

无刷直流电机的单周期平均转矩控制策略

唐慧刚,张昊

(河南农业职业学院,河南 郑州 451450)

摘要:针对非理想梯形反电动势引起的无刷直流电机转矩脉动问题,设计了一种新颖的单周期平均转矩控制策略。该算法使用流入系统的能量来计算反馈平均转矩,可确保平均转矩在每个开关周期内跟踪参考值。由于不需要知道反电动势和精确的转子位置信息,避免了复杂观测器的使用,也不需要电流传感器来测量电机相电流,仅使用2个传感器获取直流母线电压和电流计算输入能量即可。最后,试验结果验证了新型控制方案能将电机转矩脉动减少30%以上。

关键词:无刷直流电机;平均转矩;非理想梯形反电动势;单周期;转矩脉动

中图分类号:TM33

文献标识码:A

DOI:10.19457/j.1001-2095.dqcd19573

One-cycle Average Torque Control Strategy for Brushless DC Motor

TANG Huigang,ZHANG Hao

(Henan Vocational College of Agriculture, Zhengzhou 451450, Henan, China)

Abstract: Aiming at the torque ripple of brushless DC motor (BLDC) caused by nonideal trapezoidal back electromotive force (EMF), a novel one-cycle average torque control strategy was designed. The algorithm used the energy flowing into the system to calculate the feedback average torque, which ensured that the average torque tracks the reference value during each switching cycle. Since there was no need to know the back EMF and accurate rotor position information, the use of complex observers was avoided, and no current sensor was needed to measure the motor phase current. Only two sensors could be used to obtain the DC bus voltage and current to calculate the input energy. Finally, the test results verify that the new control scheme can reduce the motor torque ripple by more than 30%.

Key words: brushless direct current motor (BLDC); average torque; nonideal trapezoidal back electromotive force; one cycle; torque ripple

无刷直流电机 (brushless DC motor, BLDC) 由于具有控制简单、鲁棒性强、功率密度高等优点,在工业领域得到了广泛应用^[1-3]。但 BLDC 存在较大转矩脉动的缺点,限制了其在高精度伺服系统和噪声敏感系统的应用^[4-5]。

对于具有理想梯形反电动势 (back electromotive force, EMF) 的 BLDC 的转矩脉动抑制研究已较为深入^[6-9]。控制 BLDC 的相电流为矩形波是 BLDC 两相导电模式的最理想选择,即 BLDC 换向中,一相关闭对应另一相开启。但 BLDC 两相电流减少和斜率增加之间的不匹配导致了第三相电流脉动,并最终导致了转矩波动^[6]。为了使电流斜率匹配,文献[7]提出了一种基于预测控制策

略,其根据成本函数计算选择最佳开关状态并应用到下一个控制周期。文献[8]提出将换相周期内的开关信号分成3段来调节三相电流以降低转矩脉动。同时,由于许多因素,例如永磁体退磁问题和电机制造缺陷等,BLDC 通常不具有理想梯形 EMF^[9]。如果仍按照 BLDC 具有理想梯形 EMF 进行控制,则转矩将包含各种谐波分量,并导致机械振动、噪音和轴承损坏等各种问题^[10-12]。对此问题,目前的解决办法主要有最优电流注入法^[13-14]和直接转矩控制法^[15-16]2种方案。前一种方案将产生包含谐波的电流指令以确保相电流和 EMF 的乘积恒定,但前端变换器开关频率受限,电流控制器带宽也有限,故实际控制效果欠佳;后一种方案

基金项目:河南省科技攻关项目(142201610018)

作者简介:唐慧刚(1978—),男,硕士,讲师,Email:2594063524@qq.com

选择瞬时转矩作为控制变量,通常采用预先校准的EMF波形计算瞬时转矩,或采用复杂的观测器估计EMF和转子位置来计算瞬时转矩,这两者都增加了控制的复杂性和计算负担。

基于前述文献研究,本文提出了一种单周期平均转矩控制方法来降低具有非理想梯形EMF的BLDC的转矩脉动。反馈平均转矩由每个开关周期的输入能量计算得到,而系统输入能量可通过测量直流电压和电流来计算。相对于其他传统方法,新方案无需预先知道EMF和转子位置信息,也不需要电流传感器来测量电机相电流。最后,在BLDC驱动试验平台上开展试验对新控制方案的效果进行了验证。

1 单周期平均转矩控制算法原理

图1所示为BLDC驱动系统的电路拓扑结构图;图2所示为对应的驱动控制脉动信号图。从图2中可以看出,每个开关的工作时段都只占基频周期的1/3,即处于完全导通工作60°电角度,在PWM模式下再工作60°电角度。同时,在任何时间点,只有两相同时导通。若采用“1”和“0”来表示每个开关的导通和断开状态,则可通过6个开关组合状态来描述变换器的工作模式,如图3所示,具体为(100010),(100001),(010001),(010100),(001100)和(001010)。如图4所示,在三相静止坐标系中,可以使用6个空间电压矢量 $V_1 \sim V_6$ 来表示6个有效状态。此外,6个零矢量可写为 $V_0^1 \sim V_0^6$ 。

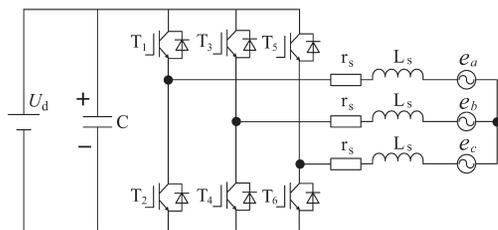


图1 BLDC驱动系统的电路拓扑结构图

Fig.1 Circuit topology diagram of BLDC driving system

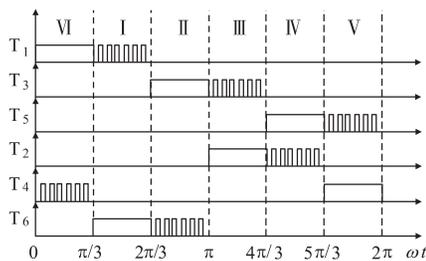


图2 驱动控制脉动信号图

Fig.2 Diagram of the driving control pulse signals

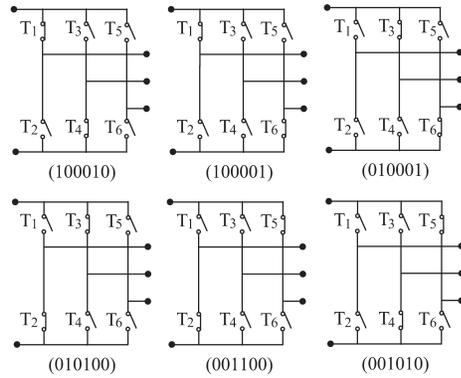


图3 BLDC驱动变换器的6种工作状态

Fig.3 Six operating states of the BLDC driving converter

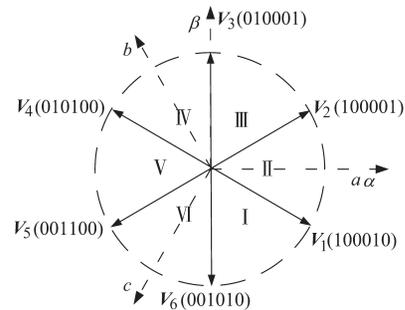


图4 BLDC驱动系统的空间矢量

Fig.4 Space vectors of the BLDC driving system

根据机电能量转换原理,在1个开关周期内流入系统的能量 dW_e 等于气隙能量变化量 dW_m 、机械输出能量 dW_{mech} 和系统损耗 dW_{loss} 之和,具体如下:

$$dW_e = dW_m + dW_{mech} + dW_{loss} \quad (1)$$

当电机运行在稳态时,磁场存储的能量将达到动态平衡。因此,在每个开关周期中,气隙中的能量变化为零。考虑到开关周期时间很短,假定在1个开关周期内系统效率保持不变是合理的。则式(1)可写成:

$$dW_e = dW_{mech} + dW_{loss} = \frac{1}{\eta} dW_{mech} \quad (2)$$

式中: η 为系统效率。

在1个开关周期中输入能量与平均转矩 T_{av} 之间的关系可表示为

$$dW_e = \frac{1}{\eta} dW_{mech} = \frac{\Delta\theta}{\eta} T_{av} = kT_{av} \quad (3)$$

其中

$$k = \Delta\theta/\eta$$

式中: $\Delta\theta$ 为1个开关周期中的机械角位置变化。

根据式(3),电机转矩变化也将反映为直流输入能量的波动。因此,平均转矩 T_{av} 可通过在每个控制周期中流入系统的能量来计算。图5所示为所提出的新型单周期平均转矩控制器的框图。

传统电机控制中,转速PI控制器的输出通常

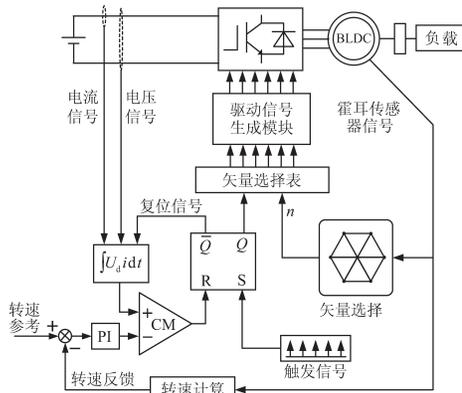
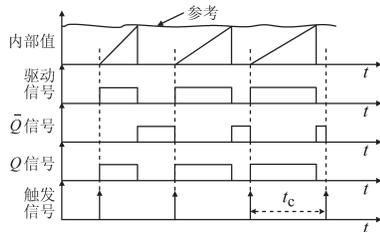


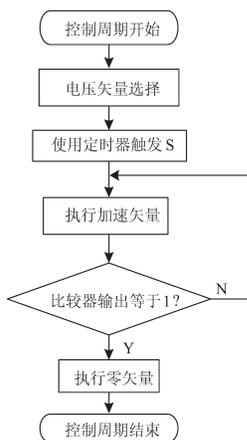
图5 新型单周期平均转矩控制框图

Fig.5 Block diagram of the new one-cycle average torque control

作为电磁转矩指令。而图5中,速度控制模块的输出用于生成每个控制周期中的能量指令。1个控制周期中的系统输入能量通过积分直流母线电压和电流的乘积来计算。图6所示为所提出的单周期平均转矩控制算法的工作原理和流程图。



(a)工作原理



(b)流程图

图6 新型单周期平均转矩控制的工作原理和流程图

Fig.6 The operating principle and flow chart of the new one-cycle average torque control

在每个控制周期开始时,触发信号用于激活直流输入能量的积分。在积分值达到参考能量值之前,RS触发器的Q被设置为1,这意味着将施加有效电压矢量。当积分值达到参考能量值时,系统能量已经符合要求,即此控制周期中不需要额外的能量,故RS触发器的Q将被设置为0,这意味着将施加零电压矢量。转子位置决定将哪个特定的

有效电压矢量或零电压矢量作用于电机。表1列出了图5中扇区定义的电压矢量选择。

表1 电压矢量选择表

Tab.1 Voltage vector selection table

触发器状态	扇区“n”					
Q	I	II	III	IV	V	VI
1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
0	V ₀ ²	V ₀ ³	V ₀ ⁴	V ₀ ⁵	V ₀ ⁶	V ₀ ¹

如前所述,转矩脉动将反映为输入功率或能量的波动。单周期平均转矩控制算法通过控制每个控制周期中实际输入能量的恒定来抑制转矩脉动。

2 磁链和电磁转矩分析

在每个控制周期中,平均转矩跟随了参考值,但是瞬时转矩不是恒定的,因为控制周期中有效电压矢量和零矢量均被施加。根据机电能量转换原理,交流旋转电机的电磁转矩 T_e可表示为

$$T_e = p \frac{1}{L_s} \Psi_f \times (L_s i_s + \Psi_f) \quad (4)$$

式中:p为电机极对数;L_s为励磁电感;Ψ_f为转子磁链;i_s为定子绕组电流矢量。

忽略温度效应,Ψ_f可认为是恒定的。式(4)可写为

$$T_e = p \frac{1}{L_s} \Psi_f \Psi_s \sin \theta \quad (5)$$

式中:Ψ_s为定子磁链;θ为转子磁链矢量和定子磁链矢量之间的电角度。

忽略绕组电阻,定子磁链在短时间内的变化为

$$\Delta \Psi_s = u_s \Delta t \quad (6)$$

式中:u_s为定子电压矢量。

图7给出了静止参考系中1个控制周期内定子和转子磁链矢量图。在每个控制周期初始,转子磁链矢量由Ψ_r(t₀)表示,定子磁链矢量由Ψ_s(t₀)表示。在t₀时刻,定子磁链矢量超前转子磁链矢量角度为Δθ₀。为了增加转矩,可根据表1施加有效电压矢量。对应从t₀到t₁施加有效电压矢量,定子和转子磁链矢量以2个不同的轨迹旋转。如图7所示,定子磁链矢量轨迹为与电压矢量方向相同的六边形,而转子磁链矢量轨迹遵循图中虚线表示的圆轨迹。在t₁时刻,定子磁链矢量移动到Ψ_s(t₁),转子磁链矢量移到Ψ_r(t₁)。定子和转子

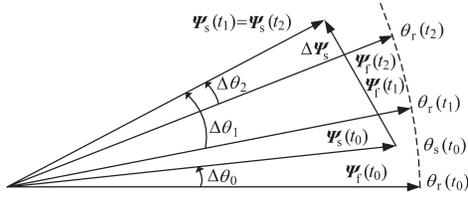


图7 1个控制周期内定子和转子磁链矢量图

Fig.7 Stator and rotor flux linkage vectors in one control cycle
磁链矢量之间的夹角变成 $\Delta\theta_1$,大于 $\Delta\theta_0$ 。从 t_0 到 t_1 ,流入系统的部分能量转化为机械能对转子加速。另一部分能量存储在气隙磁场中,因为定子和转子磁链之间的角度增加了。此时,平均转矩可表示为

$$T_{\text{cav1}} = \frac{P}{L_s(t_1 - t_0)} \int_{t_0}^{t_1} |\Psi_s(t_0) + \Delta\Psi_s| \Psi_r \sin \theta(t) dt \quad (7)$$

式中: $\theta(t)$ 为定子磁链与转子磁链矢量之间的瞬时电角度。

从 t_1 到 t_2 ,施加的电压矢量是零电压矢量,此时定子磁链不变,而转子磁链保持旋转。在此期间,没有能量流入到系统中。从 t_0 到 t_1 期间存储在气隙磁场中的能量转换成为机械能,同时定子和转子磁链之间的夹角减小。在 t_2 时刻,定子磁链矢量仍然保持为 $\Psi_s(t_2) = \Psi_s(t_1)$,转子磁链移至 $\Psi_r(t_2)$,如图7所示。从 t_1 到 t_2 的平均转矩可表示为

$$T_{\text{cav2}} = \frac{P}{L_s(t_2 - t_1)} \int_{t_1}^{t_2} \Psi_s(t_2) \Psi_r \sin \theta(t) dt \quad (8)$$

在整个控制周期内,平均转矩可表示为

$$T_{\text{cav}} = \frac{P}{L_s T_s} \left[\int_{t_0}^{t_1} |\Psi_s(t_0) + \Delta\Psi_s| \Psi_r \sin \theta(t) dt + \int_{t_1}^{t_2} \Psi_s(t_2) \Psi_r \sin \theta(t) dt \right] \quad (9)$$

在数字控制器中实现式(9)的计算是非常困难的,但计算每个控制周期中的输入能量却很简单。因此,采用使用输入能量来计算转矩,系统的能量方程可表示为

$$\eta \int_{t_0}^{t_2} U_d i_d dt = \int_{\theta_s(t_0)}^{\theta_s(t_2)} T_c d\theta = T_{\text{cav}} \Delta\theta \quad (10)$$

式中: U_d 为直流母线电压; i_d 为直流母线电流; $\theta_s(t_0), \theta_s(t_2)$ 分别为1个控制周期中的初始和最终转子位置; $\Delta\theta$ 为1个控制周期内转子旋转的角度。

在稳态下,系统效率 η 和 $\Delta\theta$ 在1个控制周期内被认为是恒定的。因此,流入系统的能量与平均转矩成正比。与式(9)相比,式(10)的计算量大

大降低。另外,式(10)计算所需的直流母线电压和电流也可通过检测容易地得到。

3 试验验证

为了验证BLDC的新型单周期平均转矩控制策略的效果,开展了试验研究。图8所示为BLDC驱动试验平台。BLDC驱动试验系统的主要参数为:直流电压 $U_{dc}=48\text{ V}$,额定转速 $\omega_n=1\ 800\text{ r/min}$,电枢电阻 $R_s=0.02\ \Omega$,电枢电感 $L_s=0.1\text{ mH}$,额定转矩 $T_n=1.5\text{ N}\cdot\text{m}$,反电动势系数 $k_c=0.127\text{ V}\cdot\text{s/rad}$,转子转动惯量 $J=0.001\text{ kg}\cdot\text{m}^2$,极对数 $p=4$ 。核心算法的硬件载体为TI公司的DSP芯片TMS320F2812。逆变器中的功率器件采用MOSFET实现,型号为IRFP460。电流传感器和电压传感器采用LEM公司型号分别为LA28-NP和LV28-P的产品。

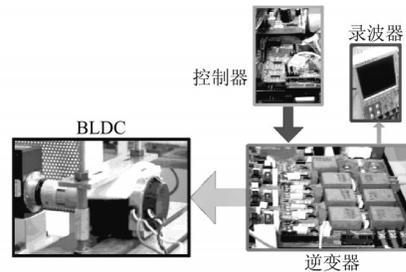


图8 BLDC驱动试验平台

Fig.8 BLDC driving experimental platform

为了验证新型单周期平均转矩控制方案抑制转矩脉动的效果,采用与传统电流闭环控制方案对比的方式进行试验。对比试验采用相同的工况,即直流母线电压为 48 V ,电机输出额定转矩为 $1.5\text{ N}\cdot\text{m}$,电机运行在额定转速 $1\ 800\text{ r/min}$ 。图9所示为传统电流闭环控制下的BLDC的三相电流以及输出转矩。从图9中可以看出,电机平均电流约为 8 A ,平均转矩约为 $1.5\text{ N}\cdot\text{m}$,转矩脉动的峰峰值约为 $0.8\text{ N}\cdot\text{m}$ 。

图10所示为新型单周期平均转矩控制下的BLDC的三相电流以及输出转矩。从图10中可以看出,电机平均电流仍为 8 A ,平均转矩仍为 $1.5\text{ N}\cdot\text{m}$,但转矩脉动的峰峰值下降至 $0.5\text{ N}\cdot\text{m}$;同时还可以看出,电流波形存在弧度,这使得电流和EMF的乘积保持恒定,实现了较好的控制效果。

图11所示为使用新型单周期平均转矩控制时1个控制周期内的试验波形,包含a相电流、直流电压、直流电流、开关驱动信号、触发器输出 Q

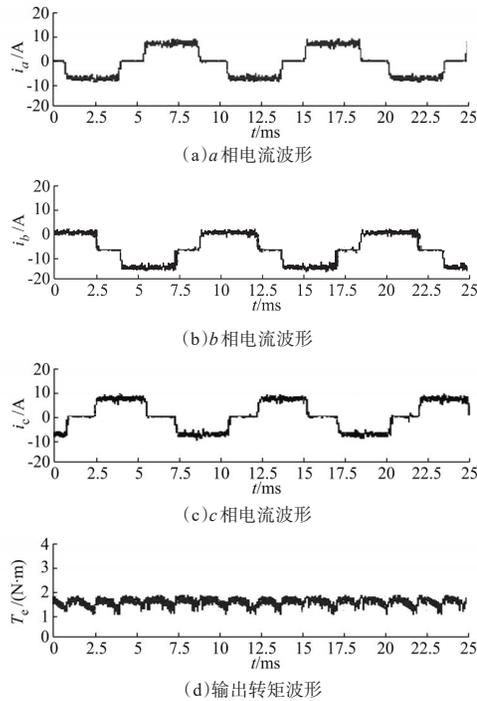


图9 传统电流闭环控制的稳态试验波形

Fig.9 Steady state test waves with traditional current closed-loop control

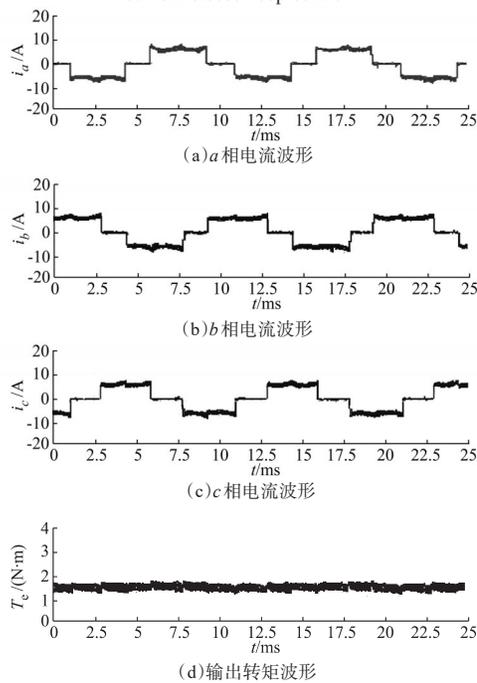


图10 新型单周期平均转矩控制的稳态试验波形

Fig.10 Steady state test waves with one-cycle average torque control

值信号、控制器能量积分值和参考值信号。从图11中可以看出,当直流输入能量积分值低于参考值时,比较器输出高电平,而当积分值达到参考值时,比较器输出变为低电平,控制器检测比较器输出的下降沿以关闭对应开关来降低相电流并清除下一个控制周期的积分值。

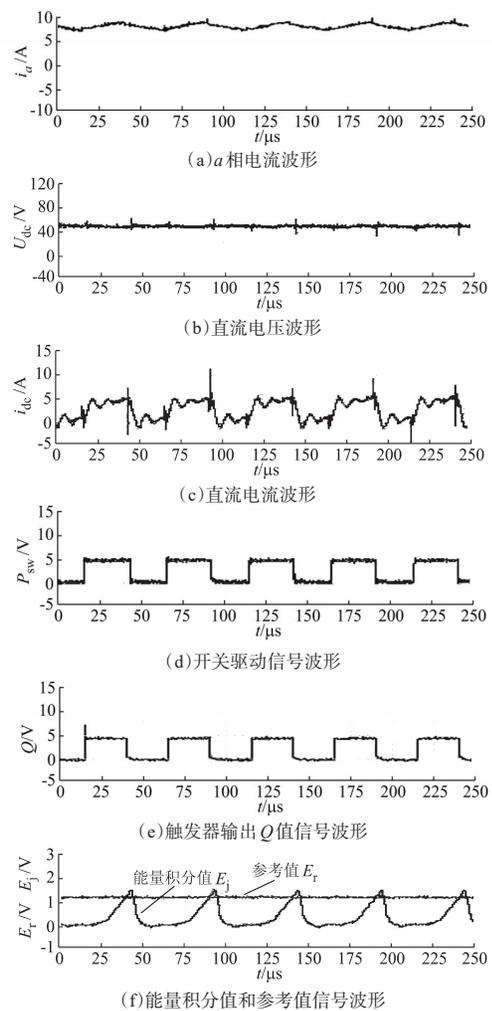


图11 新型控制策略1个控制周期内的试验波形

Fig.11 New control strategy test waves in one control cycle

为了验证所提出新型控制策略的动态性能,设计了2组动态试验。图12所示为负载转矩在100%额定转速下从0.5 N·m变为1.5 N·m时的试验波形,包含了转速、电流和转矩波形。图13

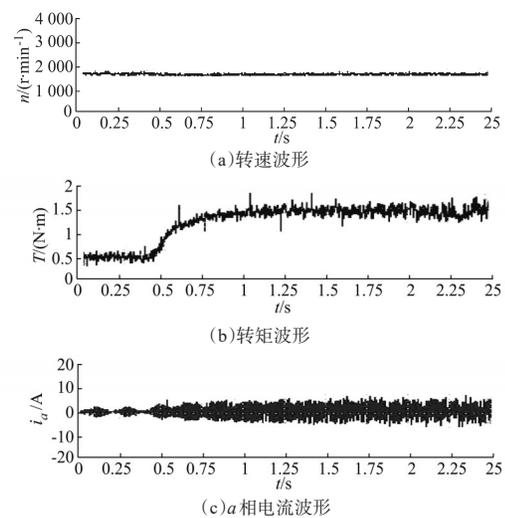


图12 新型控制策略的转矩动态试验波形

Fig.12 Torque dynamic test waves of the new control strategy

所示为转速从10%额定速度上升到100%额定转速时的动态波形。从动态试验结果可以看出,控制器具有较好的动态响应。

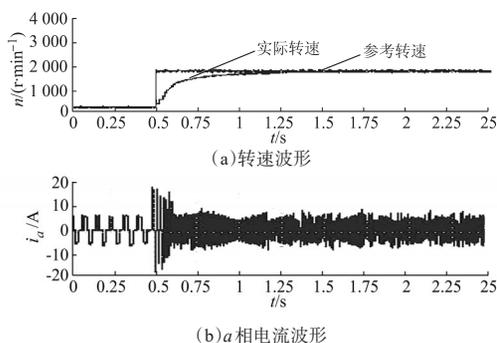


图13 新型控制策略的转速动态试验波形

Fig.13 Speed dynamic test waves of the new control strategy

4 结论

为了实现对BLDC的优化控制,本文在回顾BLDC传统控制算法的基础上,设计了一种能降低转矩脉动的单周期平均转矩控制策略,通过理论设计和试验研究,现总结主要结论如下:

1)不同于传统算法需要测量或估计EMF和转子位置,新型控制策略无需EMF和转子位置信息。只需对直流电压和直流电流检测即可。

2)单周期平均转矩控制方案基于对磁链和电磁转矩分析计算设计,实施简单,计算负担小,非常有利于工程使用。

3)试验结果验证了新型单周期平均转矩控制方案能明显地抑制BLDC输出转矩脉动,同时保留了较优的动态性能。

参考文献

[1] 姜卫东,黄辉,王培侠,等.基于图解法的无刷直流电机抑制换相转矩脉动的方法[J].中国电机工程学报,2016,36(15):4258-4265.
 [2] 王晓远,傅涛.基于模型预测控制策略的电动车用无刷直流电机回馈制动的研究[J].电工技术学报,2017,32(9):16-23.

[3] 赵景波,王代超,李卉,等.电动汽车无刷直流电机能量回馈制动系统设计[J].电机与控制应用,2017,44(7):129-135.
 [4] 朱俊杰,刘浩然.无刷直流电机三段式换相转矩脉动抑制仿真研究[J].系统仿真学报,2017,29(8):1719-1725.
 [5] 姚绪梁,江晓明,张燕,等.无刷直流电机抑制转矩脉动的方法研究[J].电气传动,2016,46(2):7-10.
 [6] Carlson R, Lajoie-Mazenc M, Fagundes J C D S. Analysis of Torque Ripple Due to Phase Commutation in Brushless DC Machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1992, 28(3):632-638.
 [7] 史婷娜,李聪,姜国凯,等.基于无模型预测控制的无刷直流电机换相转矩波动抑制策略[J].电工技术学报,2016,31(15):54-61.
 [8] 潘峰,周运杰,卢沁雄,等.基于占空比调节的无刷直流电机直接转矩控制[J].电机与控制应用,2017,44(11):42-49.
 [9] 宋俊杰,张广,闫朝阳,等.梯形波与正弦波反电动势无刷电机的对比分析[J].微特电机,2017,45(8):32-36.
 [10] 刘爱民,娄家川,任达,等.轴向磁通线圈辅助定子励磁双凸极无刷直流电机及转矩脉动抑制方法[J].中国电机工程学报,2017,37(21):6246-6254.
 [11] 王培侠,姜卫东,王金平,等.基于电流滞环控制的无刷直流电机多状态换相转矩脉动抑制方法[J].电工技术学报,2018,33(22):5261-5272.
 [12] 李轶华,王爱元,王明星.开通角控制的无刷直流电机转矩脉动抑制新方法[J].电机与控制应用,2017,44(12):54-57.
 [13] 李珍国,王江浩,高雪飞,等.一种合成电流控制的无刷直流电机转矩脉动抑制系统[J].中国电机工程学报,2015,35(21):5592-5599.
 [14] Park S J, Han W P, Man H L, et al. A New Approach for Minimum-torque-ripple Maximum-efficiency Control of BLDC Motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2000, 47(1):109-114.
 [15] 王祖靖,陈旭东,周扬忠,等.永磁无刷直流电机两相导通SVM-DTC[J].电力电子技术,2017,51(5):90-92.
 [16] 周运杰,潘峰,卢沁雄,等.一种改进的无刷直流电机直接转矩控制策略[J].电气传动,2017,47(9):8-13.

收稿日期:2018-10-08

修改稿日期:2018-12-04