

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2015.12.017

双余度无刷直流电机控制系统的研究

曾凡桂¹, 曾庆和²

(1. 哈尔滨工业大学 能源科学与工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001;

2. 大庆钻探工程公司 钻技一公司, 黑龙江 大庆 163358)

摘要:针对机电执行机构可靠性的问题,将具有高功率密度,高可靠性,高容错性的双余度无刷直流电机应用其中,对双余度无刷直流电机控制系统进行了研究。开展了双余度无刷直流电机的基本结构及其控制原理的分析,根据电机的电感矩阵、电压平衡方程和机械运动方程建立了电机的数学模型,并利用 Matlab/Simulink 仿真软件,采用模块化的设计方法,详细地搭建了双余度无刷直流电机本体及其伺服控制系统的仿真模型,提出了一种基于 DSPIC30F2010 单片机的双余度无刷直流电机控制系统实验平台。采用双闭环均流控制方法,在单、双通道两种运行模式下进行了仿真分析和实验验证。研究结果表明,该双余度无刷直流电机控制系统可以实现单、双通道两种运行模式,也验证了其闭环控制算法的有效性和准确性。

关键词:双余度无刷直流电机;双闭环控制;仿真建模

中图分类号:TH39;TM351

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2015)12-1606-05

Research of dual-redundancy brushless DC motor control system

ZENG Fan-gui¹, ZENG Qing-he²

(1. School of Energy Science and Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China;

2. Daqing Oilfield Drilling Engineering Company, Daqing 163358, China)

Abstract: Aiming at solving the problems of actuators' high reliability, the Dual-redundancy Brushless DC Motor (BLDCM) was investigated. After the analysis of the principle of Dual-redundancy BLDCM, the mathematical model of Dual-redundancy BLDCM was established based on the motor voltage balance equation and motion equation. A method was presented to control the Dual-redundancy BLDCM using the double closed loop control. The model of Dual-redundancy BLDCM double closed loop control system was established with the Matlab/Simulink and simulated. An experimental platform for Dual-redundancy BLDCM control was proposed based on a microcontroller DSPIC30F2010. The control system is simulated and experimented under the single and double windings operation mode. The simulation and experimental results indicate the validity and correct of this control strategy.

Key words: Dual-redundancy BLDCM; double closed loop control; model simulation

0 引 言

永磁无刷直流电机以其高功率密度、高可靠性等优点广泛应用于对执行机构可靠性要求高的领域,如航空航天、风机、钻井等领域^[1-2]。为了提高其可靠性,在某些执行机构上广泛采用绕组冗余措施,因此研究人员设计出了双余度无刷直流电机^[3]。近年来,关于双余度无刷直流电机的研究也比较多,主要集中在电机本体设计、双余度容错控制系统实现以及电

机驱动控制系统,如电流和转矩均衡等方面^[4-8]。考虑到双余度无刷直流电机的结构特点,两套绕组之间具有强耦合特性,若对电机的两套绕组采用开环控制,系统的动态性能和静态性能都将很差,这将导致电机转矩波动较大,影响控制系统的性能和电机寿命^[9]。因此研究双绕组无刷直流电机的闭环控制具有一定意义。

本研究介绍双余度无刷直流电机的基本结构及其控制原理,说明电机的几种运行模式;并根据电机的电压平衡方程和机械运动方程建立电机的数学模型;在

收稿日期:2015-05-18

作者简介:曾凡桂(1991-),女,黑龙江大庆人,主要从事流体机械方面的研究。E-mail:18646083218@163.com

通信联系人:曾庆和,男,工程师。E-mail:zengqinghezj@163.com

Matlab/Simulink 的仿真环境下对双余度无刷直流电机的两种备份方式进行仿真, 同时搭建转速电流双闭环控制系统, 并进行仿真和实验验证。

1 双余度无刷直流电机的数学模型

笔者研究的双余度无刷直流电机, 气隙磁场呈近似为 120° 平顶的梯形波, 定子槽中放置两套绕组。两套绕组星型连接, 电气上完全独立, 互差 30° 电角度, 共用一个永磁体转子, 有两套独立的霍尔位置传感器, 采用两套独立的功率电子器件构成的三相桥式电路驱动。其控制系统的电气结构示意图如图 1 所示。

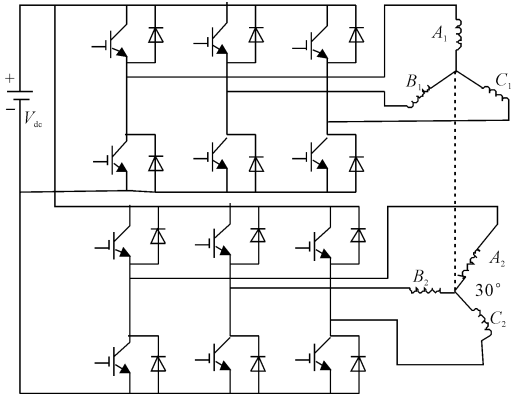


图 1 控制系统的电气结构示意图

根据之前的研究, 为了建立双余度无刷直流电机的数学模型, 笔者假设每套三相绕组完全对称, 功率开关器件为理想元件, 不考虑磁路饱和, 忽略电机磁滞损耗和涡流损耗, 以及齿槽效应, 得到双余度无刷直流电机的电压平衡方程:

$$U_s = R_s I_s + L_s \frac{d}{dt} I_s + E_a \quad (1)$$

式中: U_s —电机两套绕组上的相电压矢量, I_s —一定子相电流矢量, E_a —一反电势矢量。

U_s, I_s, E_a 分别为:

$$U_s = [u_{a1} \quad u_{b1} \quad u_{c1} \quad u_{a2} \quad u_{b2} \quad u_{c2}]^T \quad (2)$$

$$I_s = [i_{a1} \quad i_{b1} \quad i_{c1} \quad i_{a2} \quad i_{b2} \quad i_{c2}]^T \quad (3)$$

$$E_a = [e_{a1} \quad e_{b1} \quad e_{c1} \quad e_{a2} \quad e_{b2} \quad e_{c2}]^T \quad (4)$$

电阻矩阵 $R_s = r I_{6 \times 6}$ 。

式中: r —一相电阻, $I_{6 \times 6}$ —单位矩阵。

电感系数矩阵 L_s 为:

$$L_s = \begin{bmatrix} l_a & m_{120} & m_{240} & m_{30} & m_{150} & m_{270} \\ m_{240} & l_a & m_{120} & m_{270} & m_{30} & m_{150} \\ m_{120} & m_{240} & l_a & m_{150} & m_{270} & m_{30} \\ m_{30} & m_{270} & m_{150} & l_a & m_{120} & m_{240} \\ m_{150} & m_{30} & m_{270} & m_{240} & l_a & m_{120} \\ m_{270} & m_{150} & m_{30} & m_{120} & m_{240} & l_a \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: l_a —一相绕组自感; $m_{30}, m_{120}, m_{150}, m_{240}, m_{270}$ —相差 30°、120°、150°、240° 和 270° 的两相绕组间互感, 假设 m 为两相绕组重合时互感, 则 $m_{30} = \sqrt{3}m/2, m_{150} = -\sqrt{3}m/2, m_{120} = m_{240} = -m/2, m_{270} = 0$ 。

由于电机的两套绕组均采用星型连接, 则有 $i_{a1} + i_{b1} + i_{c1} = 0, i_{a2} + i_{b2} + i_{c2} = 0$ 。根据上述条件, 将式(5)化简得到新的电感系数矩阵 L'_s :

$$L'_s = \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 & m_{30} & m_{150} & 0 \\ 0 & L_a & 0 & 0 & m_{30} & m_{150} \\ 0 & 0 & L_a & m_{150} & 0 & m_{30} \\ m_{30} & 0 & m_{150} & L_a & 0 & 0 \\ m_{150} & m_{30} & 0 & 0 & L_a & 0 \\ 0 & m_{150} & m_{30} & 0 & 0 & L_a \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中: $L_a = l_a - m_{120} = l_a + m/2$ 。

双余度无刷直流电机的电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{E_a^T I_s}{\Omega} \quad (7)$$

机械运动方程为:

$$T_e - T_L = J \frac{d\Omega}{dt} + B\Omega \quad (8)$$

式中: T_e —电磁转矩, T_L —负载转矩, J —电机转动惯量, B —粘滞摩擦系数, Ω —转子机械角速度。

对速度进行积分运算可以得到转子机械位置表达式:

$$\theta = \int \frac{d\theta}{dt} dt = \int \Omega dt \quad (9)$$

通常在电机控制时更关心的是转子的电气位置, 其表达式为:

$$\theta_e = \int \frac{d\theta_e}{dt} dt = \int p\Omega dt \quad (10)$$

式中: p —电机的极对数。

2 双余度无刷直流电机控制系统仿真模型的建立

双余度无刷直流电机控制系统采用模块化的思想, 将整个系统分解为多个功能独立的子模块。主要包括双余度无刷直流电机本体模块、功率驱动及换相模块、双闭环调节模块等。本研究利用 Matlab/Simulink 对各个子模块进行建模, 再将子模块结合起来, 构建出双余度无刷直流电机转速电流双闭环控制系统仿真模型。

2.1 电机本体模块

双余度无刷直流电机的电机本体模型主要可以分为电压平衡方程子模块、转矩与机械运动方程子模块、反电势子模块以及霍尔位置信号子模块等^[10]。

根据上述电压平衡方程以及转矩与机械运动方程, 笔者构造出电压平衡方程子模块和转矩与机械运

动方程子模块,分别如图 2、图 3 所示。

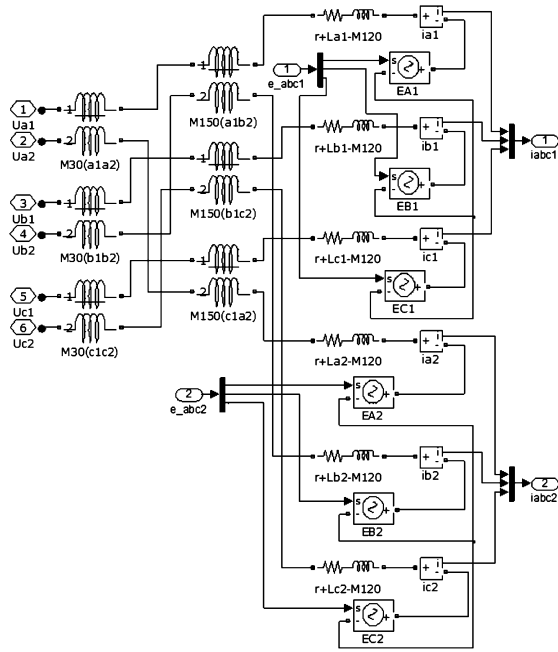


图 2 电压平衡方程子模块

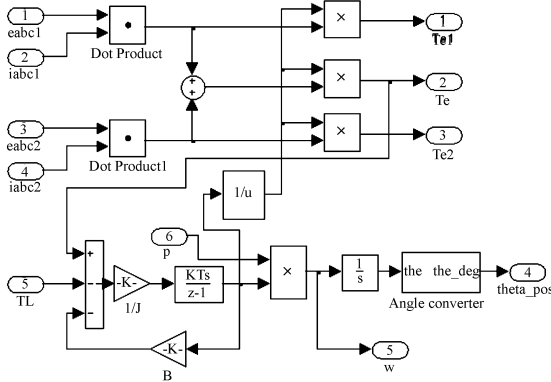


图 3 转矩和机械运动方程子模块

电机反电动势模型的建立有很多方法,比如二维有限元时步法、分段线性法、正弦波削顶法和傅里叶变换法等。本研究采用傅里叶变换法,在电机设计过程中,利用有限元仿真软件,可以发现在梯形波反电势无刷直流电机中反电势并不是理想的梯形波,而是在正弦波的基础上叠加了部分三次谐波,使波峰出现部分平顶,因此为了获得更加接近实际的反电势波形,同时实现简单,采用傅里叶变换法。根据电机转速和位置信号,计算出反电势基波和三次谐波分量,将二者叠加近似于梯形波的反电动势波形,反电动势的表达式为:

$$\begin{cases} e_a = k_e \omega \cos(\omega t + \varphi) - \frac{1}{8} k_e \omega \cos(3\omega t + \varphi) \\ e_b = k_e \omega \cos\left(\omega t + \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{8} k_e \omega \cos(3\omega t + \varphi) \\ e_c = k_e \omega \cos\left(\omega t + \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{8} k_e \omega \cos(3\omega t + \varphi) \end{cases} \quad (11)$$

式中: k_e —反电势系数, ω —电角速度, φ —初相。

霍尔位置信号子模块的仿真模型比较简单,笔者根据电磁转矩和机械运动仿真模块产生的位置信号,利用逻辑表达式将其转化成不同的逻辑值,得到的三路霍尔位置信号。

2.2 功率驱动及换相模块

电机采用两套由功率开关器件所组成的三相桥式电路进行驱动。对功率驱动模块的建模,本研究采用 Matlab/Simulink 里自带的桥式电路模型 Universal Bridge,同时选择功率 MOSFET 作为开关器件^[11-12]。

电机的换相采用传统的三相六状态驱动方式,将电机本体模块输出的两路霍尔位置信号根据换相逻辑转化为互差 30° 的两组六路控制信号,用于驱动两组三相桥式电路。本研究所建立的具体的模型如图 4 所示。

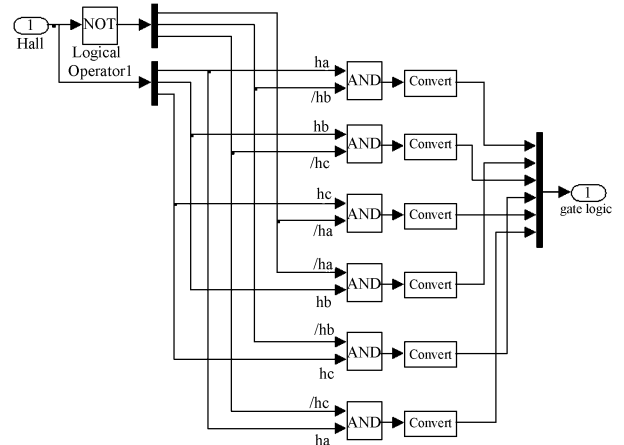


图 4 换相逻辑模块

2.3 电机转速电流双闭环控制模块

在上面仿真的基础上,该伺服系统采用转速电流双闭环控制方式,其中转速环为外环,电流环为内环。转速调节器采用 PI 调节器,其输入为给定的电机转速,其输出作为电流环的参考值,电流环也采用 PI 调节器,调节电流参考值与实际电流的稳态误差,最终电流环的输出决定了加在功率管上开关信号的占空比大小,以实现系统的闭环运行。仿真的控制系统原理框图如图 5 所示。

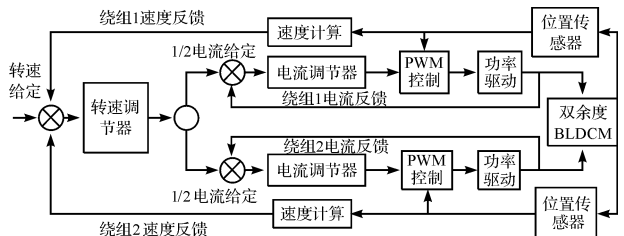


图 5 双余度无刷直流电机系统原理框图

最终建立的双余度无刷直流电机双闭环伺服系统的仿真模型如图 6 所示。

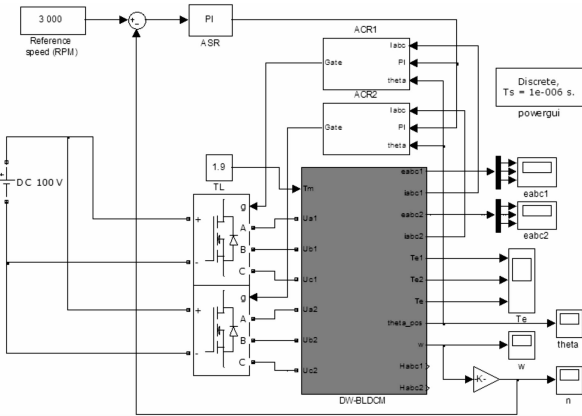


图 6 双余度无刷直流电机伺服系统仿真模型

3 仿真结果与分析

根据上文建好的模型, 本研究在 Matlab/Simulink 环境下对双余度电机控制系统进行仿真。首先设定电机参数为: 两套绕组移 30° 电角度双 Y 型连接, 额定电压 $U_N = 100\text{ V}$, 额定负载 $T_L = 1.9\text{ N}\cdot\text{m}$, 电机额定转速 $n = 3000\text{ r/min}$, 每相定子相电阻 $r = 0.29\ \Omega$, 绕组自感为 $l_a = 1.25\text{ mH}$, 转动惯量 $J = 0.82\text{ g}\cdot\text{m}^2$, 粘滞摩擦系数为 $B = 0.002\text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$, 反电动势系数 $k_e = 0.0398\text{ V rad/s}$, 电机极对数 $p = 8$ 。接下来对电机的几种不同工作模式进行仿真。

3.1 单通道运行模式

电机在正常运行时按照工作绕组数量分为单通道运行模式和双通道运行模式, 其中单通道运行模式下与普通的无刷直流电机类似。仿真时设定电机带额定负载 $T_L = 1.9\text{ N}\cdot\text{m}$ 启动, 系统采用转速电流双闭环控制, 得到输出转速 n 、A 相电流 i_a 、每套绕组及总电磁转矩 T_{e1} 、 T_{e2} 、 T_e 波形图, 如图 7 所示。

3.2 双通道运行模式

双通道运行模式时电机的两套绕组同时工作, 保持上述仿真参数不变, 得到输出转速 n 、A 相电流 i_a 、每套绕组及总电磁转矩 T_{e1} 、 T_{e2} 、 T_e 波形图如图 8 所示。

4 实验结果与分析

双余度无刷直流电机伺服控制系统是由具有两套独立的霍尔位置传感器的双余度无刷直流电机本体及控制这两套绕组的两套独立三相 H 桥逆变电路及其驱动电路构成, 并根据故障信号实现两绕组的切换。

该系统所用的控制器采用 Microchip 公司生产的型号为 dsPIC30F2010 的单片机。辅助电源电路采用

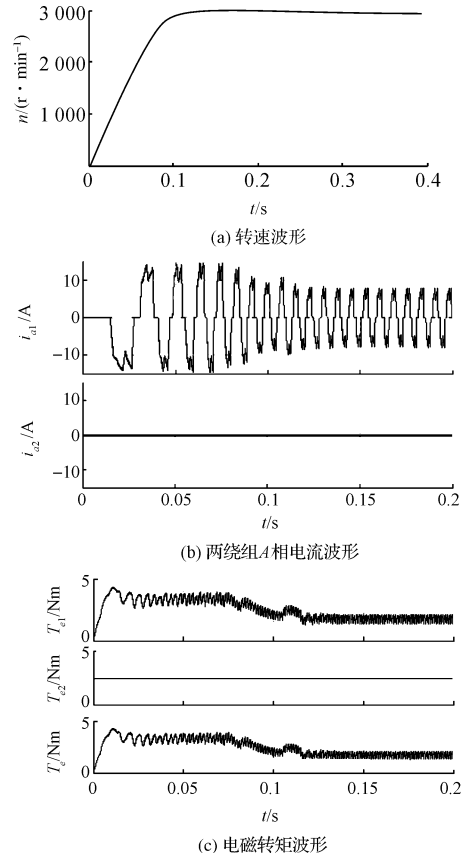


图 7 单通道运行模式下仿真波形

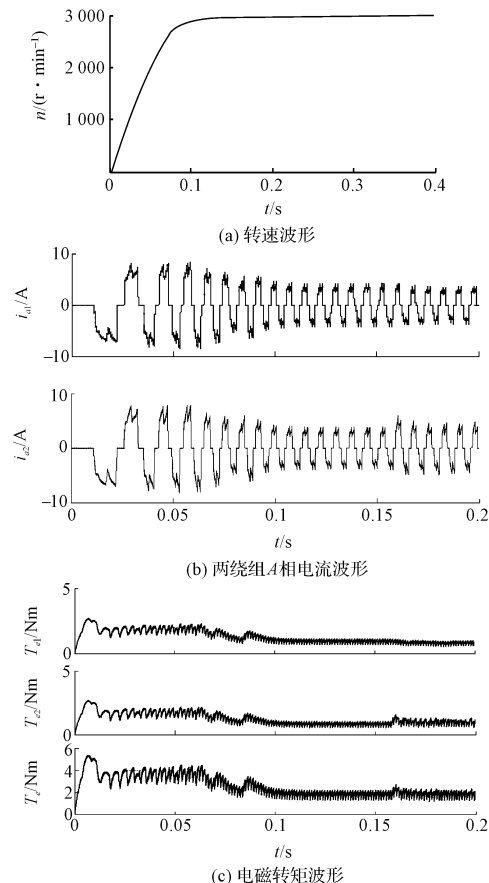


图 8 双通道运行模式下仿真波形

MINMAX 公司的型号为 MIHW2046 的电源模块,将直流母线电压转换成 $\pm 12\text{ V}$ 电源,同时利用 LM2575 将 $+12\text{ V}$ 再转换成 $+5\text{ V}$,利用这三路电源给各种芯片供电。功率驱动电路采用集成芯片 IR2130;功率逆变主电路为两个三相 H 桥驱动电路,由 IR 公司生产的信号为 IRFP4668 的功率 MOSFET 元件搭建。

电机由双通道运行切换到单通道运行时 A 相两绕组的电流波形如图 9 所示。从图 9 中可以看出,电机两套绕组同时工作时两套绕组之间由于互感作用会产生电流干扰,两套绕组工作时的电流要小于只有一套绕组工作时的电流,所以电机的带载能力更强。在运行状态切换时,电机另一套绕组电流速度增大,很快达到稳定,转速并不发生变化,同时另一套绕组电流迅速降到几乎为零。

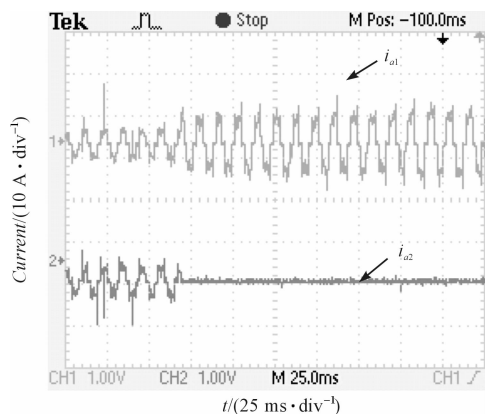


图 9 运行状态切换时电机两绕组 A 相电流实验波形

5 结束语

本研究简要介绍了双绕组无刷直流电机的基本结构及其控制原理,说明了电机的单通道和双通道运行模式,并根据电机的电压平衡方程和机械运动方程建立了电机的数学模型,然后在 Matlab/Simulink 仿真环境下,详细介绍了各部分模型的建立,最后建立了双冗余度无刷直流电机的转速电流双闭环控制系统。

仿真和实验结果表明,在电机单通道运行时绕组相电流要大于在双通道运行时的绕组相电流,说明双通道运行时的带载能力更强。然而,由于双通道运行时电机两套绕组存在较强的耦合特性,此时绕组电流谐波较大。

研究结果还表明,通过采用双闭环的控制方式,电机的动态响应较快,并且稳态时电机的转速和转矩均比较平稳,故该控制策略改善了双冗余度无刷直流电机的伺服性能。

参考文献 (References):

- [1] YAONAN W, XIZHENG Z, XIAOFANG Y, et al. Position-sensorless hybrid sliding-mode control of electric vehicles with brushless DC motor[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, 60(2): 421-432.
- [2] LEE D H, AHN J W. A current ripple reduction of a high-speed miniature brushless direct current motor using instantaneous voltage control[J]. *IET on Electric Power Applications*, 2009, 3(2): 85-92.
- [3] DIXON R, GIFFORD N, SEWELL C, et al. REACTS: reliable electrical actuation systems[J]. *IEE Colloquium on Electrical Machines and Systems for the More Electric Aircraft*, 1999, 9(180): 5/1-5/16.
- [4] BENNETT J W, ATKINSON G J, MECROW B C, et al. Fault-tolerant design considerations and control strategies for aerospace drives[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(5): 2049-2058.
- [5] 苏文兵. 双绕组无刷直流电动机电气故障及可靠性的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院, 2012.
- [6] 周元钧. 双绕组无刷直流电机的数学模型与转矩特性[J]. *电工技术学报*, 2004, 19(4): 13-14.
- [7] 林 辉, 戴志勇, 马冬麒. 双冗余度舵系统中的电流均衡策略研究[J]. *微特电机*, 2012, 40(4): 10-15.
- [8] 袁珊珊. 中小功率 DC-DC 模块并联均流方案的优选及实现的研究[D]. 杭州: 浙江大学电气工程学院, 2006.
- [9] 付朝阳, 刘景林, 赵小鹏. 双冗余永磁无刷直流电机磁-热耦合分析[J]. *西北工业大学学报*, 2010, 28(6): 921-926.
- [10] 肖琳琳, 付永领, 齐海涛, 等. 航空大功率双绕组无刷直流电机的建模仿真[J]. *伺服控制*, 2009(10): 27-31.
- [11] 廖志远, 郭 杰. JT200 型卷纸筒机纸带张力的数学建模及 PID 控制[J]. *包装与食品机械*, 2014, 32(3): 52-56.
- [12] 王国玲, 李振宇, 范自道. 无刷直流电机自适应模糊 PID 控制系统[J]. *机电工程技术*, 2013(2): 37-40.

[编辑: 洪炜娜]

本文引用格式:

曾凡桂, 曾庆和. 双冗余度无刷直流电机控制系统的研究[J]. *机电工程*, 2015, 32(12): 1606-1610.

ZENG Fan-gui, ZENG Qing-he. Research of dual-redundancy brushless DC motor control system[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2015, 32(12): 1606-1610.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>