

新型无刷直流电机速度闭环控制技术

胡庆波,吕征宇

(浙江大学 电力电子国家专业实验室,浙江 杭州 310027)

摘 要: 针对无刷直流电机采用三相位置信号作为速度反馈造成控制精度较低的问题,提出了一种新的速度闭环控制方法.采用 Buck 全桥电路结构,通过控制 Buck 电路的输出电压,结合电机相电流正反馈补偿,实现了电机速度的闭环控制.分析了 Buck 电路输出电压换相脉动的原因,引入电流预测控制来预测电机换相时所需的电流,以此调整相应的给定电流来减少电压脉动.实验结果表明,采用该电压负反馈、电流正反馈方法能够有效实现电机的速度闭环控制,通过相电流预测法可以很好地消除换相期间输出电压的脉动.

关键词: 速度闭环;无刷直流电机;预测控制;电流正反馈;换相

中图分类号: TM301.2

文献标识码: A

文章编号: 1008 - 973X(2007)02 - 0282 - 05

Novel close-loop speed control technique for brushless direct current motor

HU Qing-bo, LU Zheng-yu

(National Key Laboratory of Power Electronics, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: A new speed control strategy of brushless direct current motor (BLDCM) was proposed to resolve the low precision problem of speed feedback of BLDCM that used three-phase position signal. A cascade Buck with full-bridge circuit was introduced, and motor close-loop speed control was achieved by controlling the output voltage of Buck circuit and with motor phase current positive feedback compensation. After analyzing the reasons for output voltage ripples, the control strategy introduced the idea of phase current prediction to reduce the voltage ripples during commutation interval. The current during commutation interval was predicted and the given current was adjusted accordingly. Experimental results prove that the method of output voltage feedback and phase current positive feedback can realize close-loop speed control of BLDCM, and that the ripples of output voltage during commutation interval can be eliminated by phase current predictive control technique.

Key words: close-loop speed; brushless direct current motor; predictive control; current positive feedback; commutation

无刷直流电机 (brushless direct current motor, BLDCM) 转子采用永磁体激磁,功率密度高,控制简单,调速性能好,因此在交流传动中获得了广泛应用.针对 BLDCM 的控制技术^[1]以及恒功率弱磁^[2-4]等已经进行了大量的研究.通常在性能要求较高的应用场合,要求对电机速度进行闭环控制.目

前,在 BLDCM 中形成速度闭环反馈的方法主要有 2 种:1) 通过自身 3 个方波换相信号进行速度的检测,这种速度反馈方法成本较低,但是在电机低速时由于三相方波的频率较低,造成速度控制精度较低,只能应用于对速度控制要求较低场合;2) 在电机中加入光电编码盘,利用光电码盘产生的频率较高

收稿日期: 2005 - 10 - 09. 浙江大学学报(工学版)网址: www.journals.zju.edu.cn/eng

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(50237030).

作者简介: 胡庆波(1979 -)男,浙江慈溪人,博士生,从事双向高压大电流变换器、伺服系统、混合动力等的研究. E-mail: hqbczz@hotmail.com

通讯联系人: 吕征宇,男,教授. E-mail: eeluzy@zju.edu.cn

的方波脉冲进行速度的检测,这种速度反馈方法成本较高,但是速度控制精度高,可以应用于速度控制要求相对较高的场合,例如应用于交流伺服系统中.

本文将 BLDCM 应用于混合动力车辆驱动中,其硬件采用两级电路来实现:前级为 DC-DC 电路,实现能量从电池端到电机端的双向变换;后级采用普通的三相桥式结构,通过检测三相霍尔信号对电机进行换相控制.该系统与其他 BLDCM 调速系统最大的区别就是三相桥端电压可调,从而为提出的新型速度闭环提供了硬件基础.该系统通过电压负反馈、电流正反馈来形成电机电动势的闭环控制,但是,由于在电机换相时相电流的上升速度受绕组电感的限制,造成输出电容上流过部分直流电流,使得电容电压存在换相脉动.

通常,采用常规比例积分 (PI) 控制器的双闭环系统自身存在时间上的滞后,因此无法对换相电压过冲进行很好的抑制.本文提出了一种相电流预测^[5-7]控制算法,通过预测电机相电流的变化量,实时调整 Buck 电路的输出占空比,以此来迅速地对电容电压过冲进行抑制.

1 主电路结构与控制策略

图 1 为整个控制系统的电路图,其前级采用双向 DC-DC 拓扑,当电池正向放电时通过 T_1 、 D_2 组成 Buck 电路;当反向给电池充电时可以工作于 2 种模式下,一种是当后端电机电压高于电池电压时,通过 T_3 、 D_4 组成的 Buck 电路对电池充电,另一种是当后端电机电压低于电池电压时,通过 T_2 、 D_1 组成的 Boost 电路对电池充电.通过采样电感电流和电容电压,可以使系统工作于恒流、恒压等模式下.后级三相全桥电路通过 3 路霍尔信号对电机进行换相控制,这里不需要进行脉宽调制 (PWM).因此在整个系统中,在任意时刻下只有一个开关管处于 PWM 中,开关损耗较小.与传统的三相桥调制方法相比,采用 Buck 全桥电路结构可以彻底消除非换相转矩脉动.同时,电机输出力矩更为平稳.限于篇

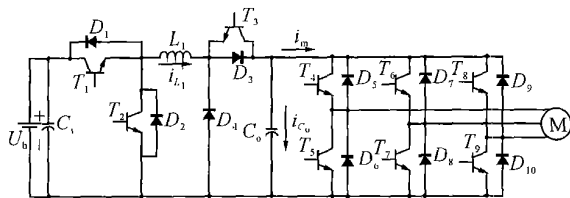


图 1 整个控制系统主电路

Fig. 1 Main circuit of whole control system

幅,这里不再加以分析.

本文仅讨论正向工作的情况.此时通过控制电感 L_1 的电流来实现恒流功能,利用电容的滤波功能可以滤除电流的开关频率分量,使电机母线端获得平稳的直流电流.与通常采用的三相桥 PWM 方法相比,这种恒流驱动电路可以在一定程度上减少电机的损耗,提高电机能量变换的效率.图 2 分别给出了电感、电容和电机母线端的电流波形.

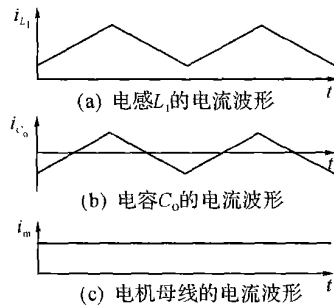


图 2 在恒流控制下各元件的电流波形

Fig. 2 Current waves of components under constant current control

2 速度闭环控制

当对 BLDCM 形成速度闭环控制时,在没有光电编码盘的情况下,通常通过反馈三相霍尔位置信号来计算速度.这种方法控制简单,但是当电机工作于低速时,其三相换相脉冲频率很低,当计算速度时往往时间过长,误差较大,从而影响速度 PI 控制器的调节.因此在常规 BLDCM 的速度闭环控制中,单纯采用根据三相换相信号计算速度的方法,在低速时控制效果较差,转矩脉动明显.

图 3 为传统 BLDCM 速度电流双闭环控制的系统框图.其中, $G_1(S) = K_s / (sS + 1)$ 为速度 PI 控制的传递函数, K_s 为速度环比例系数, s 为速度环时间常数; $G_2(S) = K_c / (cS + 1)$ 为电流 PI 控制的传递函数, K_c 为电流环比例系数, c 为电

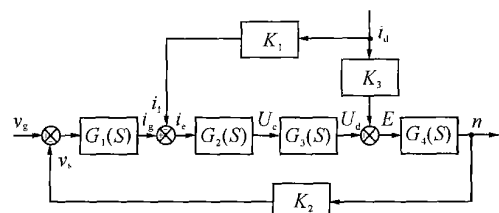


图 3 传统 BLDCM 速度电流双闭环控制系统

Fig. 3 Traditional BLDCM current and speed double close-loop control system

流环时间常数; $G_b(S) = K_p / (1 + pS)$ 为 PWM 控制器的传递函数, K_p 为放大倍数, p 为一阶惯性环节的时间常数; $G_d(S) = 1 / C_e$, C_e 为电机在额定励磁下的反电动势常数; K_1 、 K_2 分别为电流和速度反馈的比例系数; $K_3 = R$ 为电机的相电阻; v_g 为电机给定转速; v_s 为电机反馈速度; i_g 为速度调节器的输出, 即电流给定值; i_t 为反馈电流; i_e 为电流误差信号; U_c 为 PWM 控制信号; U_d 为电机直流端电压; E 为电机相反电动势幅值; i_a 为电机相电流; n 为电机的真实转速. 根据图 3, 在没有光电编码盘的情况下, 对于电机反馈只有通过三相霍尔信号来获得, 因此控制精度较低.

图 4 为采用反馈三相桥输入端电压来进行速度反馈的控制框图. 由于电压反馈回路没有包括电机相电流, 该电压负反馈无法补偿相电阻造成的稳态压降, 系统存在静态误差, 刚度较差. 图 5 为在电压负反馈时对电机相电流进行补偿的控制框图, 其中 K_5 为相电流正反馈系数, $K_5 = K_3 K_4$.

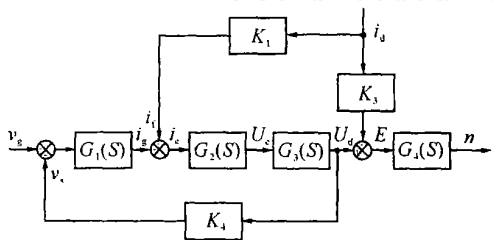


图 4 新型 BLDCM 电压反馈速度闭环控制系统

Fig. 4 Novel BLDCM close-loop speed control system with voltage feedback

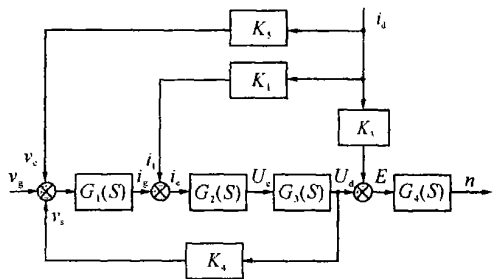


图 5 电压负反馈电流正反馈速度闭环控制系统

Fig. 5 Close-loop speed control system with voltage feedback and current positive feedback

3 电机换相对输出电压的影响

图 6 给出了后极三相全桥主电路, 其输入直流端电压 U_d 为 Buck 电路的输出电压. 下面分析电机换相造成输入电压 U_d 脉动的原因.

这里针对 b、c 相下桥换相进行分析. 当 b 相 T_4

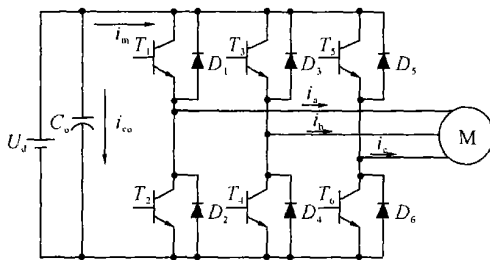


图 6 BLDCM 三相全桥主电路

Fig. 6 Three-phase full-bridge main circuit for BLDCM

开关管关断时, 该相电流通过 T_3 反并二极管 D_3 进行续流, 此时有

$$U_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + U_n = U_d, \quad (1)$$

$$U_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + U_n = U_d, \quad (2)$$

$$U_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + U_n = 0. \quad (3)$$

式中: U_n 为电机中点到直流地线的电压, L 、 R 分别为电机相电感和电阻, e_a 、 e_b 、 e_c 分别表示 a、b、c 三相反电动势. 此时, $e_a = E$, $e_b = e_c = -E$, $i_a + i_b + i_c = 0$, 因此,

$$U_n = \frac{2U_d}{3} + \frac{E}{3}. \quad (4)$$

忽略相电阻的影响, 有

$$L \frac{di_b}{dt} = \frac{U_d}{3} + \frac{2E}{3}, \quad (5)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = \frac{2E}{3} - \frac{2U_d}{3}. \quad (6)$$

从式(5)、(6)可以看出, 由于在换相期间相电感两端的电压不同, 在换相过程中关断相和开通相的电流变化速率不同, 即开通相的电流上升速率比关断相的电流下降速率慢, 从而造成母线电流 i_m 的跌落. 从图 2 可以看出, 当前级 Buck 电路采用恒流控制时, 电路的开关脉动由输出电容 C_o 承受, 但是在换相期间, 随着导通相电流的瞬间跌落, 使得电容上流过部分直流电流, 造成电容电压脉动. 图 7 示出了电机母线电流 i_m 在电机换相期间的瞬间跌落, 图 8 示出了电机端电压在换相期间的电压过冲. 这一现象随着电流的增大、电容的减小变得更加严重. 通常在采用 PI 控制输出电压时, 由于 PI 控制存在控制时间上的滞后, 在换相时对过充电压无法进行实时控制. 图 9 给出了当采用常规 PI 控制时电感输出电流 i_{L1} 、母线电流 i_m 、电容电流 i_{C_o} 、电容电压的脉动波形 U_{C_o} , 从中可以清晰看出电容电压换相脉动的原因.

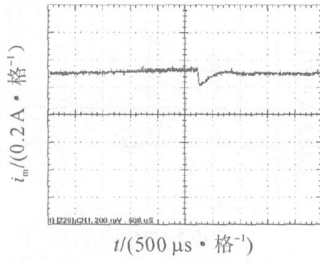


图 7 电机换相造成的母线电流跌落

Fig. 7 Stepping down of main line current caused by motor commutation

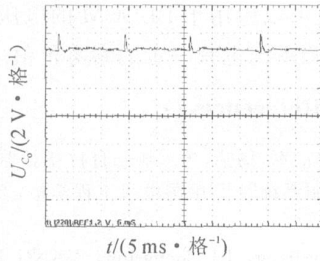


图 8 电机换相造成的电容电压脉动

Fig. 8 Capacitor voltage ripple caused by motor commutation

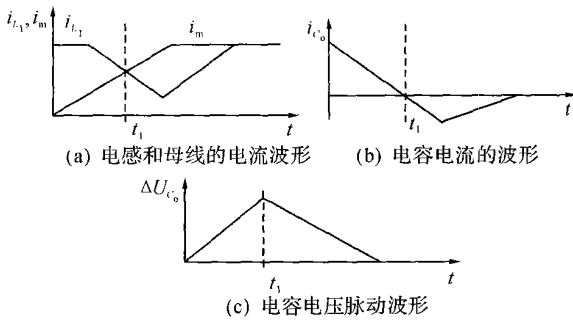


图 9 在电机换相时的电流和电压波形

Fig. 9 Current and voltage waveforms during motor commutation interval

4 电容电压脉动的抑制

从图 9 可以看出,造成输出电容电压脉动的主要原因是电感电流和后续母线电流不相等,从而在输出电容上流过部分直流电流.造成后续母线电流下降的主要原因是,在换相过程中,电机电感的存在使得电流不能发生突变.因此要消除电容电压脉动,最好的方法是在电机换相时控制电感电流与电机母线电流一致.

根据电机电压方程:

$$\frac{1}{2} U_d - E = i_m R + L \frac{di_m}{dt} \quad (7)$$

由此可得

$$i_m = I - I e^{-t/\tau} \quad (8)$$

式中: $I = (U_d/2 - E)/R$ 为电机的稳态电流; τ 为电机电磁时间常数, $\tau = L/R$; 由于电机采用 120° 导通, 母线电流 i_m 可以表征为电机相电流. 在换相期间, i_m 上升到稳态有一个过渡过程. 在电机换相控制中, 对电感给定电流按式 (8) 进行计算, 整个控制系统变为电流单环控制. 由于电流环时间常数和开关频率接近, 电感电流实时变化. 下面通过引入电流预测控制来实现对换相期间母线电流的控制.

电流预测控制是在恒定的开关频率下, 以开关周期为电流控制周期的电流控制方法. 其基本控制思想是采集当前的电流值, 通过计算得到下一个开关周期内产生所希望的电流值需要施加的电压, 并将电压转换为下一个开关周期的占空比, 从而实现了对电流的控制.

对式 (8) 进行离散化:

$$i_m(K T_s) = I + I e^{-KT_s/\tau} ; K=0, 1, 2, \dots \quad (9)$$

式中: T_s 为开关周期. 图 10 为电感 L_1 跟踪电机母线电流的示意图, 其中 i_1 、 i_2 分别为电感电流在开关周期中上升和下降的变化量. 这里考虑数字信号处理器 (DSP) 对电流采样是在开关导通的中点时刻进行, 即在图 10 中的点 A 处.

在 Buck 电路中, 在每个开关周期内电感平均电流为

$$i_m((K+1) T_s) = i(K T_s) + \frac{1}{2} i_1 - \frac{1}{2} i_2 = i(K T_s) + \frac{(U_i - U_d) D T_s}{2L_1} - \frac{U_d (1 - D) T_s}{2L_1} = i(K T_s) + \frac{(U_i D - U_d) T_s}{2L_1} \quad (10)$$

式中: $i(K T_s)$ 为第 K 个采样周期的采样电流值; D 为占空比,

$$D = \frac{2L_1 [i_m((K+1) T_s) - i(K T_s)] + U_d T_s}{U_i T_s} \quad (11)$$

通过控制占空比 D 可以使电感电流跟踪电机母线电流的变化, 从而减少输出电容上的直流电流分量. 图 11 为整个控制系统的流程图.

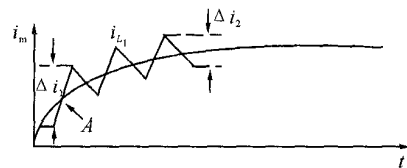


图 10 电感跟踪电机母线电流的示意图

Fig. 10 Sketch map of inductor current following motor main line current

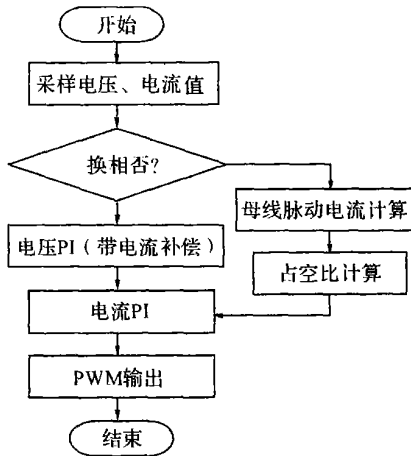


图 11 整个控制系统流程图

Fig. 11 Flow chart of whole control system

5 实验

实验采用 36 V BLDCM, 其相电感 $L = 0.5$ mH, 相电阻 $R = 0.2$ Ω , Buck 电路电感 $L_1 = 150$ μ H, 输出电容 $C_0 = 9.4$ μ F, 输入采用 36 V/10 A \cdot h 铅酸蓄电池, Buck 电路开关频率 $f_s = 50$ kHz, 控制系统采用 TI 公司的 LF2407A DSP 控制芯片, 其最大工作频率为 40 MHz. 图 12(a) 为采用电机电势闭环控制的电容电压波形, 图 12(b) 为在电机换相过程中采用电流预测控制的电容电压波形. 可以看出, 图 12(b) 与 (a) 相比消除了电机换相造成的电压脉动. 图 13 为电机相电流波形.

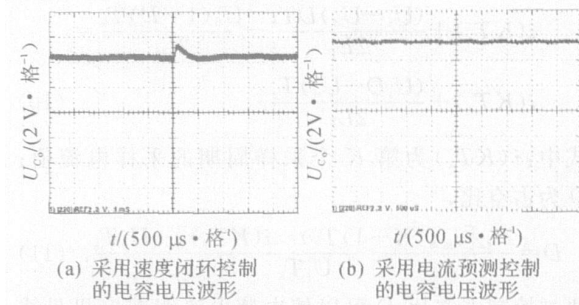


图 12 Buck 电路的电容电压比较

Fig. 12 Comparison of capacitor voltage of Buck circuit

6 结 语

本文对 BLDCM 采用了 Buck 全桥电路驱动方式, 并且通过电压负反馈、电流正反馈完成了电机的速度闭环控制. 针对在电机换相过程中存在的电容电压脉动现象, 提出了一种基于电机母线电流预测控制的方法, 根据母线电流的变化量来实时计算

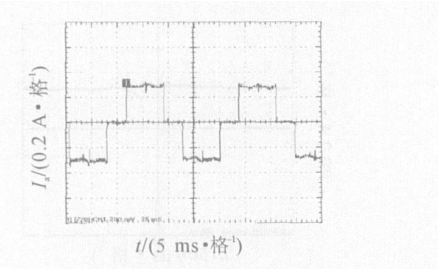


图 13 电机相电流波形

Fig. 13 Motor phase current wave

Buck 电路的占空比. 该方法便于用数字信号处理器来实现, 不仅可以应用于 BLDCM 的电压控制, 对于其他可调电源系统也有一定的参考价值.

参考文献(References):

[1] 夏长亮, 李正军, 杨荣, 等. 基于自抗扰控制器的无刷直流电机控制系统[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(2): 82 - 86.
XIA Chang-liang, LI Zheng-jun, YANG Rong, et al. Control system of brushless DC motor based on active disturbance rejection controller [J]. **Proceedings of the CSEE**, 2005, 25(2): 82 - 86.

[2] LAWLER J S, BAILEY J M, MCKEEVER J W, et al. Extending the constant power speed range of the brushless DC motor through dual-mode inverter control [J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2004, 19(3): 783 - 793.

[3] 严岚, 贺益康, 杨德荣. 一种复合转子永磁无刷直流电机恒功率弱磁的研究方法[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 155 - 159.
YAN Lan, HE Yi-kang, YANG De-rong. The approach of the flux weakening operation study for a BLDCM with hybrid rotor structure [J]. **Proceedings of the CSEE**, 2003, 23(11): 155 - 159.

[4] PINTO J O P, LAWLER J S, PEREIRA F N. Extended constant power speed range of the permanent magnet synchronous machine driven by dual mode inverter control [C] **IEEE PESC '05. Brazil: IEEE, 2005: 1247 - 1252.**

[5] 吕征宇, 钱照明, GREEN T C. 并联有源电力滤波器的神经网络预测控制[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(1): 22 - 26.
LV Zheng-yu, QIAN Zhao-ming, GREEN T C. A predicted control scheme of shunt active power filter with artificial neural network [J]. **Proceedings of the CSEE**, 1999, 19(1): 22 - 26.

[6] SILVA J F, BORGES B V, ANUNCIADA V. Improving control strategies for HF resonant link converters: the current mode predictive modulator [C] **IEEE PESC '91**. [S.l.]: IEEE, 1991: 268 - 275.

[7] WEI Kun, ZHOU Zheng-li, ZHANG Zhong-chao. Research on the commutation current prediction control in brushless DC motor [C] **IEEE APEC '05**. Austin: IEEE, 2005: 938 - 942.