

无刷直流电机改进型直接转矩控制研究

林海, 梁中, 闫茂德, 李晓辉, 李刚, 陈金平

(长安大学 电子与控制工程学院, 陕西 西安 710064)

摘要: 研究了120°导通方式下的无刷直流电机直接转矩控制策略。通过分析了无刷直流电机转矩特性知道, 只要保持定子磁链幅值恒定并控制其旋转速度就可使电机获得快速转矩动态响应性能。对120°导通方式下的无刷直流电机控制, 定子磁链可近似认为保持不变。然而, 对磁链幅值的控制将会改变电机绕组的固定导通方式, 仅通过控制定子磁链旋转速度就可以实现电机的有效控制。在此基础上提出了一种新颖的无刷直流电机直接转矩控制数字实现方案, 所提策略去除了磁链控制, 其中分别提出了两套不同的逆变器开关表。仿真研究结果验证了新策略的可行性和有效性。

关键词: 无刷直流电机; 直接转矩控制; 转矩脉动; 定子磁链

中图分类号: TM921

文献标识码: A

Improved Direct Torque Control in Brushless DC Motor Drives

LIN Hai, LIANG Zhong, YAN Mao-de, LI Xiao-hui, LI Gang, CHEN Jin-ping

(School of Electronic and Control Engineering, Chang'an University, Xi'an 710064, Shaanxi, China)

Abstract: An investigation of an improved direct torque control (DTC) for brushless DC motor (BLDC) drives in 120 elec. degree conduction mode was described. The performance of torque in BLDC-DTC system was analyzed. Keeping the amplitude of stator flux linkage constant and controlling its rotary speed are keys to obtain a fast torque response. The part of controlling the amplitude of stator flux linkage was removed in the system for its ineffectiveness, then a novel DTC strategy which include two different switching tables and two estimators for flux linkage and torque was proposed. The simulation results verify the proposed scheme and demonstrate that it has a much better steady state performance while keeping a good dynamic performance compared with the traditional PWM method.

Key words: brushless DC motor (BLDCM); direct torque control (DTC); torque ripple; stator flux linkage

1 引言

为了有效减小无刷直流电机 (BLDCM) 控制中转矩脉动并提高系统的控制性能, 研究人员进行了广泛的研究^[1-14]。考虑到在常规 BLDCM 控制中导致转矩脉动的原因较多^[1], 于是, 一些研究人员开始从转矩脉动自身入手, 将估计转矩或检测得到的转矩作为反馈量进行控制, 期望将转矩纳入控制系统闭环控制, 通过转矩控制器有效抑制转矩脉动。其中, S. J. Kang^[9]针对由于非理想梯形波反电动势造成的无刷直流电机转矩脉动问题提出了一种简单的直接转矩控制策略, 它通

过电机离线检测获得电机的与转子位置有关的三相反电动势函数, 与电流乘积后得到估计转矩, 并由转矩控制器减小了电机转矩脉动。然而, 离线检测反电动势给策略的实际应用带来困难。Z. Q. Zhu^[8-14]等人将直接转矩控制 (DTC)^[5-7]策略引入120°导通方式下的无刷直流电机控制中。该策略对转矩和磁链同时进行了闭环控制, 转矩脉动得到了有效抑制, 研究取得了预期效果。然而, 对定子磁链闭环控制的效果并不理想^[14]。因此, 对以转矩作为控制量的无刷直流电机控制策略仍需进一步研究。

本文分析了无刷直流电机的转矩特性, 深入

基金项目: 中央高校基本科研业务费专项资金资助 (2013G1321043, 2013G1321039, 2013G1321036, 2013G1321040)

作者简介: 林海 (1978-), 男, 博士, 讲师, Email: linhai@chd.edu.cn

研究了无刷直流电机在120°导通控制方式下转矩和磁链之间的关系,由此,提出了无刷直流电机新型直接转矩控制策略,该策略中摒弃了传统的DTC^[5-8]策略中的磁链滞环闭环控制部分,并分别给出了两套新颖的逆变器开关表和转矩估计方案,所提出策略简单有效,并通过仿真进行了验证。

2 无刷直流电机转矩特性

对于无刷直流电机,电磁转矩 T_e ^[10]可表示为

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[\left(\frac{d\Psi_{rd}}{d\theta_e} - \Psi_{rq} \right) i_{sd} + \left(\frac{d\Psi_{rq}}{d\theta_e} + \Psi_{rd} \right) i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} \right] \quad (1)$$

式中: p 为极对数; θ_e 为转子电位置; Ψ_{rd} 和 Ψ_{rq} , i_{sd} 和 i_{sq} , L_d 和 L_q 分别为转子磁链、定子电流和定子电感在转子旋转坐标系 dq 下的分量,对于隐极式无刷直流电机, $L_d=L_q$ 。

对于普通无刷直流电机,由于采用普通永磁材料励磁,其气隙磁场较难成为方波分布,一般为梯形波或正弦波形,电枢绕组中的感应电势也近似为正弦波,在实际电机设计中,往往忽略气隙磁感应强度和反电动势的高次谐波,仅考虑基波,将其视为正弦波分布。因此,可认为 $\Psi_{rd} \approx 0$, $\Psi_{rd} \approx \Psi_f$ 。由式(1),转矩 T_e 可以改写为^[7]

$$T_e = \frac{3}{4} \frac{p|\Psi_s|}{L_d L_q} [2\Psi_f L_q \sin \delta - |\Psi_s|(L_d - L_q) \sin(2\delta)] \quad (2)$$

式中: δ 为定子磁链与转子磁链之间的夹角,其值在 $\pi/2$ 到 $-\pi/2$ 之间变化。

转矩 T_e 对时间的微分可以表示为

$$\frac{dT_e}{dt} = \frac{3}{2} \frac{p|\Psi_s|}{L_d L_q} \dot{\delta} [\Psi_f L_q \cos \delta - |\Psi_s|(L_d - L_q) \cos(2\delta)] \quad (3)$$

由式(2)和式(3),对于无刷直流电机,可近似认为:转矩的大小与定子磁链和转矩角有关,只要保持定子磁链幅值不变,控制定子磁链的旋转速度和方向就可以实现转矩的控制。转矩与转矩角成正比变化。

3 定子磁链控制

采用120°导通方式下的无刷直流电机控制系统中,电机主要通过6开关三相电压型逆变器供电,如图1所示。

逆变器主要的空间电压矢量可以定义为^[7]

$$v_s = \frac{2}{3} (v_{an} + v_{bn} e^{j(2/3)\pi} + v_{cn} e^{j(4/3)\pi}) \quad (4)$$

式中: v_{an} , v_{bn} 和 v_{cn} 为三相定子绕组电压。

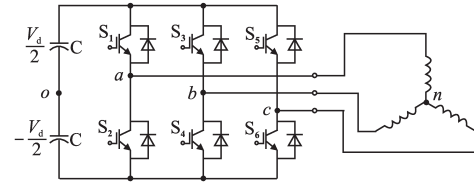


图1 6开关三相逆变器

Fig.1 Three-phase six-switch inverter

定义3个开关状态变量 S_a , S_b 和 S_c 见图1,当 $S_a=1$ 时,开关管 S_1 导通, S_2 断开;当 $S_a=0$ 时, S_1 和 S_2 都断开;当 $S_a=-1$ 时, S_1 断开, S_2 导通。对 S_b 和 S_c 的分析与 S_a 相似。由3个开关状态变量不同取值可以得到6个常规非零电压矢量 $V_1(1\ 0\ -1)$, $V_2(0\ 1\ -1)$, $V_3(-1\ 1\ 0)$, $V_4(-1\ 0\ -1)$, $V_5(0\ -1\ 1)$, $V_6(1\ -1\ 0)$ 和1个零电压矢量 $V_0(0\ 0\ 0)$ 。其中6个非零电压矢量彼此间隔60°,这7个电压矢量可以表示为

$$v_s(S_a, S_b, S_c) = \frac{2}{3} V_{dc} (S_a + S_b e^{j(2/3)\pi} + S_c e^{j(4/3)\pi}) \quad (5)$$

式中: V_{dc} 为直流母线电压; $2/3$ 为Park变换因子。由式(5)可知,7个空间矢量的空间分布见图2。

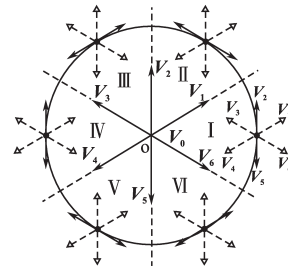


图2 定子磁链控制

Fig.2 Stator flux linkage control

3.1 定子磁链幅值控制

静止坐标系下的无刷直流电机定子磁链为

$$\Psi_s = \int (u_s - R_s i_s) dt \quad (6)$$

当逆变器功率管开关瞬间,作用的电压矢量为常值,定子磁链为

$$\Psi_s = u_s t - R_s \int i_s dt + \Psi_{s|t=0} \quad (7)$$

由式(7)可知,当忽略定子电阻时,定子磁链会按照作用的电压矢量作用方向运动,因此选择合适的空间电压矢量可以控制定子磁链的幅值。由图2可知,以当前磁链 Ψ_s 逆时针旋转为例,可以选择 V_1 , V_2 和 V_3 来增加、保持和减小定子磁链幅值。

然而,在120°导通方式下的无刷直流电机直接转矩控制策略^[10]中,对定子磁链幅值的控制却没有效果。由图2可知,扇区I内的磁链逆时针

旋转时,电机固定的两相绕组(B相和C相)处于工作状态,逆变器开关管状态为 $V_2(0\ 1\ -1)$ 。如果此时要控制磁链幅值,由图2分析知道,可选择 $V_1(1\ 0\ -1)$ 或 $V_3(-1\ 1\ 0)$ 分别来增加或减小定子磁链幅值,但它们将改变扇区I内的电机绕组固定相工作状态,此时磁链的幅值控制就与无刷直流电机的 120° 导通工作方式相矛盾。因此,对于在 120° 导通控制方式下的无刷直流电机直接转矩控制策略中,可以完全摒弃对磁链幅值的控制。

由文献[8-14]知,定子磁链幅值在每个扇区内逐渐变大并在每 60° (电角度)换向后快速减小,其空间轨迹呈现为一个带着6个尖角的不规则圆形。这是由于 120° 导通控制方式即控制方式自身的特性造成的。但是当电机空载运行时,定子磁链幅值恒定,其空间轨迹为圆形。由于磁链幅值变化限制在一个较小的范围内,其变化幅度与电机负载大小有关,可近似认为定子磁链幅值为常数。

3.2 定子磁链旋转控制

由上节可以知道,在 120° 导通控制方式下的无刷直流电机,定子磁链幅值可近似认为恒定,故仅通过控制定子磁链旋转速度就可以有效控制电磁转矩。如图2所示,以当前定子磁链逆时针旋转为例,在当前定子磁链位于理想磁链圆扇区I中且实际转矩小于参考转矩时,可以选择逆时针方向的电压矢量 V_2 ,此时转矩角 δ 增大,同时实际转矩增大;实际转矩大于参考转矩时,可以选择顺时针方向的电压矢量 V_5 ,此时转矩角 δ 减小,同时实际转矩减小。值得注意的是:由式(7)可知,当采用电压矢量为零矢量时,当前定子磁链将会保持不动。但对于无刷直流电机,转子为永磁体,采用零矢量后定子磁链和电磁转矩将会同时减小。因此零矢量适用于无刷直流电机控制,此时,定子磁链将会相对于转子磁链时走时停。

由以上分析可进一步得到2个开关表,如表1和表2所示,其中表2含有零矢量。这样,通过开关表可以在顺时针和逆时针2个方向上实现定子磁链幅值和旋转方向的控制。

表1和表2中, H_r 代表着对转矩的调整,“1”表示增加,“0”表示减小。 N 为定子磁链位置。

表1 逆变器开关表

N	I	II	III	IV	V	VI
H_r	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_1
	0	V_5	V_6	V_1	V_2	V_4

表2 含有零矢量的逆变器开关表

N	I	II	III	IV	V	VI
H_r	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_1
	0	V_0	V_0	V_0	V_0	V_0

4 改进型BLDC-DTC方案实现

4.1 方案结构

图3为方波无刷直流电机直接转矩控制系统结构框图。主要有速度PI控制器、转矩滞环控制器、开关表、转矩磁链估计器、磁链角计算和坐标变换6部分组成。

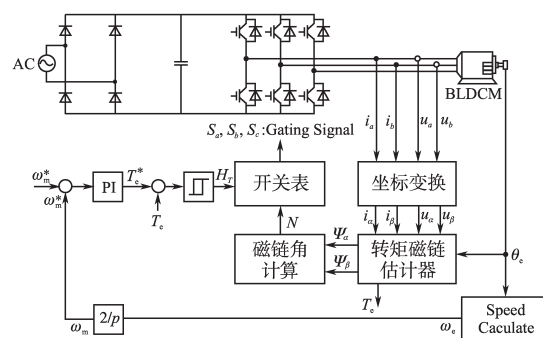


图3 控制方案结构框图

Fig.3 The block diagram of the control system

其中,开关表采用表1或表2。当从转子磁链角度考虑时,对磁链和转矩的第 k 次瞬间采样值可采用以下离散方程。

电磁转矩为

$$T_c(k) = \frac{3}{2} \frac{p}{\omega(k)T_s} \{ [\Psi_{ra}(k) - \Psi_{ra}(k-1)]i_{sa}(k) + [\Psi_{rb}(k) - \Psi_{rb}(k-1)]i_{sb}(k) \} \quad (8)$$

其中,转子磁链为

$$\begin{cases} \Psi_{ra}(k) = \Psi_{sa}(k) - L_s i_{sa}(k) \\ \Psi_{rb}(k) = \Psi_{sb}(k) - L_s i_{sb}(k) \end{cases} \quad (9)$$

定子磁链及定子磁链角为

$$\begin{cases} \Psi_{sa}(k) = \Psi_{sa}(k-1) + [u_{sa}(k-1) - R_s i_{sa}(k-1)]T_s \\ \Psi_{sb}(k) = \Psi_{sb}(k-1) + [u_{sb}(k-1) - R_s i_{sb}(k-1)]T_s \\ \theta_\psi(k) = \arctan(\Psi_{sb}(k)/\Psi_{sa}(k)) \end{cases} \quad (10)$$

式中: T_s 为系统采样周期;带 $k-1$ 的变量代表上一次的采样值。

在以上磁链和转矩估计中,需要计算电机定子磁链,从而得到磁链位置信号并参与估计电机转矩。对于无刷直流电机,其初始定子磁链并不为零,因此需要通过位置检测设备检测或者估计得到。这样,当定子电压和转子位置保持同步时,定子磁链超前或滞后转子磁链 δ 角度同步旋转。

在系统中,参考转矩可以由转速PI控制器得到。可以看到对转矩(磁链)的估计中仅使用了电机定子绕组电阻和电感,较少依赖电机参数,只是系统低速运行性能受到影响。

4.2 仿真结果

为了验证以上的分析,以1台额定转速为3 000 r/min的无刷直流电机进行仿真实验。在系统中分别采用了开关表1和开关表2。由图4和图5可知,电机运行稳定,电机定子磁链空间轨迹呈现为1个带6个尖角的不规则圆形。仿真结果符合理论分析结果。对比图4和图5,在两种方案的仿真结果中,系统响应快速,且都具有较好的稳态性能。电机定子估计的磁链符合理论分析。

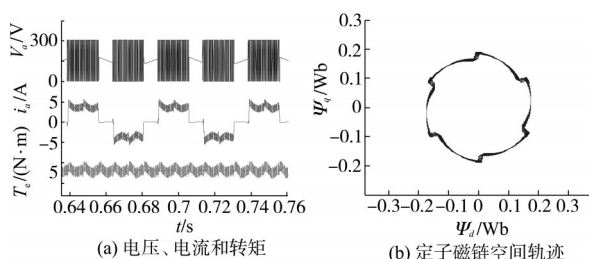


图4 采用开关表1的控制系统仿真结果

Fig.4 The simulation results of the control system with the switching table 1

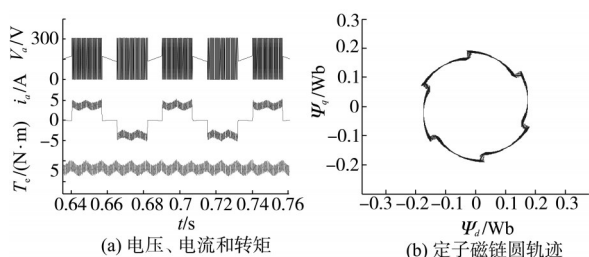


图5 采用开关表2的控制系统仿真响应

Fig.5 The simulation results of the control system with the switching table 2

5 结论

研究了一种新型无刷直流电机直接转矩控制策略。在所提策略中,除了转矩估计部分,其它部分与传统的直接转矩策略基本相同。经过理论分析可以知道传统的直接转矩控制策略中的磁链控制部分对于120°导通方式下的无刷直流电机控制无有效控制作用,因此,本文研究的直接转矩控制策略去掉了磁链控制部分。该策略可以有效控制电机稳定运行,动态响应性能优良。仿真结果验证了所提策略的稳定性和鲁棒性。

参考文献

- [1] Kim Gwang-Heon, Kang Seog-Joo, Won Jong-soo. Analysis of the Commutation Torque Ripple for BLDCM Fed by HCRP-WM-VSI, Applied Power Electronics Conference and Exposition[C]//Boston, MA USA, 1992:277-282.
- [2] Won Chang-hee, Song Joong-Ho, Ick Choy. 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.
- [3] ZHANG Xiang-jun, CHEN Bo-shi. Influence of PWM Modes on Commutation Torque Ripples in Sensorless Brushless DC Motor Control System [J]. Journal of Shanghai University, 2001, 5(3):217-223.
- [4] WEI Kun, HU Chang-sheng, ZHANG Zhong-chao. A Novel PWM Scheme to Eliminate the Diode Freewheeling in the Inactive Phase in BLDC Motor [J]. Front. Electr. Electron. Eng. China, 2006, 1(2):194-198.
- [5] Takahashi I, Naguchi T. A New Quick-response and High-efficiency Control Strategy of an Induction Motor [J]. IEEE Trans. on Industry Applications (S0093-9994), 1986, 22(5):820-827.
- [6] Depenbrock M. Direct Self-control of Inverter-fed Machine [J]. IEEE Trans. Power Electron., 1988, 3(4):420-429.
- [7] Zhong L, Rahman M F, Hu W Y, et al. Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drivers [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1997, 12(3):528-535.
- [8] Ehsani M, Becerra R C. High-speed Torque Control of Brushless Permanent Magnet Motors [J]. IEEE Trans. Ind. Electron., 1988, 35(3):402-406.
- [9] Kang S J, Sul S K. Direct Torque Control of Brushless DC Motor with Non-ideal Trapezoidal Back-EMF [J]. IEEE Trans. Power Electron., 1995, 10(6):796-802.
- [10] Zhu Z Q, Liu Y, Howe D. Comparison of Performance of Brushless DC Drives under Direct Torque Control and PWM Current Control [J]. Korean IEE Int. Trans. Elect. Mach. Energy Convers. Syst., 2005, 5-B(4):337-342.
- [11] Liu Y, Zhu Z Q, Howe D. Direct Torque Control of Brushless DC Drives with Reduced Torque Ripple [J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 2005, 41(2):599-608.
- [12] Zhu Z Q, Liu Y, Howe D. Steady-state Dynamic Performance of a Direct Torque Controlled PM Brushless DC Drive Accounting for Influence of PWM Chopping and Cogging Torque [C]// in Proc. IEE Int. Conf. Power Electron., Mach. and Drives. 2006:556-560.
- [13] Liu Y, Zhu Z Q, Howe D. Instantaneous Torque Estimation in Sensorless Direct Torque Controlled Brushless DC Motors [J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 2006, 42(5):1275-1283.
- [14] Ozturk S B, Toliyat H A. Direct Torque Control of Brushless dc Motor with Non-sinusoidal Back-EMF [C]// in Proc. IEEE-IEMDC Annu. Meeting, 2007.

收稿日期:2013-09-05

修改稿日期:2014-02-08