

飞轮储能系统用无刷直流电机驱动系统的设计*

李悦溪,王 萌,祝长生*

(浙江大学 电气工程学院,浙江 杭州 310027)

摘要: 飞轮储能是一种高效的能量储存方式,其中的双向能量转换系统是它的重要组成部分,关系着飞轮储能系统(FESS)能否可靠、高效的运行。针对某高速飞轮储能系统中的一体化永磁无刷直流电动/发电机驱动问题,首先在分析了无刷直流电动/发电机驱动理论的基础上,采用 DSP 作为控制核心、IPM 作为主电路构建了一体化永磁无刷直流电动/发电机的驱动系统,然后在 Matlab/Simulink 中建立了该驱动系统的模型,并对其性能进行了仿真,提出并解决了 PWM 调节过程中电动/发电机电流上升过慢的问题;最后制作了驱动系统,完成了系统的运行实验,成功的将一体化电动/发电机驱动至 10 500 r/min,并实现了发电运行。实验结果验证了驱动系统的可靠性。

关键词: 飞轮储能系统;永磁无刷直流电机;驱动系统

中图分类号:TH13;TH39;TM351

文献标识码:A

文章编号:1001-4551(2010)10-0068-06

Design of brushless DC motor drive system for flywheel energy storage system

LI Yue-xi, WANG Meng, ZHU Chang-sheng

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Flywheel energy storage is a kind of highly efficient energy storage technology. Energy converter is an important part of flywheel energy storage system (FESS), and has a significant effect on the reliability and efficiency of the FESS. Aiming at driving the permanent magnet brushless DC (BLDC) motor/generator in a FESS, based on BLDC motor/generator drive theories, the drive system of permanent magnet BLDC motor/generator was constructed using a DSP chip as controller and an IPM as main circuits. And then the drive system was modeled in Matlab/Simulink, and its performance was simulated. The problem of that the currents increased too slowly in motor/generator during PWM was proposed and solved. Finally, the drive system was fabricated. The motor/generator was driven to 10 500 r/min, and then operated in generator mode successfully in the test. The results indicate the reliability of the drive system.

Key words: flywheel energy storage system(FESS); permanent magnet brushless DC motor; drive system

0 引 言

飞轮储能以其储能密度较高、瞬时功率较大、抗过充、过放电能力较强、充电时间较短、使用寿命较长、能量转换效率较高、对环境要求较少等优点,在航天、清洁能源、电力、交通等方面展现出了很好的应用前景。

飞轮储能系统通常使用转动惯量较大、可以承受较高转速的飞轮作为能量储存的介质。通过电动机使

飞轮加速旋转,将电能转化为动能存储起来。在需要时,由飞轮带动发电机将动能转化为电能,以供用电设备使用。

为了减小飞轮系统的尺寸和减少材料、提高效率,通常飞轮储能系统采用同一台电机实现电动与发电两种功能,这种电机称为一体化电动/发电机(M/G)。在诸多种类的一体化电动/发电机中,永磁无刷直流电机以效率高、体积小、重量轻、功率密度较高等优良的特性受到众多飞轮储能系统设计者的关注^[1-4]。

收稿日期:2010-02-22

基金项目:国家高技术研究发展计划(“863”计划)资助项目(2006AA05Z201)

作者简介:李悦溪(1986-),男,黑龙江齐齐哈尔人,硕士研究生,主要从事电机驱动控制与电力电子技术方面的研究. E-mail: disguiser@zju.edu.cn

通信联系人:祝长生,男,教授,博士生导师. E-mail: zhu_zhang@zju.edu.cn

为了驱动高速一体化电动/发电机,并将一体化电动/发电机发出的电能转化为用电设备所需要的电能,必需由双向能量转换系统来实现^[5]。飞轮储能系统对双向能量转换系统的要求除了在电动状态下能够将电机驱动到工作转速,在发电状态下能够输出用电设备所需要的交流或直流电之外,还需要具有高的转换效率、高的可靠性等。

本研究介绍所研制的飞轮储能系统中的无刷直流电机驱动系统,该系统旨在为飞轮储能系统提供稳定的电动运行能力,并实现发电运行。在分析无刷直流电机驱动理论的基础上,本研究首先以 DSP 为控制器、智能功率模块作为主电路建立无刷直流电机驱动系统,然后利用 Matlab/Simulink 建立该驱动系统的模型并对其性能进行仿真,最后制作驱动系统并进行实验,对仿真与实验结果进行分析和讨论。

1 永磁无刷直流电机驱动理论

1.1 永磁无刷直流电机工作原理

在永磁无刷直流电机中,电枢绕组安放于定子铁芯中,永磁体固定在转子上。利用转子位置传感器检测永磁磁极的位置,并据此确定定子绕组的导通状态,使定子三相电流产生的磁动势与永磁转子磁动势在空间形成约 90° 的电角度,以产生最大的转矩。电机与驱动系统一般采用两相导通的三相六状态工作方式,电机为三相绕组,星形连接方式,驱动系统为三相桥式结构。在驱动系统作用下,电机同一时刻只有二相导通,每个电周期依次有 6 种不同的导通状态。定子绕组每隔 60° 电角度换相一次,同时定子合成磁动势位置也随之改变,始终与永磁转子磁动势保持一定的电角度,从而使电机产生稳定持续的转矩,使转子连续转动^[6]。

1.2 电机转矩-电流方程

在飞轮储能系统中,电机需要与电磁轴承等部件共同工作,这时必须保证电机平稳运行,减少电机对其他部件的影响,同时需要电机产生稳定的转矩。根据永磁无刷直流电机运行原理,当电机为集中整距绕组时,集中整距的定子相绕组的磁链 Ψ 与位置角 θ 的关系为:

$$\Psi(\theta) = \begin{cases} \left(1 - \frac{2}{\pi}\theta\right)\Psi_m & 0 \leq \theta \leq \pi \\ -3 + \frac{2}{\pi}\theta\right)\Psi_m & \pi \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (1)$$

其中:

$$\Psi_m = NB_\delta\tau L_{ef} \quad (2)$$

根据式(1),可以推导出相定子绕组中感应的反电动势为:

$$E_a = \left| \frac{d\Psi}{dt} \right| = \left| \frac{d\Psi}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \right| = \frac{2}{\pi} \Psi_m \omega \quad (3)$$

电机采用二相导通型控制时,将式(3)代入电磁转矩 T_{em} 的表达式中,可以得到^[7]:

$$T_{em} = 2E_a I_a \frac{p}{\omega} = \frac{4}{\pi} p \Psi_m I_a \quad (4)$$

式中 Ψ_m —集中整距的定子相绕组的磁链最大值; N —定子绕组每相串联匝数; B_δ —永磁体产生的气隙磁密; τ —极距; L_{ef} —电枢计算长度; ω —电角速度; I_a —电枢电流; p —极对数。

由式(2)及式(4)可知,当电机参数不变时,电机电磁转矩与电枢电流成正比。为保持电机转矩稳定,需要电枢电流保持不变。故电机采用恒电流的控制方法,使电机近似于恒转矩运行,而功率则随电机转速上升而增大。通常,由于定转子结构、永磁体形状及其充磁方式等原因,无刷直流电机的反电动势近似于梯形波,理想情况下永磁无刷直流 A、B、C 三相反电动势的波形如图 1 所示。为了使电机产生稳定的转矩,A、B、C 三相电流 i_A 、 i_B 、 i_C 应为图 1 中的矩形波。

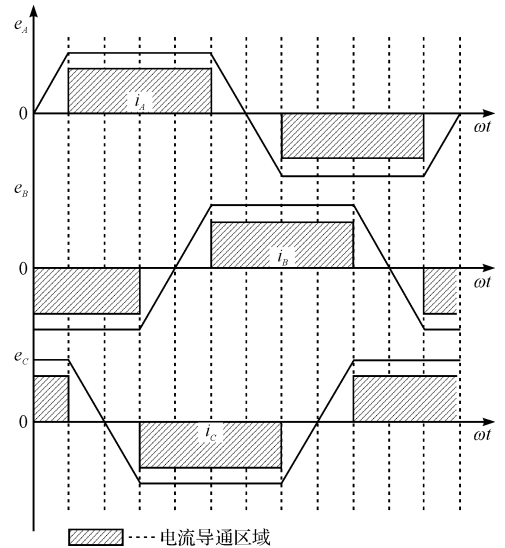


图 1 理想情况下反电动势与驱动电流波形

1.3 稳态时的电枢电流波动

无刷直流电机驱动系统的主电路通常由开关器件构成,矩形波形式的电枢电流可以通过控制开关器件的导通与关断来实现。电枢电流变化的规律遵守永磁无刷直流电机的电压方程。

永磁无刷直流电机的电压方程为:

$$U = 2R_1 i + 2L_1 \frac{di}{dt} + E_0 \quad (5)$$

式中 U —电机绕组端电压; R_1 —每相绕组的电阻; i —时变的电枢电流; L_1 —每相绕组的漏电感; E_0 —空载反电动势。当绕组电阻很小时,其影响可忽略不计。当电机以恒定转速旋转时, E_0 为一常数(忽略换相对 E_0 的影响)。

在驱动系统作用下,电机绕组端电压会在电源电压 U_s 与 0 之间做周期性变化,电枢电流会随之周期性的上升与下降。开关型驱动系统某时段内的电枢电流波形如图 2 所示。虽然应用了恒电流的控制方法,但由于开关管的开通与关断,开关型驱动系统不可避免地会产生电枢电流波动。根据式(4)可知,这些电流波动会带来转矩的波动,影响电机的稳定运行,所以必须减小这些波动的幅值。

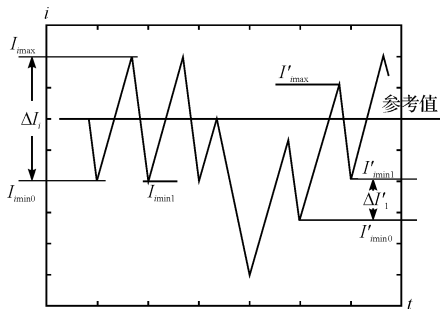


图 2 开关型驱动系统作用下的电枢电流波形

在不考虑电机换相等因素影响的理想情况下,当电枢电流在驱动系统作用下进入稳态时,电流周期性的变化达到稳定状态,不但电枢电流的平均值保持不变,维持在预先设定好的电流参考值附近,而且每个开关周期开始与结束时电枢电流也保持不变,这就需要

$$I_{imin0} = I_{imin1} \circ$$

根据式(5),当开关管开通过程结束时:

$$I_{imax} = I_{imin0} + \int_0^{DT} \frac{U_s - E_0}{2L_1} dt \quad (6)$$

关断过程结束时:

$$I_{imin1} = I_{imax} - \int_{DT}^T \frac{E_0}{2L_1} dt \quad (7)$$

$$\Delta I_i = I_{imax} - I_{imin0} = I_{imax} - I_{imin1} \quad (8)$$

式中 I_{imax} —开关周期中电枢电流最大值; D —占空比; T —开关周期; ΔI_i —开关周期内电流的变化值。

电源电压通常保持不变,开关周期则比电机旋转一周所需的时间要小得多,所以可认为在一个开关周期内绕组的漏电感及反电动势保持不变,故有:

$$D = \frac{E_0}{U} \quad (9)$$

$$\Delta I_i = \frac{(U_s - E_0)E_0}{2L_1 U_s} T = \frac{1}{L_1 f} \left(\frac{E_0}{2} - \frac{E_0^2}{2U_s} \right) \quad (10)$$

式中 f —开关频率。

理论上,当 $E_0 = U_s/2$ 时,有最大电流波动:

$$\Delta I_{imax} = \frac{U_s}{8L_1 f} \quad (11)$$

根据式(10)可知,增大电感、提高开关频率以及减小电源电压是减小稳态时电枢电流波动的 3 条主要途径。在高速电机中,电机电感通常较小,所以同等条件下,电枢电流的波动往往较大。由于适用于电机的大电流电感体积较大,串入电感不利于驱动系统在有限空间内的布置,所以在实验中需要选择合适的电源电压,并适当提高开关频率,这样有利于减少电机运行时电枢电流的波动。

1.4 电流调整公式

在电机运行过程中,当电枢电流偏离设定值时,就需要对电枢电流进行调整。在调整的过程中,电枢电流已经不在稳态中,这时一个开关周期开始与结束时电枢电流将会发生改变,即 $I'_{imin0} \neq I'_{imin1}$,如图 2 右半部分所示。可以推出此时开关周期前后电枢电流的变化值 $\Delta I'_1$ 的表达式为:

$$\Delta I'_1 = I'_{imin1} - I'_{imin0} = \int_0^{DT} \frac{U_s - E_0}{2L_1} dt - \int_{DT}^T \frac{E_0}{2L_1} dt = \frac{U_s D - E_0}{2L_1 f} \quad (12)$$

由于式(12)中 $\Delta I'_1$ 表达式中的积分过程是一个开关周期,所以 $\Delta I'_1$ 为一定占空比作用下一个开关周期内的电流调整量。由于空载反电动势 E_0 与转速成正比,即可以得到:

$$E_0 = k_n n \quad (13)$$

根据电机设计参数可以确定系数 k_n 的值, E_0 的值就可以由转速计算出来。在电机参数与电源电压已知的情况下,根据式(12)可以计算出固定开关频率下为实现电枢电流调整所应该使用的占空比,即:

$$D = \frac{E_0 + 2L_1 f \Delta I'_1}{U_s} \quad (14)$$

2 驱动系统结构

驱动系统主要包括主电路和控制电路。主电路通常是由 IGBT 等电力电子开关器件和功率二极管及其配套电路组成的双向变流器,通过它来实现能量的输入和输出。控制电路实现对系统的控制,同时对整个飞轮储能系统起保护作用^[8]。

飞轮储能系统采用铝制飞轮,永磁无刷直流电机与飞轮同轴连接,转子的垂直方向采用永磁轴承、径向采用主动电磁轴承保持其稳定悬浮。永磁无刷直流电

机的控制方式为“二相导通星形三相六状态”^[9]。

无刷直流电机驱动系统框图如图 3 所示。驱动系统由转子位置检测器、定子电流传感器、功率主电路和控制系统等组成。由于传统的霍尔磁敏传感器易被电机、永磁轴承和电磁轴承产生的磁场干扰,所以转子位置检测器采用光电式。转子位置信号经接口电路传递给控制电路。控制电路为 TMS320F2812 型 DSP 控制器,它具有处理速度快,扩展能力强,并且集成了易于控制的片上外设,如 PWM 脉冲发生器、A/D 转换器、数字 I/O 等优点^[10-11],十分适用于高性能电机控制系统。位置信号由 DSP 控制器进行纠错与位置译码,形成正确的换相逻辑;由于位置信号是循环出现的,DSP 程序可以对电机旋转一周的时间进行计时测量,并根据测量值计算出转速。功率主电路采用三菱电机 PS21765 型 DIP-IPM 智能功率模块。

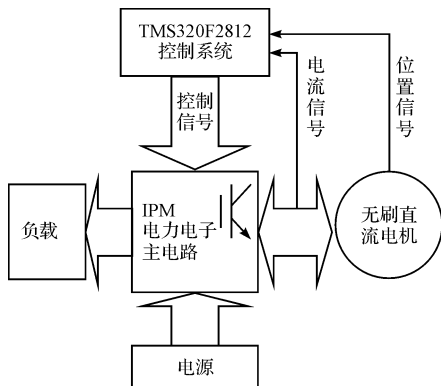


图 3 驱动系统框图

电流传感器传回的电流采样信号,由调理电路转换成 DSP 控制器 A/D 采样范围内的电平信号,由 DSP 控制器进行 A/D 采样。系统将采样值与电流参考值进行比较,当采样值大于电流参考值时,式(14)中 $\Delta I'$ 取负值,占空比减小,使电流下降;当采样值小于电流参考值时, $\Delta I'$ 取正值,占空比增加,使电流上升。控制系统采用这样的控制方法防止占空比频繁变化。形成的 PWM 信号与换相逻辑组合,经过接口电路控制主电路中的 IPM 智能功率模块,以导通和关闭相应的 IGBT 元件,从而控制输出电流,实现电机的正常运行。IGBT 元件采用六管交替 PWM 方式,在电机每个电周期的 6 个导通状态中,各有一个不同的 IGBT 执行 PWM 控制,以平衡各管的开关损耗,增加系统的寿命。

实测的电机反电动势波形并不是理想的梯形波,而是顶部近似为三角波的复杂波形。如果简单的使用式(13)由转速计算空载反电动势 E_0 的值代入式(14)中,电流的实际变化值会与预想值有所偏差,甚至使得

电流大幅偏离设定的电流参考值,出现过流等现象。为了解决这个问题,在电机的每个导通状态中,将波形平均分为数段,通过对实际的电机反电动势波形进行测量,确定出每一段的反电动势的波形系数 k_e 。每一段内的反电动势为:

$$E_0 = k_n k_e n \quad (15)$$

将其代入式(14)中,可以计算出应当使用的占空比 D 。

DSP 控制器不仅要控制电机换相,还要控制电枢电流,另外由于电机的转速较高,换相频繁,电流变化又较快,因而对 DSP 控制器的运算速度要求较高。尽管 DSP 控制器本身拥有较高的运算速度,但繁冗的程序仍然会影响 DSP 控制器对系统的有效控制。所以在用 C 语言编写 DSP 程序时,进行了代码优化,如使用尽量小的数据类型、用移位实现乘法运算、使用增量和减量操作符和复合赋值表达式、提取公共的子表达式、选择好的无限循环等。通过这些办法,DSP 控制器对系统的有效控制得以保证。控制电路的响应时间少于 IGBT 开关周期,从而可以在保证正常换相的同时,满足占空比每个开关周期刷新一次的要求,以便对电流变化做出较快的反应。

功率主电路的拓扑结构如图 4 所示,电路是三相桥式结构,其中 6 个单元的 IGBT 及其驱动芯片与反并二极管一起集成在 IPM 整体封装之中,极大地减小了系统的体积。通过优化布线降低了系统内部的干扰,也降低了系统的制作成本。实验系统所使用的 IPM 的额定电压为 600 V、额定电流为 20 A、最高频率为 20 kHz,IGBT 导通压降为 1.7 V,具有故障和过流保护功能,可以在故障时输出错误信号。DSP 程序中 PWM 载波频率设定为 15 kHz,以减少开关损耗,避免 IPM 热损坏。在 15 kHz 的 PWM 频率下,IPM 的额定有效电流会下降至 13 A,所以本研究中电流参考值设为 9 A。

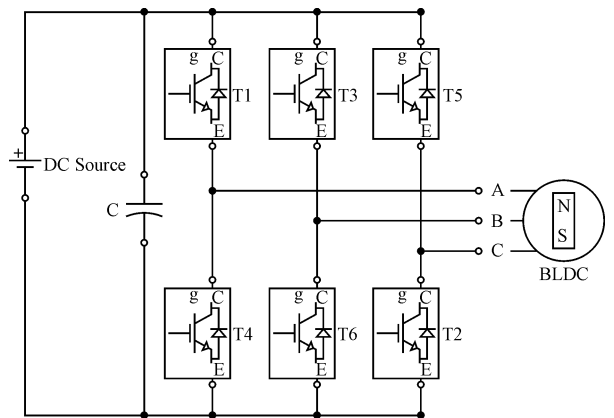


图 4 功率主电路拓扑

3 计算机仿真

按照电机驱动系统的工作原理及 IPM 参数,笔者在 Matlab/Simulink 中建立的驱动系统仿真模型如图 5 所示。图 5 中的 PWM Subsystem 的任务是按照设计的电流进行调整,根据电流反馈值计算出 PWM 信号; Drive Subsystem 则是将位置信号转化为换相逻辑,并同时负责将正确的驱动信号提供给 IGBT。电机模型选用 Simulink 库中的梯形波永磁同步电机模块,且忽略电机运行中的阻力矩。仿真模型中,电源电压为 100 V,电流参考值设定为 9 A,PWM 载波频率设定为 15 kHz。电机模型仿真参数与实验电机一致,如表 1 所示。为了更加接近实际系统,在模型中对电流采样频率加以限制,并在传输过程中加入了噪声信号,即模拟电流传感器信号中混入的干扰。

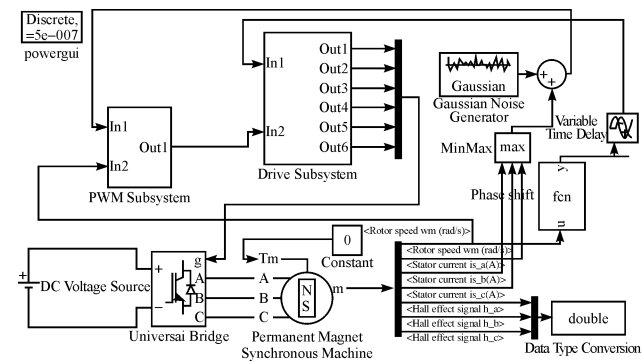


图 5 驱动系统仿真模型

表 1 电机参数

电机参数	参数值
极对数	2
额定功率/kW	10
额定转速/($r \cdot \min^{-1}$)	50 000
额定电压/V	400
转动惯量/($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	0.1
定子每相绕组电阻/ Ω	0.017
电机相电感/mH	0.15

电机转速 $n = 2\,000 \text{ r} \cdot \min^{-1}$ 与 $n = 10\,000 \text{ r} \cdot \min^{-1}$ 时,A 相的电流仿真波形分别如图 6、图 7 所示。与图 1 中的理想电流波形相比较,可以看到当转速较低时,虽然电流波形顶部由于换向出现了一定的毛刺,但与理想波形比较接近,控制效果较好。随着转速的增加,电流波形顶部由换向产生的毛刺明显增大,不再平坦,控制效果逐渐变差。速度较低时,电流在换相后,虽然需要数个开关周期才能上升至设定的电流参考值,但由于转速较低,在电机的一个导通状态中有较多的开关周期,可以逐步地对电流进行调整。但转速升高后,电流在换相后上升过慢的问题变得突出起来,这时同

一个导通状态中,开关周期较少,电流还未及上升至设定的电流参考值,导通状态持续时间便已经结束,下一次换相又要开始。为此在 DSP 程序中,设定换相后第一个开关周期内占空比为最大值。这样,电流可以在换相后尽快的上升至设定的电流参考值。

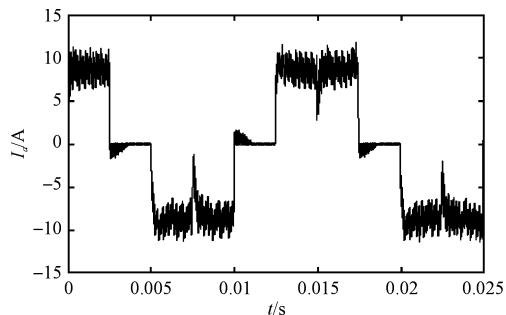


图 6 $n = 2\,000 \text{ r} \cdot \min^{-1}$ 时的 A 相电流仿真波形

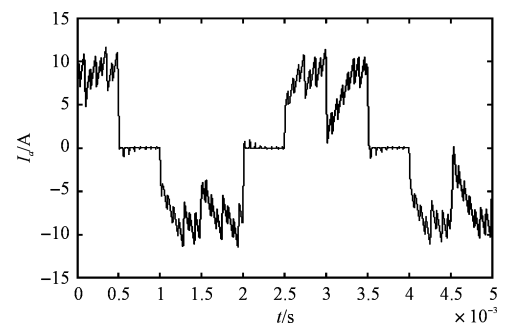


图 7 $n = 10\,000 \text{ r} \cdot \min^{-1}$ 时的 A 相电流仿真波形

$n = 10\,000 \text{ r} \cdot \min^{-1}$ 时,A、B 两相间的电压仿真波形如图 8 所示,由于每个导通状态中开关周期数减少,可以看出 A、B 两相间反电动势的变化,A、B 两相导通在反电动势最大时刻,与换相逻辑相符。

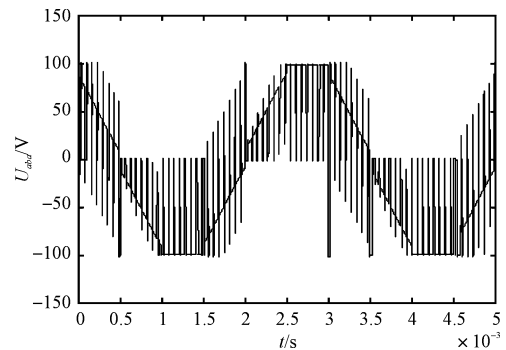


图 8 $n = 10\,000 \text{ r} \cdot \min^{-1}$ 时 A、B 两相间电压仿真波形

4 实验研究

在多次重复实验过程中发现,当电源电压为 105 V 时,驱动系统的效果最好,因此电源电压采用 105 V。实验在主动电磁轴承与永磁轴承正常工作的情况下进行,飞轮储能系统转子部分与其它部分间没有机械接触,电机平稳地运行至 $10\,500 \text{ r} \cdot \min^{-1}$ 。 $n = 2\,000 \text{ r} \cdot \min^{-1}$ 与 $n = 10\,000 \text{ r} \cdot \min^{-1}$ 时,电流传感器检测到的 A 相电

流波形分别如图 9、图 10 所示。霍尔电流传感器的电流传输比为 1 : 1 000, 测量电阻为 316 Ω , 图 9 及图 10 中 1 V 约对应电流 3.16 A。 $n = 10\ 000\ \text{r} \cdot \text{min}^{-1}$ 时, 电机 A、B 两相间电压波形如图 11 所示。从图 6 ~ 图 11 的波形中可以看出, 仿真结果与实验运行结果比较吻合, 波形在形状上大致相同。实验结果中的电流纹波要更为严重, 这是因为不仅电流信号中存在干扰, 而且 DSP 对于电流反馈信号的测量也存在误差。DSP 对信号进行 A/D 采样所得到的结果, 与实际值之间有一定的误差, 误差最大值约为测量值的 10%。由于误差的存在, 使得控制系统不能随时采用正确的占空比对电流进行调节, 实际电流偏离参考值的幅度较大。从图 9 与图 10 的对比中可以看出, 电机转速较低时, 电机的电流可以保持得较好, 波形趋近于矩形, 而转速升高时, 波形已不规则。再对比图 9 与图 6 可知, 在换相后电流上升较快, 上升过程近似于直线, 在很少的开关周期内就达到了设定的电流参考值。当转速上升后, 空载反电动势 E_0 也随之增大。根据式 (12) 可知, 由于占空比已经上升至最大, 所以开关周期前后电流的变化值 ΔI_1 已经不能再增大了, 电流在一个周期内的上升值已经到达极限, 控制系统不能很好地完成对电流波形的控制, 但由于换相依然正常进行, 定子合成磁动势位置始终与永磁转子磁动势保持一定的电角度, 使得电机转矩依然存在, 电机虽然仍可以运行, 但性能明显下降。

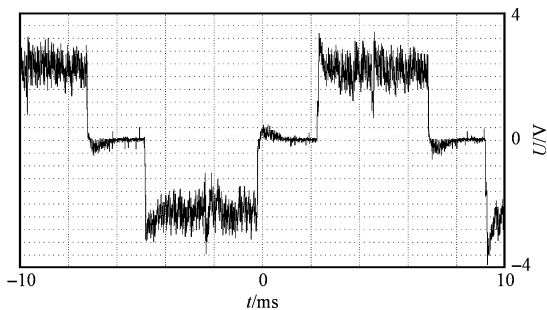


图 9 $n = 2\ 000\ \text{r} \cdot \text{min}^{-1}$ 时 A 相电流波形测量结果

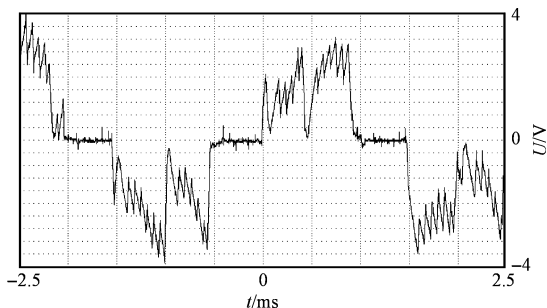


图 10 $n = 10\ 000\ \text{r} \cdot \text{min}^{-1}$ 时 A 相电流波形测量结果

当电机转速达到 $10\ 500\ \text{r} \cdot \text{min}^{-1}$ 之后, 电机的输出转矩与飞轮储能系统转子部分受到的阻力矩几近相等, 转速不再上升。这时停止 PWM 信号, 断开直流电

源, 接入用电负载, 使电机进入发电运行状态, 电机所发出的三相交变电能经过不控整流变为直流电能, 成功地驱动了用电负载。

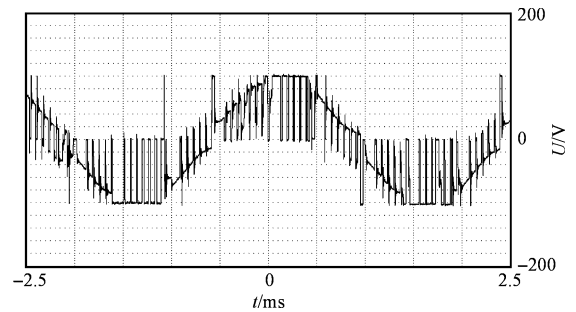


图 11 电机 A、B 两相间电压波形测量结果

5 结束语

本研究介绍了基于 DSP 控制器和 IPM 模块的无刷直流电机驱动系统的设计、仿真与实验, 解决了 PWM 调节过程中电动/发电机电流上升过慢的问题。该系统可以使电机在 $0 \sim 10\ 500\ \text{r} \cdot \text{min}^{-1}$ 范围内正常升速, 工作稳定, 并实现了发电运行, 为飞轮储能系统的开发打下了基础。随着整套系统的进一步完善, 转速范围与稳定性将得到进一步的提高。

参考文献 (References):

- [1] KENNY B H, KASCAK P E, JANSEN R, et al. Control of a high-speed flywheel system for energy storage in space applications[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005, 41(4): 1029 - 1038.
- [2] PANG D C. Magnetic Bearing System Design for Enhanced Stability[D]. College Park: University of Maryland, 1994.
- [3] HORNER R E, PROUD N J. The key factors in the design and construction of advanced flywheel energy storage systems and their application to improve telecommunication power back-up [C]//Telecommunications Energy Conference INTELEC'96. 18th International. Boston, MA: [s. n.], 1996: 668 - 675.
- [4] FU X X, XIE X P. The Control Strategy of Flywheel Battery for Electric Vehicles[C]//2007 IEEE International Conference on Control and Automation. Guangzhou: [s. n.], 2007: 492 - 496.
- [5] 胡小军, 董明晶. 飞轮储能技术的新进展[J]. *新能源*, 1999, 2(4): 1 - 9.
- [6] 王秀和. 永磁电机[M]. 北京: 中国电力出版社, 2007.
- [7] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2002.
- [8] 程三海, 韦忠朝. 飞轮储能技术及其应用[J]. *电机电器技术*, 2000(6): 31 - 33.
- [9] 叶金虎. 现代无刷直流永磁电动机的原理和设计[M]. 北京: 科学出版社, 2007.
- [10] 韩安太, 刘峙飞, 黄海. DSP 控制器原理及其在运动控制系统中的应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2003.
- [11] 童勇鑫. 基于 TMS320F2812 的模拟数控系统[J]. *机械*, 2008, 35(11): 68 - 70.