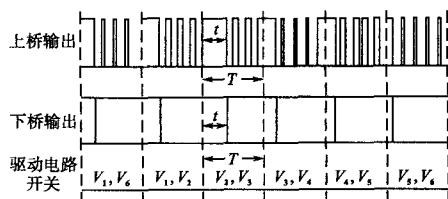


图 4 改进的 HON-LON 和 HPWM-LON 相结合的调制方式示意图

Fig. 4 Schematic of improved HON-LON and HPWM-LON modulation

当检测到换相信号时, 在 t 时间段内采用 HON-LON 调制方式, 即上桥开关管和下桥开关管同时导通, 来补偿电流的变化以抑制转矩脉动; 当补偿时间 t 过后, 在 $(T-t)$ 时间段内采用 HPWM-LON 的脉宽调制方式, 即上桥开关管为 PWM, 下桥开关管为 ON 的调制方式。

具体分析如下, 当上桥换相时, 以电流从 a 相切换到 b 相时为例, 如图 2 所示, V_1 管为关断开关管, V_3 管为开通开关管, V_2 管为非换相开关管。在改进的调制方式下, 开通管 V_3 进行全开 (HON), 非换相开关管 V_2 恒通 (LON)。因换相期间 D_4 导通续流, 则图 2 中 a 点与地相连, 忽略二极管管压降, 电机端电压 $U_a=0$; V_3 管全开, 即占空比为 1, 直流母线电压为 U_s , 则 $U_b=U_s$; V_2 恒通, $U_c=0$ 。其中, U_s 为直流母线电压。将电机端电压代入式(1)中可得解

$$U_{nl} = \frac{1}{3}U_s - \frac{1}{3}e \quad (4)$$

在从 a 相切换到 b 相前, 设电流 $i_a = i_0$, $i_b = 0$, $i_c = -i_0$, 将式(4)代入式(1)中, 可近似得到换相过程中三相电流方程如下式所示:

$$\begin{cases} i_a(t) = i_0 - \frac{t}{3L}(2e + 3Ri_0 + U_s) \\ i_b(t) = \frac{2t}{3L}(U_s - e) \\ i_c(t) = -i_0 + \frac{t}{3L}(4e + 3Ri_0 - U_s) \end{cases} \quad (5)$$

将式(5)代入电磁转矩式(2)中, 可以计算出上桥换相过程中的电磁转矩 T_{up} 如下式所示:

$$T_{up} = \frac{n_p}{\omega_m} \sum_{m=a,b,c} e_m i_m = 2n_p k_e i_0 + \frac{2n_p k_e t}{3L}(U_s - 4e - 3Ri_0) \quad (6)$$

将式(6)与式(3)比较, 得上桥换相转矩脉动 ΔT_{up} 如下式:

$$\Delta T_{up} = T_{up} - T = \frac{2n_p k_e t}{3L}(U_s - 4e - 3Ri_0) \quad (7)$$

令 $\Delta T_{up} = 0$, 可得下式:

$$U_s - 4e - 3Ri_0 = 0 \quad (8)$$

设换相时间为 t_{up} , 在换相结束时, 三相电流分别为 $i_a = 0$, $i_b = i_0$, $i_c = -i_0$, 根据式(5)和式(8), 可解得上桥换相时间

$$t_{up} = \frac{Li_0}{2(e + Ri_0)} \quad (9)$$

当下桥换相时, 也以电流从 a 相切换到 b 相为例, 如图 3 所示, V_4 管为关断开关管, V_6 管为

开通开关管, V_5 管为非换相开关管。在改进的调制方式下, 非换相开关管 V_5 全开(HON), 开通管 V_6 全开(LON)。因换相期间 D_1 导通续流, 忽略二极管管压降, 则图 3 中 a 点与 U_s 相连, $U_a = U_s$, V_6 管全开, b 点与地相连, 则 $U_b = 0$; V_5 管全开, 则 $U_c = U_s$ 。将此时电机端电压代入式(1)中可解得

$$U_{n2} = \frac{2}{3}U_s - \frac{1}{3}e \quad (10)$$

在从 a 相切换到 b 相前, 设电流 $i_a = -i_0$, $i_b = 0$, $i_c = i_0$, 将式(10)代入式(1)中, 可近似得到换相过程中三相电流方程为

$$\begin{cases} i_a(t) = -i_0 + \frac{t}{3L}(4e + 3Ri_0 + U_s) \\ i_b(t) = \frac{2t}{3L}(2e - U_s) \\ i_c(t) = i_0 - \frac{t}{3L}(2e + 3Ri_0 - U_s) \end{cases} \quad (11)$$

将式(11)代入电磁转矩公式(2)中, 可以计算出下桥换相过程中的电磁转矩 T_{down} 为

$$\begin{aligned} T_{down} &= \frac{n_p}{\omega} \sum_{m=a,b,c} e_m i_m \\ &= 2n_p k_e i_0 + \frac{2n_p k_e t}{3L} (U_s - 5e - 3Ri_0) \end{aligned} \quad (12)$$

与式(3)比较, 得下桥换相转矩脉动 ΔT_{down} 为

$$\begin{aligned} \Delta T_{down} &= T_{down} - T \\ &= \frac{2n_p k_e t}{3L} (U_s - 5e - 3Ri_0) \end{aligned} \quad (13)$$

令 $\Delta T_{down} = 0$, 即

$$U_s - 5e - 3Ri_0 = 0 \quad (14)$$

设换相时间为 t_{down} , 在换相结束时, 三相电流分别为 $i_a = 0$, $i_b = -i_0$, $i_c = i_0$, 根据式(11)和式(14), 可解得下桥换相时间

$$t_{down} = \frac{Li_0}{2(e + Ri_0)} \quad (15)$$

由以上分析可知, $t_{up} = t_{down}$, 当换相时, 在时间段 t_{up} 或 t_{down} 内, 使用调制方式 HON-LON 对电流进行补偿, 可有效抑制或消除转矩脉动。

4 控制系统设计

控制系统采用瑞萨电子有限公司的电机控制芯片 uPD78F91213, 主要负责采集信号, 处理控制算法和控制策略。电机内部安装 3 个霍耳传感器, 用于确定转子位置, 输出 3 路方波信号, 通过单片机的 I/O 口实时检测信号可以转换为确定电机位置的换相信号。电机速度可根据霍耳换相

信号得到, 单片机通过 10 位的 A/D 接口连接电流检测电路得到实时的电流值。根据检测到的电机速度和电流值, 结合霍耳换相信号, 通过控制算法计算出合适的 PWM 值, 输出给电机驱动模块, 从而带动电机稳定快速的运行。

5 实验结果及分析

本文对提出的补偿算法进行了实验, 无刷直流电机参数为: 额定功率 100 W, 输入电压 36 V, 额定转速 300 r/min。其他参数为: $U_s = 36$ V, $R = 0.3$ Ω , $L = 0.11$ mH, $e = 2$ V, $i_0 = 6$ A, 则换相时间

$$t = \frac{Li_0}{2(e + Ri_0)} = \frac{0.11 \times 6}{2(2 + 1.8)} \text{ ms} = 0.0868 \text{ ms} \quad (16)$$

即在换相后时间 $t = 0.0868$ ms 内, 进行 HON-LON 调制, 就可抑制补偿转矩脉动。实验对相电流波形进行了观测, 采用两种调制方式时, 电机的相电流波形如图 5 所示。

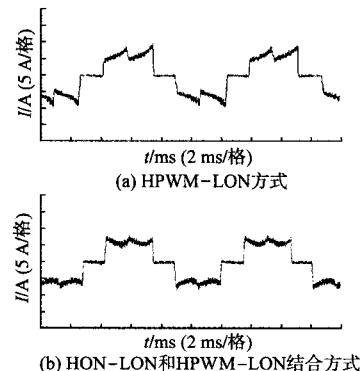


图 5 两种调制方式时电机相电流波形

Fig. 5 The phase current under two modulations

比较图 5a 与图 5b 可以看出, 采用一般的 HPWM-LON 的方式调制, 电流变化比较大, 而采用改进的 HON-LON 和 HPWM-LON 相结合的调制方式时, 电流变化比较平稳。

6 结论

本文提出的算法能有效地降低无刷直流电机的转矩脉动, 并且具有不改变硬件结构, 只通过软件算法降低转矩脉动的优势。基于 uPD78F91213 芯片的控制系统在市场上有高的性价比。该芯片已经成功地应用于无刷直流电机的电动助力车中, 并得到了良好的性能, 实验证明, 在无刷直流电机应用中, 该控制系统和控制算法方便、实用, 效果明显。

(下转第 34 页)

的工作安全。

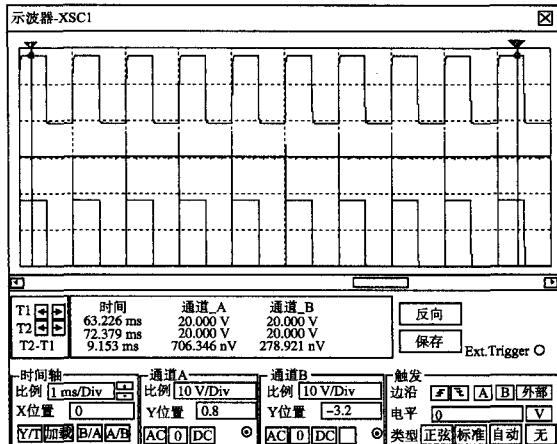


图 5 缓冲电路仿真波形

Fig. 5 Simulation waveform of RCD snubber circuit

在实验室搭建 APF 样机,对缓冲电路的实用性进行研究,利用示波器 TDS1012 对相关波形加以测量。

图 6 为 RCD 缓冲电路投入使用前与使用后的电压实测波形。实验电路为单管 IGBT 带阻感负载,图 6 中所示波形为 IGBT 的 C,E 引脚之间的测试电压。在 RCD 缓冲电路实验过程中,采用

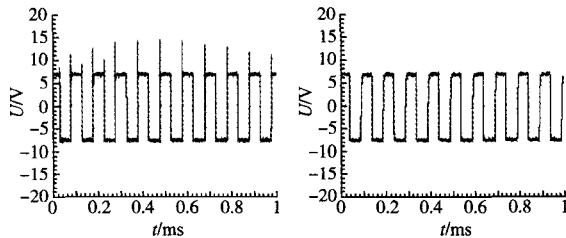


图 6 缓冲电路实测波形

Fig. 6 Experiment waveforms of RCD snubber circuit

(上接第 21 页)

参考文献

- [1] Ilhwan Kim, Nobuaki Nakazawa, Sungsoo Kim, et al. Compensation of Torque Ripple in High Performance BLDC Motor Drives[J]. *Control Engineering Practice*, 2010, 18(10): 1166–1172.
- [2] Tingna Shi, Yunta Guo, Peng Song, et al. A New Approach of Minimizing Commutation Torque Ripple for Brushless DC Motor Based on DC – DC Converter [J]. *Industrial Electronics, IEEE Transaction on*, 2010, 57(10): 3483 – 3490.
- [3] Zhu xiaoyong, Cheng ming, chau K T, et al. Torque Ripple

了低电压(15 V)以确保实验和器件安全。经实际电路验证,证明本文所采用计算方法所得出器件参数是合理有效的。

5 结论

缓冲电路设计的好坏直接关系到系统能否正常、安全的工作。本文通过对缓冲电路的分析,得出缓冲电路相关参数的优化设计方法。仿真和实验结果证明:该缓冲电路的设计能够有效吸收 IGBT 开关过程中所产生的尖峰电压,从而提高了电路的 EMI 特性,保证系统的可靠运行。经过对 APF 长时间通电运行测试,由 IGBT 组成的主电路运行平稳可靠,说明了本文方法的合理性和有效性,并具有较高的实用价值。

参考文献

- [1] Adriano Carvalho, Pina Martins, Armando Araujo. Optimisation of IGBT Switching by Adaptive Gate Voltage Control [EB/OL]. [2011-11-18]. <http://www.engineeringvillage.com>.
- [2] 徐晓彬. 大功率全桥变流器次级整流吸收电路研究[J]. 电力电子技术, 2009, 43(1), 41–42.
- [3] 伍小杰, 曹兴, 夏帅, 等. IGBT 驱动保护电路研究[J]. 电气传动, 2010, 40(10): 13–17.
- [4] 贾贵玺, 徐欣东. IGBT 缓冲电路的设计[J]. 电气传动, 1998, 28(3), 54–55.
- [5] Chen Cai, Pei Xuejun. The Loss Calculation of RCD Snubber with Forward and Reverse Recovery Effects Considerations [EB/OL]. [2011-11-18]. <http://www.engineeringvillage.com>.

收稿日期:2011-11-23

修改稿日期:2012-05-12

Minimization of Flux-controllable Stator-permanent-magnet Brushless Motors Using Harmonic Current Injection[J]. *Journal of Applied Physics*, 2009, 105(7): 07F102 – 07F103.

- [4] 王正仕, 张朝立. 直流无刷电机换相转矩脉动抑制研究[J]. 控制工程, 2010, 17(3): 332–350.
- [5] 李自成, 程善美. 减小无刷直流电机转矩脉动的 PWM 新方法[J]. 华中科技大学学报, 2009, 37(11): 1–4.

收稿日期:2011-09-13

修改稿日期:2012-05-04