

负载模拟器中无刷直流电机力矩控制仿真

乔俊福^{1,2},杨瑞峰^{1,2},郭晨霞^{1,2},张 鹏^{1,2}

(1. 中北大学仪器与电子学院,山西 太原 030051;2. 中北大学仪器科学与动态测试教育部重点实验室,山西 太原 030051)

摘要:对负载模拟器中无刷直流电机力矩控制方法的研究,可以提高电动负载模拟器的加载精度和动态性能。对无刷直流电机的力矩进行控制,需要根据电机多余力矩得到电压平衡方程,完成对电机的力矩控制。传统方法通过计算负载模拟器中无刷直流电机不同取值时的反电动势估计误差,对直流电机力矩进行控制,但忽略了建立多余力矩电压平衡方程,导致控制效果不理想。提出基于科尔摩根理论的负载模拟器中无刷直流电机力矩控制方法。利用电机多余力矩的传递函数,计算出负载模拟器直接驱动电机引起的电机惯性多余力矩,选取科尔摩根模块化直驱旋转(DDR)电机作为负载模拟器加载系统的实施机构,给出DDR加载电机的电压平衡方程,完成对无刷电机力矩的控制模型的建立。实验结果表明,所提方法与PID控制方法相比能够有效抑制电机多余力矩,鲁棒性较优。

关键词:负载模拟器;无刷直流电机;电机力矩控制

中图分类号:TP273 **文献标识码:**B

Simulation of Brushless DC Motor Torque Control in Load Simulator

QIAO Jun-fu^{1,2}, YANG Rui-feng^{1,2}, GUO Chen-xia^{1,2}, ZHANG Peng^{1,2}

(1. School of instrument and electronics, North University of China, shanxi taiyuan 030051, China;

2. Key Laboratory of Instrumentation Science & Dynamic Measurement, Ministry of Education, North University of China, shanxi Taiyuan 030051, China)

ABSTRACT: Traditional torque control method neglects balance equation of voltage of surplus torque, which leads to unsatisfactory control effect. Hence, this article provides a method of torque control of brushless direct current motor in load simulator based on Kollmorgen theory. Using transfer function of surplus torque, we worked out surplus torque of motor inertia caused by load simulator driving motor directly and selected motor of direct drive rotation (DDR) with Kollmorgen modularization as executive organization in loading system of load simulator. Additionally, we provided balance equation of voltage of DDR load motor, then built model for torque control of brushless motor. Experimental results suggest that the method can suppress the surplus torque of motor more effectively compared with PID control method. The robustness is excellent.

KEYWORDS: Load simulator; Brushless DC motor; Motor torque control

1 引言

负载模拟器作为航空飞行器舵机执行地面工作测量和地面半实物性能仿真拟合的执行部件,能够有效模拟航空飞行器舵机在空中作业时承受的空气动力载荷作用^[1-2]。近年来随着航空飞行器性能的不断更新升级,航空飞行器的飞行速度也逐渐提高,对负载模拟器精度的要求也逐渐提高,因此研究航空飞行器的负载模拟技术具有重要的研究意义^[3]。而现阶段的负载模拟技术难以有效模拟飞行器在空中作业

时承受的各种负载力矩,存在力矩控制误差大的弊端^[4]。而基于科尔摩根理论的负载模拟器中无刷直流电机力矩控制方法通过选取科尔摩根模块化直驱旋转(DDR)电机作为负载模拟器加载系统的实施机构,给出DDR加载电机的电压平衡方程,以抑制DDR加载电机电磁转矩变化引起的多余力矩建立DDR电机力矩控制模型。是解决上述问题的有效途径,受到众多相关领域专家和学者的高度重视^[5]。

现阶段,应用性较强的负载模拟器中无刷直流电机力矩控制方法有:文献[6]提出一种基于PID调节器的负载均衡模拟器中无刷直流电机力矩控制方法。该方法首先通过设定负载模拟器无刷直流电机滞环宽,将无刷直流电机控制在设定的电流上下限环宽内,在此基础上结合PID调节器对无刷直流电机内环的电流进行调节控制。该方法通过对电

基金项目:国家自然科学基金项目(51375462);国家国际科技合作项目(2014DFR70650);高等学校博士学科点专项科研基金项目(20121420110003)

收稿日期:2016-11-07 修回日期:2016-11-23

机内环电流进行控制,运算过程较为简单,但存在难以描述负载模拟器中无刷直流电机的转动惯量以及扭转刚度对负载模拟器精度的影响,控制误差大的问题。文献[7]提出一种基于速度不相关磁链函数原理的负载均衡模拟器中无刷直流电机力矩控制方法。该方法首先通过实时检测负载模拟器中无刷直流电机三相端电压和转矩系数以及内环母线电流的阈值空间,计算出各阶段负载模拟器中电机的定子电阻,得到负载模拟器中无刷直流电机力矩转换时段,由此实现负载模拟器中无刷直流电机无位置力矩控制。该方法负载模拟器中无刷直流电机力矩控制具备瞬时控制的优势,但存在对其自身动态性能引起的加载误差控制效果不好的弊端。文献[8]提出一种基于单神经元自适应PID理论的负载均衡模拟器中无刷直流电机力矩控制方法。该方法先组建负载模拟器中无刷直流电机静止坐标系下的电机反电动势和电机电磁查看器,计算出单神经元比例下的负载模拟器中无刷直流电机不同取值时的反电动势估计误差,给出了神经元比例系数下的负载模拟器调整条件,由此实现负载模拟器中无刷直流电机力矩控制。该方法对无刷直流电机多力矩控制效果较好,但存在可扩展性较差的问题^[9-10]。

针对上述问题,提出一种基于科尔摩根理论的负载均衡模拟器中无刷直流电机力矩控制方法。实验结果表明,所提方法与PID控制方法相比能够有效抑制电机多余力矩,鲁棒性较优。

2 负载均衡模拟器无刷直流电机力矩控制原理

在对负载均衡模拟器中无刷直流电机力矩控制时,先得到负载均衡器无刷直流电机驱动电压均衡条件,计算出负载模拟器无刷直流力矩电机的电磁转矩,以此为依据建立负载模拟器中无刷直流电机PWM驱动装置的数学模型,得到负载模拟器中无刷直流电机的输出力矩,结合PID控制理论对负载模拟器中无刷直流电机力矩进行控制,具体过程如下所述:

假设, U_d 代表负载模拟器中无刷直流电机输入电压, i_m 代表无刷直流电机电枢电流, R_m 代表电机驱动电阻, L_m 代表电机驱动等效电感, e_m 代表电机驱动反电动势,则利用式(1)给出负载均衡器无刷直流电机驱动电压均衡条件

$$\begin{cases} U_d - i_m R_m - L_m \frac{di_m}{dt} - e_m = 0 \\ e_m = K_e \omega_m \end{cases} \quad (1)$$

式中, K_e 代表驱动反电动势常数, ω_m 代表负载模拟器无刷直流电机旋转角速度,利用式(2)给出负载模拟器无刷直流力矩电机的电磁转矩

$$T_m = K_r i_m \quad (2)$$

式中, K_r 代表负载模拟器中无刷直流电机电磁转矩环数。利用式(3)给出负载模拟器直流力矩电机的转矩平衡

$$T_m - J_m \frac{d\omega_m}{dt} - B_m \omega_m - T_L = 0 \quad (3)$$

式中, J_m 代表无刷直流电机转动惯量, B_m 代表无刷直流电机驱动阻尼系数, T_L 代表无刷直流电机负载,即负载模拟器中无刷直流电机实际输出扭矩。

假设,负载模拟器利用PWM功率驱动模块作为无刷直流电机力矩的驱动装置,电机力矩驱动频率远超于无刷直流电机力矩工作频率,则利用式(4)给出负载模拟器中无刷直流电机PWM驱动装置的数学模型:

$$K_{PWM} = \frac{U_d(s)}{U_m(s)} \quad (4)$$

式中, K_{PWM} 代表电机PWM驱动装置的功率放大器, $U_d(s)$ 代表电机PWM驱动装置的控制信号, $U_m(s)$ 代表电机PWM驱动控制装置的输入信号。

假设,负载模拟器中无刷直流电机扭矩传感器的刚度系数为 T_A , $\Delta\theta$ 代表电机扭矩传感器左右两端的形变量,则利用式(5)表示电机PWM驱动扭矩传感器

$$T_L = T_A \Delta\theta = T_A (\theta_m - \theta_r) \quad (5)$$

式中, T_L 代表电机PWM驱动扭矩传感器的实际扭矩,即负载模拟器中无刷直流电机的输出力矩, θ_m 代表输出力矩部分的扭转角度, θ_r 代表电机舵机轴的输出角度。

通过以上分析,可以得到负载模拟器中无刷直流电机的输出力矩

$$T_L(s) = G_1(s)U_m(s) - G_2(s)\theta_r(s) \quad (6)$$

通过上述分析可知,负载模拟器中无刷直流电机可视为一个双结构输入单结构输出模型,因此负载模拟器中无刷直流电机的输出力矩与负载模拟器电机的加载电压信号和电机舵机轴的位置信号相关,利用PID控制理论对负载模拟器中无刷直流电机力矩进行控制,易导致多余输出力矩的产生,存在无刷直流电机力矩控制误差大的问题。

3 基于科尔摩根理论的电机力矩控制方法

3.1 负载模拟器中电机多余力矩的产生

在对负载模拟器中无刷直流电机力矩控制时,先得到电机多余力矩的传递函数,计算出负载模拟器直接驱动电机引起的电机惯性多余力矩,得到电机随负载模拟器舵机转动变化形成的反电动势引起的电磁转矩,并给出随电极电磁转矩变化引起的电机多余力矩,具体过程如下所述:

假设,负载模拟器中无刷直流电机的位置信号 $\theta_r(s)$ 对负载模拟器中电机力矩的输出造成干扰,形成冗余电机力矩 $G_2(s)\theta_r(s)$ 产生,令负载模拟器直接驱动负载模拟器的输入信号 U_m 为零,则可利用式(7)得到电机多余力矩的传递函数

$$G_2(s) = \frac{T_L(s)}{\theta_r(s)} = \frac{T_A s + (L_m J_m s^2 + (L_m B_m + R_m J_m) s)}{L_m J_m s^3 + (L_m B_m + R_m J_m) s^2 + R_m T_A} \quad (7)$$

式中,电机多余力矩仅与无刷直流电机的位置信息 $\theta_r(s)$ 相关,且电机多余力矩具有特殊的微分性质,与其电机转动速度相关。

假设,无刷直流电机转动惯量为 J_1 ,负载模拟器中无刷直流电机转子及其连接部位的转动惯量为 J_2 ,电机力矩转动过程的加速度为 a ,则利用式(8) 计算出负载模拟器直接驱动电机引起的电机惯性多余力矩

$$T = (J_1 + J_2)a \tag{8}$$

式中, J_2 代表无刷直流电机惯性多余力矩。

假设,负载模拟器中无刷直流电机的角速度为 ω' ,相应形成的冗余反电动势为 $K_e\omega'$,依据电机无刷直流电机驱动电压均衡条件可知,冗余反电动势 $K_e\omega'$ 会导致电机电流的幅值 i' 发生变化

$$U_d - i'R_m - L_m \frac{di'}{dt} - K_e\omega' = 0 \tag{9}$$

进而影响无刷直流电机电磁转矩 T' 的变化,满足 $T' = K_T i'$,则利用式(10) 计算出电机电磁转矩 T' 变化形成的多余力矩

$$T'_L = T' - B_m\omega' - J_m \frac{d\omega'}{dt} \tag{10}$$

负载模拟器中无刷直流电机惯性多余力矩的消除是提升负载模拟器加载精度的根本途径,DDR 电机可以很大程度上满足低转动惯量下大扭矩输出的要求,但也存在小部分惯性多余力矩,因此需要结合科尔摩根控制理论进行对负载模拟器系统中的惯性多余力矩进行抑制。

3.2 科尔摩根电机力矩控制模型的组建

在对负载模拟器中无刷直流电机力矩控制时,以 3.1 节得到的电机多余力矩为依据,选用科尔摩根模块化直驱旋转(DDR) 电机作为负载模拟器加载系统的实施机构,DDR 加载电机直接与负载模拟器相连,不存在无刷直流电机力矩能量形式的惯量匹配,可提高负载模拟器的控制精度克服多余力矩,则利用式(11) 给出 DDR 加载电机的电压平衡方程

$$U_m(t) = R_m i_m + L_m \frac{di_m}{dt} + E_m \tag{11}$$

式中, L_m 代表 DDR 电机等效电感, E_m 代表 DDE 电机电枢反电动势, U_m 代表 DDR 电机的输入电压, R_m 代表 DDR 电机等效电阻, i_m 代表 DDR 电机电枢电流。

在负载模拟器加载过程中,利用科尔摩根直接驱动旋转(DDR) 电机产生的反电动势与电机实际转速和电机变压器磁通量成比例关系,则利用式(12) 给出 DDR 电机的反电动势 E_m

$$E_m = K_e\Omega_m \tag{12}$$

式中, K_e 代表 DDR 加载力矩电机电动势常数, Ω_m 代表 DDR 加载力矩电机旋转角速度。

在负载模拟器恒定力矩加载模式下,假设由 T_L 代表 DDR 电机负载转矩, J_m 代表 DDR 电机转动惯量, B_m 代表 DDR 电机的阻尼系数, K_T 代表 DDR 电机实际转矩系数,则利用式(13) 给出 DDR 电机转矩平衡方程式应表示为

$$T_L = T_m - J_m \frac{d^2\theta_m}{dt^2} - B_m\Omega_m \tag{13}$$

式中, T_m 代表 DDR 电机电磁转矩系数,利用式(14) 进行表

示

$$T_m = K_T i_m \tag{14}$$

假设由 $T_m(s)$ 代表 DDR 电机期望加载力矩信号, θ_1 代表负载模拟器舵机的控制命令, θ_r 代表 DDR 电机实际输出角位置。 θ_1 到 θ_r 的关系式为 DDR 电机与负载模拟器之间的传递函数,则利用式(15) 建立 DDR 电机力矩控制模型 G_{θ_1}

$$G_{\theta_1} = \frac{K_L s [J_m L_m s^2 + (R_m J_m + B_m L_m) s + (B_m R_m + K_T K_e)]}{K_L K_T K_{PWM}} G_d \tag{15}$$

式中,DDR 电机轴承的左右两侧与电机联轴器直接相连,力矩电机的气隙结构之间无齿槽效应, G_d 为负载模拟器舵机的传递函数, R_m 代表电机驱动电阻。

通过以上步骤,根据科尔摩根理论完成对负载模拟器中无刷直流电机力矩的控制。

4 实验结果与分析

为了证明本文提出基于科尔摩根理论的负载模拟器中无刷直流电机力矩控制方法的综合有效性,需要进行一次实验。实验分为两部分,一部分通过改变电机静态扭矩加载弯矩值,分析其对负载模拟器的影响,另一部分通过改变电机动态扭矩加载弯矩值,分析其对负载模拟器结构的影响。

分别利用科尔摩根控制方法和 PID 控制方法进行负载模拟器中无刷直流电机力矩控制实验。将电机角位置设定为频率为 5Hz,幅值为 10° 的正弦波位置信号,直流电机扭矩加载结构输入设定为 2Hz,幅值为 $5N \cdot m$ 的正弦力矩信号,弯矩选取 $20N \cdot m$,将两种控制方法下的电机转矩输出曲线的变化用图 1 和图 2 进行表示。

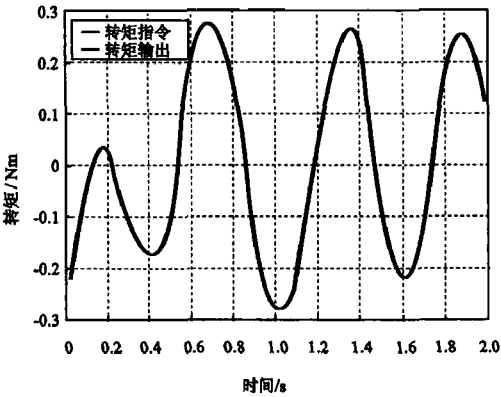


图1 科尔摩根电机转矩输出曲线

分析图 1 和图 2 可知,利用科尔摩根控制方法的电机转矩输出曲线与实际电机转矩指令曲线变化趋势相吻合,这主要是因为科尔摩根控制方法先得到随电极电磁转矩变化引起的电机多余力矩,在此基础上选取科尔摩根模块化直驱旋转(DDR) 电机作为负载模拟器加载系统的实施机构,利用直接驱动技术通过缩紧联轴器将电机转矩直接连接至负载模拟器机械轴上,减少 DDR 电机加载转动力矩过程中的高频

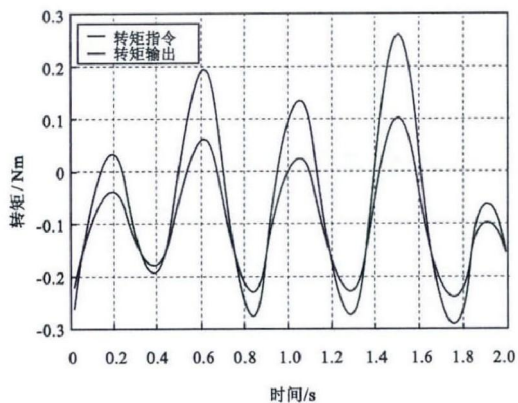


图2 PID控制电机转矩输出曲线

分量,使得负载模拟器中无刷直流电机转矩输出曲线与实际电机转矩指令曲线变化趋势相吻合。

分别利用科尔摩根控制方法和PID控制方法进行负载模拟器中无刷直流电机静态扭矩加载实验。将两种控制方法的电机静态扭矩加载精度(%)对比,对比结果用表1和表2进行表示。其中,T表示给定力矩,K表示输出扭矩,H表示力矩误差,I表示静态加载精度。

表1 科尔摩根方法电机静态扭矩加载精确度

T(Nm)	K(Nm)	H(Nm)	I
100	97.62	2.38	0.32%
200	198.54	1.46	0.29%
300	295.31	4.69	0.24%
400	399.21	0.79	0.32%

表2 PID控制方法电机静态扭矩加载精确度

T(Nm)	K(Nm)	H(Nm)	I
100	84.62	15.38	0.12%
200	167.24	32.76	0.06%
300	245.36	54.64	0.12%
400	347.34	52.66	0.14%

通过分析表1可知,在负载模拟器舵机保持静止的状态下,科尔摩根控制方法下的负载模拟器结构较为稳定,其静态加载的相对误差最大值相比PID控制方法较小,利用PID控制方法进行负载模拟器中无刷直流电机力矩控制时,将负载模拟器具备机械传动的控制结构需要进行电机惯量匹配,进行匹配的过程中限制了电机转矩的负载惯量,造成无刷直流电机结构不稳定,导致结构难以控制。而结合科尔摩根理

论的负载模拟器中无刷直流电机力矩控制方法不需要采用上述规定形式,因为无刷直流电机直接与负载相连接,所以无刷直流电机在负载模拟器中的力矩惯量为公共惯量,不需要进行惯量匹配,使得电机静态扭矩加载精度较高。

5 结论

为了提高电动负载模拟器的加载精度和动态性能,需要进行负载模拟器中无刷直流电机力矩控制。针对当前方法在进行负载模拟器加载转换时多余力矩增大的问题,提出一种基于科尔摩根理论的负载模拟器中无刷直流电机力矩控制方法。实验结果表明,所提方法与PID控制方法相比能够有效抑制电机多余力矩,鲁棒性较优。

参考文献:

- [1] 尹西杰,徐建国. 无刷直流电机的神经滑模变结构控制[J]. 计算机仿真, 2014,31(8): 402-406.
- [2] 张红涛,等. 基于重复控制的无刷直流电机控制[J]. 电源技术, 2015,39(6): 1305-1308.
- [3] 王松林,谢顺依,林森. 一种改进无刷直流电机直接转矩控制方法[J]. 鱼雷技术, 2014,22(1): 49-53.
- [4] 饶选辉,刘卫国. 基于模糊自抗扰的无刷直流电机直接转矩控制研究[J]. 微电机, 2014,47(5): 36-40.
- [5] 程时兵,王伟. 基于DSP的无刷直流电机位置伺服系统设计[J]. 电子设计工程, 2016,5(24): 110-112.
- [6] 盛田田,等. 一种使用重叠换相法的无刷直流电机平均转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2015,35(15): 3939-3947.
- [7] 林海,等. 无刷直流电机改进型直接转矩控制研究[J]. 电气传动, 2014,44(8): 11-14.
- [8] 李珍国,等. 考虑转矩脉动最小化的无刷直流电机直接转矩控制系统[J]. 电工技术学报, 2014,29(1): 139-146.
- [9] 李有凯,蒋玲. 无刷直流电机调速系统转矩脉动抑制方法研究[J]. 现代电子技术, 2016,39(7): 142-144.
- [10] 汪磊,胡杨,丁伟. 基于电流滞环的实现动能回收的无刷直流电机控制方法[J]. 微特电机, 2015,43(11): 69-71.

[作者简介]



乔俊福(1979-),男(汉族),山西晋中人,博士研究生,讲师,主要研究方向:自动化应用、自动化测试与控制技术等领域的研究;

杨瑞峰(1969-),男(汉族),山西忻州人,硕士,教授,博士研究生导师,主要研究方向:自动化测试与控制技术的研究;

郭晨霞(1979-),女(汉族),山西原平人,博士,讲师,主要研究方向:自动化测试与控制技术,视觉测量的研究;

张鹏(1979-),男(汉族),山西运城人,博士,副教授,主要研究方向:测控技术及仪器,机械设计制造及其自动化研究。