

双余度稀土永磁无刷伺服系统的控制策略

罗战强^{1,2}, 梁得亮¹, 丁文¹

(1. 西安交通大学电气工程学院, 710049, 西安; 2. 中国航空工业庆安集团有限公司, 710077, 西安)

摘要: 在给出双余度稀土永磁无刷电机控制系统的基础上,建立双余度稀土永磁无刷电机的数学模型,采用基于模糊控制的双余度稀土永磁无刷伺服系统快速响应控制方式和控制策略,搭建了双余度稀土永磁无刷电机实验系统,并完成实验验证. 实验结果表明:针对2×1.8 kW双余度稀土永磁无刷伺服系统,提出的控制方式和控制策略满足系统在额定运行、阶跃响应和频率响应等不同工况下运行的复杂控制要求,使系统能够达到1 312.5的调速比、15 000 rad/s²的响应角加速度及20 Hz的频带宽.

关键词: 双余度稀土永磁无刷电机; 伺服系统; 控制策略; 快速响应

中图分类号: TM921; TM351 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2012)12-0066-08

Control Strategy for Dual-Redundancy Rare Earth Permanent Magnet Brushless Servo System

LUO Zhanqiang^{1,2}, LIANG Deliang¹, DING Wen¹

(1. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 2. Qing'an Group Co. Ltd, Aviation Industry Corporation of China, Xi'an 710077, China)

Abstract: By investigating the control system in dual-redundancy rare earth permanent magnet brushless motor (DRREPMBLM), a mathematic model is established, and a fuzzy control based strategy is adopted to construct an experimental DRREPMBLM rapid response servo system. The results show that the proposed strategy is suitable for 2 × 1.8 kW DRREPMBLM system operation under various conditions of rated operation, step response and frequency response, and makes the DRREPMBLM system get to speed ratio of 1 312.5, angular acceleration response of 15 000 rad/s² and frequency band of 20 Hz.

Keywords: dual-redundancy rare earth permanent magnet brushless motor; servo system; control strategy; rapid response

随着多电、全电飞机技术的发展,机载设备拥有大量伺服运动控制系统,如电力作动系统、电动环境控制系统等,其中典型的使用场合是飞行控制系统中的伺服作动系统所用的机电作动器(EMA)和电动静液作动器(EHA),依据使用场合不同,其功率范围大小不等^[1-5].

伺服作动系统的快速发展得益于电力电子技术、自动控制理论、数字信号处理、微处理器等相关技术的快速发展,使得运动控制技术将逐渐取代液压传动、机械传动和气压传动而广泛应用于航空航天等领域. 运动控制系统主要是由伺服运动控制器和伺服电机以及负载等组成,伺服运动控制系统的主要指标有响应时间、频宽、调速范围等. 为实现系统要求的主要技术指标,伺服运动控制器的构成、控

制方式、控制策略和伺服电机设计、转动惯量、时间常数等都起着至关重要的作用^[2]。然而,公开文献少见关于双余度稀土永磁无刷伺服系统控制方法和控制策略的报道。

本文针对双余度稀土永磁无刷电机系统快速响应性的要求,建立以双 DSP+FPGA 为控制核心的硬件实验平台,提出伺服系统快速响应控制方式和控制策略,设计并完成 $2 \times 1.8 \text{ kW}$ 小惯量双余度稀土钕钴永磁无刷电机及双 Y 三相全桥功率变换器,并验证所提出控制策略的可行性与正确性。

1 双余度稀土永磁无刷电机系统

1.1 双余度稀土永磁无刷电机本体结构

根据双余度稀土永磁无刷电机定子绕组嵌线方式的不同,分析方法也有所差异。集中整距绕组和瓦形磁钢励磁的反电动势为方波或梯形波,分布整距绕组和抛物线磁钢励磁的反电动势为正弦波。本文选用后一种定子绕组嵌线和励磁方式作为研究对象,采用正弦波驱动方式。双余度稀土永磁无刷电机双 Y 三相绕组相对独立,与文献[6]隔槽嵌放两套电枢绕组不同。本文所提出的双余度稀土永磁无刷电机,按照磁极对数嵌放电枢绕组于定子铁心内。此类双余度稀土永磁无刷电机的特点是齿槽转矩小、谐波含量低、余度电枢绕组之间同相位,这样控制简单方便。转子上有两对磁极,采用径向激磁的方式,定子槽内嵌放两套相互独立的电枢绕组,互为备份。位置传感器是双余度和双余度稀土永磁无刷电机共轴,构成双余度,不但能提高系统可靠性,而且还可以降低系统机电时间常数,以更好地满足伺服系统快速响应的要求。双余度稀土永磁无刷电机结构示意图见图 1。

1.2 双余度稀土永磁无刷电机功率变换器

双余度稀土永磁无刷电机运行原理以及与之相适配的功率变换器拓扑结构如图 2 所示。

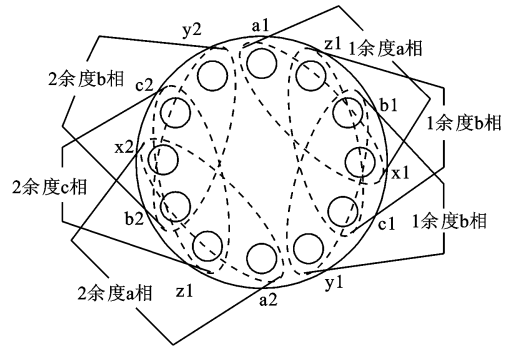


图 1 双余度稀土永磁无刷电机结构示意图

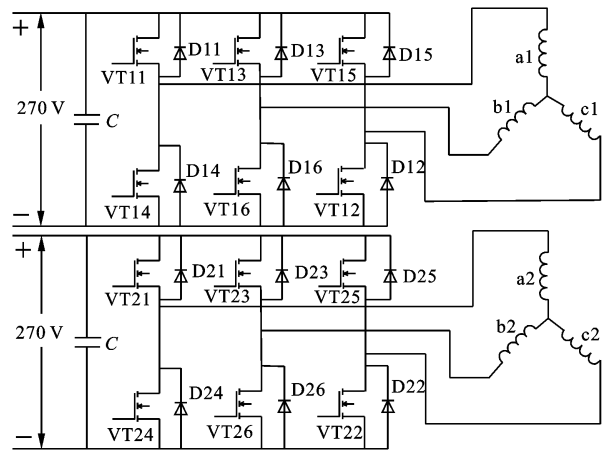


图 2 双余度稀土永磁无刷电机功率变换器拓扑结构

假设磁路未饱和,忽略涡流和磁滞损耗,双 Y 三相电枢绕组完全对称,则双 Y 三相电枢绕组的电压平衡方程可列写为

$$\begin{bmatrix} U_{a1} \\ U_{b1} \\ U_{c1} \\ U_{a2} \\ U_{b2} \\ U_{c2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s i_{a1} \\ R_s i_{b1} \\ R_s i_{c1} \\ R_s i_{a2} \\ R_s i_{b2} \\ R_s i_{c2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} \\ M_{b1a1} & L_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} \\ M_{c1a1} & M_{c1b1} & L_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} \\ M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} \\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & L_{b2b2} & M_{b2c2} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & L_{c2c2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \\ i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{a1} \\ E_{b1} \\ E_{c1} \\ E_{a2} \\ E_{b2} \\ E_{c2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: U_{a1} 、 U_{b1} 、 U_{c1} 为电机 1 定子相电压; U_{a2} 、 U_{b2} 、 U_{c2} 为电机 2 定子相电压; i_{a1} 、 i_{b1} 、 i_{c1} 为电机 1 定子相电流; i_{a2} 、 i_{b2} 、 i_{c2} 为电机 2 定子相电流; R_s 为绕组相电阻; L_{a1a1} 、 L_{b1b1} 、 L_{c1c1} 、 L_{a2a2} 、 L_{b2b2} 、 L_{c2c2} 为相绕组的

自感; M_{a1b1} 、 M_{a1c1} 、 M_{a1a2} 、 M_{a1b2} 、 M_{a1c2} 、 M_{b1a1} 、 M_{b1c1} 、 M_{b1a2} 、 M_{b1b2} 、 M_{b1c2} 、 M_{c1a1} 、 M_{c1b1} 、 M_{c1a2} 、 M_{c1b2} 、 M_{c1c2} 、 M_{a2b1} 、 M_{a2c1} 、 M_{a2a2} 、 M_{a2b2} 、 M_{a2c2} 、 M_{b2a1} 、 M_{b2c1} 、 M_{b2a2} 、 M_{b2b2} 、 M_{b2c2} 、 M_{c2a1} 、 M_{c2b1} 、 M_{c2c1} 、 M_{c2a2} 、 M_{c2b2} 为相与相

绕组互感; E_{a1} 、 E_{b1} 、 E_{c1} 为电机 1 定子相反电势; E_{a2} 、 E_{b2} 、 E_{c2} 为电机 2 定子相反电势。

若双余度稀土永磁无刷电机内的磁共能为 W_m , 根据虚位移法, 电磁转矩 T_e 等于磁共能对转子转角 θ 的偏导数。当各组成部分磁密小于 1.6 T 时, 认为未达到磁饱和, 可以假定为线性条件, 则磁共能等于磁能, 于是电磁转矩的计算公式为

$$T_e = p \left[i_{a1} i_{f1} \frac{\partial M_{a1f1}}{\partial \theta} + i_{b1} i_{f1} \frac{\partial M_{b1f1}}{\partial \theta} + i_{c1} i_{f1} \frac{\partial M_{c1f1}}{\partial \theta} + \right. \\ i_{a2} i_{f1} \frac{\partial M_{a2f1}}{\partial \theta} + i_{b2} i_{f1} \frac{\partial M_{b2f1}}{\partial \theta} + i_{c2} i_{f1} \frac{\partial M_{c2f1}}{\partial \theta} + \\ i_{a1} i_{f2} \frac{\partial M_{a1f2}}{\partial \theta} + i_{b1} i_{f2} \frac{\partial M_{b1f2}}{\partial \theta} + i_{c1} i_{f2} \frac{\partial M_{c1f2}}{\partial \theta} + \\ \left. i_{a2} i_{f2} \frac{\partial M_{a2f2}}{\partial \theta} + i_{b2} i_{f2} \frac{\partial M_{b2f2}}{\partial \theta} + i_{c2} i_{f2} \frac{\partial M_{c2f2}}{\partial \theta} \right] \quad (2)$$

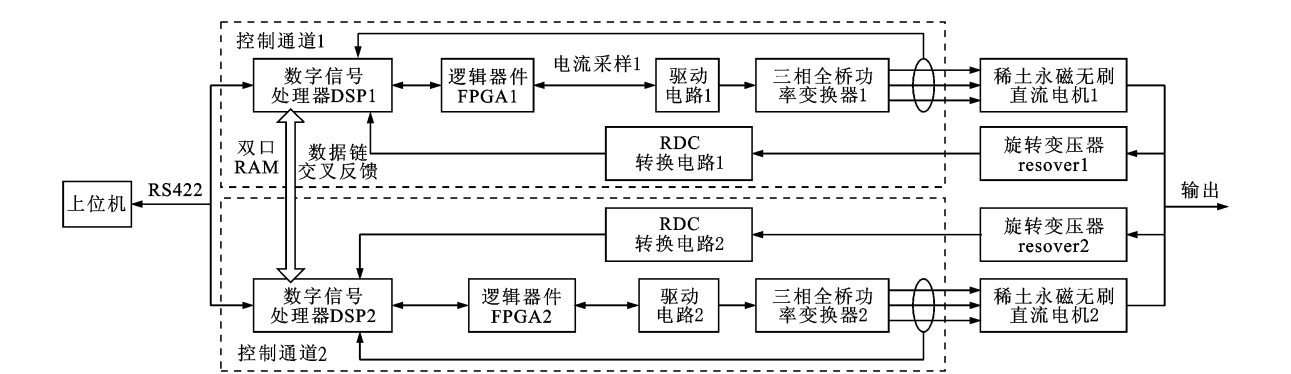


图 3 双余度稀土永磁无刷电机系统组成框图

2 双余度稀土永磁无刷电机运行分析

双余度稀土永磁无刷电机系统根据自控原理可简化为典型二阶系统, 采用典型二阶系统阶跃响应误差曲线来分析系统控制输出, 在此基础上进一步分析确定双余度稀土永磁无刷电机的运行状态。

2.1 典型二阶系统阶跃响应误差分析

典型二阶系统阶跃响应误差曲线如图 4 所示。从响应误差曲线可知不同阶段的特征变量, 见表 1。

表 1 特征变量表

阶段	$e(k)$	$\Delta e(k)$	$e(k)\Delta e(k)$
1	>0	<0	<0
2	<0	<0	>0
3	>0	>0	>0
4	<0	>0	>0
5	>0	<0	<0

令 $e(k)$ 表示 k 时刻的误差, $e(k-1)$ 、 $e(k-2)$ 分

式中: i_{f1} 为 1 余度电机等效励磁电流; i_{f2} 为 2 余度电机等效励磁电流。

1.3 系统组成与工作原理

双余度稀土永磁无刷电机伺服系统组成如图 3 所示, 由上位机、双余度稀土永磁无刷电机、控制与驱动电路和旋转变压器等构成^[7]。上位机向伺服系统发送速度指令, 速度给定指令 P_1 与反馈速度 P'_1 比较得到速度误差 e , 经过控制方式和策略的抉择, 控制双余度稀土永磁无刷电机运行于正向/反向电动状态、反接制动状态(电磁制动状态)、发电制动状态、能耗制动状态(惯性制动状态)和涡流制动状态中的任意一种运行状态, 按照系统需求通过双余度稀土永磁无刷电机实现电能到机械能的转换, 输出可控的速度和电磁转矩。

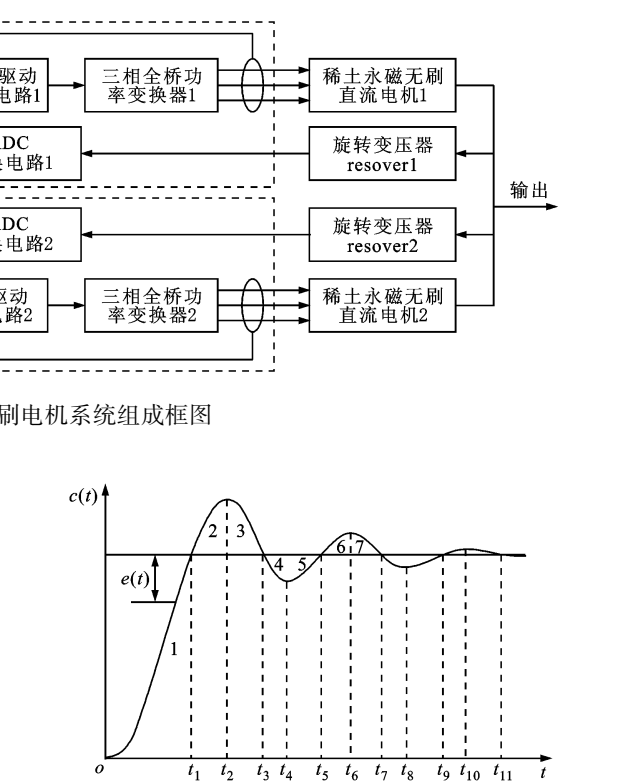


图 4 二阶系统阶跃响应误差曲线

别表示 $k-1$ 和 $k-2$ 时刻的误差, 令 $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$, $\Delta e(k-1) = e(k-1) - e(k-2)$, 根据输出误差不同阶段特征变量不同, 分别按照下述 6 种方式计算输出控制律。

(1) 当 $|e(k)| > e_a$ 时, 控制器的输出实施开环控制。

(2) 当 $e(k)\Delta e(k) > 0$ 且 $|e(k)| > e_b$ 时, 控制器输出为 $u(k) = u(k-1) + k_1 \{ K_p [e(k) - e(k-1)] +$

$K_i e(k) + K_d [\Delta e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)]\}$.

(3) 当 $e(k)\Delta e(k) > 0$ 且 $|e(k)| < e_b$ 时, 控制器输出为 $u(k) = u(k-1) + K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i e(k) + K_d [\Delta e(k) - 2e(k-1) + e(k-2)]$.

(4) 当 $e(k)\Delta e(k) < 0$ 、且 $\Delta e(k)\Delta e(k-1) > 0$ 或者 $e(k) = 0$ 时, 控制器输出保持不变.

(5) 当 $e(k)\Delta e(k) < 0$ 、 $\Delta e(k)\Delta e(k-1) < 0$ 且 $|e(k)| \geq e_b$ 时, 控制器输出为 $u(k) = u(k-1) + k_1 K_p e_1(k)$.

(6) 当 $e(k)\Delta e(k) < 0$ 、 $\Delta e(k)\Delta e(k-1) < 0$ 且 $|e(k)| < e_b$ 时, 控制器输出为 $u(k) = u(k-1) + k_2 K_p e_1(k)$.

以上各式中: $e_1(k)$ 为误差 e 的第 k 个值; $u(k)$ 为第 k 次控制器的输出; $u(k-1)$ 为第 $k-1$ 次控制器的输出; k_1 为增益放大系数, $k_1 > 1$; k_2 为抑制系数, $0 < k_2 < 1$; K_p 为比例系数; K_i 为积分系数; K_d 为微分系数; e_a 、 e_b 为设定的误差界限, $e_a > e_b$; k 为控制周期序号.

图 4 中, 1、3、5、7 区域误差朝绝对值减少方向变化, 可保持等待, 相当于实施开环控制; 2、4、6 区域误差朝绝对值增大方向变化, 可根据误差大小分别实施较强或一般控制, 以抑制动态误差.

2.2 PID 控制算法

控制输出 $u = K_p \Delta e(k) + K_i e(k) + K_d [\Delta e(k) - \Delta e(k-1)]$. 当转速 $v_f \geq 0$ 且 $e > 0$, 则 $u > 0$, 双余度稀土永磁无刷电机工作于电动状态或发电状态. 采取可靠的限流措施, 使电动状态输出正向动力, 反接状态输出反向动力, 发电状态输出阻尼力. 此算法中设系统的最小速度为 $v_{\min} > 0$.

根据控制器计算输出 u 可以确定双余度稀土永磁无刷电机的运行状态, 如图 5 所示.

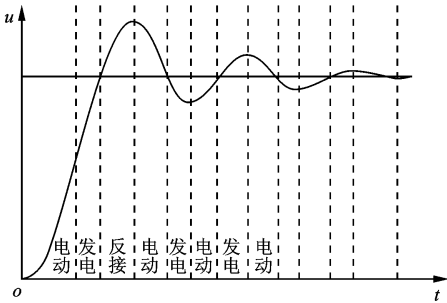


图 5 双余度稀土永磁无刷电机系统运行状态图

当负载一定时, 通过转速 v_f 估算刹车距离 d_1 , d_1 应当正比于 v_f , 符号相同.

(1) 当 $d_1 > d_{1\min}$ 时, 表明双余度稀土永磁无刷电机正向运动.

a) 若 $e > d_1$, 可按 e 相同的极性输出最大占空比, 并采取限流, 电机工作于电动状态.

b) 若 $0 < e < d_1$, 使用 PID 算法, 电机工作于电动和发电状态.

c) 若 $e < 0$, 可按 e 同极性输出最大占空比, 电机工作于反接制动状态.

(2) 当 $d_1 < -d_{1\min}$ 时, 表明双余度稀土永磁无刷电机负向运动.

a) 若 $e < d_1$, 可按 e 相同的极性输出最大占空比, 并采取限流, 电机工作于电动状态.

b) 若 $0 > e > d_1$, 使用 PID 算法, 电机工作于电动和发电状态.

c) 若 $e > 0$, 可按 e 同极性输出最大占空比, 电机工作于反接制动状态.

(3) 当 $|d_1| \leq d_{1\min}$ 时, 表明双余度稀土永磁无刷电机静止.

a) 若 $|e| > d_{1\min}$, 可按 e 相同的极性输出最大占空比, 并采取限流, 使电机工作于电动状态/反接制动.

b) 若 $|e| \leq d_{1\min}$, 使用 PID 算法, 电机工作于电动和发电状态.

2.3 双余度稀土永磁无刷电机运行状态分析

双余度稀土永磁无刷电机的供电电压受控于占空比 D , $-1 \leq D \leq 1$. 由当前速度 v_f 、当前负载及系统的极限参数 (如最大电流等) 可确定安全的刹车距离 d , 当位置误差 $e > d$ 时加速, 否则减速. 对于某一速度 v_{fk} , 有一占空比 D_f 与之对应 (与负载有关).

(1) 若 $v_{ff} > 0$, 则 $D_f > 0$, 有如下情况成立:

a) 当输出 $D \geq D_f$ 时, 工作于电动状态;

b) 当输出 $0 < D < D_f$ 时, 工作于发电状态;

c) 当输出 $-1 < D < 0$ 时, 工作于反接制动;

d) 当关闭全部功率开关时, 工作于惯性状态;

e) 当只开上三管或下三管时, 工作于能耗制动状态.

(2) 若 $v_{ff} < 0$, 则 $D_f < 0$, 有如下情况成立:

a) 当输出 $D \leq D_f$ 时, 工作于电动状态;

b) 当输出 $0 > D > D_f$ 时, 工作于发电状态;

c) 当输出 $1 > D > 0$ 时, 工作于反接制动;

d) 当关闭全部功率开关时, 工作于惯性状态;

e) 当只开上三管或下三管时, 工作于能耗制动状态.

3 双余度伺服系统控制方式和策略

3.1 控制器的主要组成

控制器采用电气双余度配置,每个控制通道均接收上位机指令,双余度控制器每个控制通道分别完成对应通道的伺服控制,两个控制通道之间进行数据链交叉反馈(CDDL),以实现双控制通道间的均衡控制.为突出研究重点,假定控制通道之间的力纷争在可接受范围之内,则本文主要阐述双余度稀土永磁无刷电机的控制方式和控制策略.

如图3所示,DSP实现数据处理、控制方式的选择和控制策略的推理,并完成与上位机的实时通信,与此同时还负责系统保护和报警处理等功能.FPGA实现逻辑电路功能,负责对双余度稀土永磁无刷电机的位置或速度信号进行相应的处理并发送给DSP,对来自DSP的双Y三相绕组电流控制限和来自电机的双三相位置信号进行逻辑合成,并产生开关管的驱动控制信号.

3.2 控制方式的选择

为描述简洁,定义上位机的给定指令速度为 N_s ,实际转速为 N_r ,转速误差为 $e = N_s - N_r$.双余度稀土永磁无刷电机处于正向旋转状态时, $e > 0$,则欠速,若 $e < 0$,则过速;在双余度稀土永磁无刷电机处于反向旋转状态时, $e > 0$,则过速,若 $e < 0$,则欠速.为便于量化控制,设定3挡转速误差限 $e_a > e_b > e_c > 0$ 和两挡转速限 $N_2 > N_1 > 0$.在实际控制过程中,指令转速根据外界需求可以突变,而双余度稀土永磁无刷电机由于自身惯性使得实际转速无法突变,是通过DSP和FPGA接收到的指令,并结合当前误差,控制双余度稀土永磁无刷电机处于不同运行状态.

3.3 控制策略的选择

控制策略按误差较大和较小来完成控制方式的选择:当跟随误差较小时,采用自适应神经元PID控制以适应系统各种参数的时变(如绕组电阻、功率开关压降等);当跟随误差较大时,采用模糊控制以提高系统的响应速度,此时利用功率器件所能通过的最大电流进行限流斩波,以提供系统最大的驱动转矩.

由于指令转速 N_s 可能突变而实际转速不能突变,可以产生以下控制状态.

(1)正转全加速:当 $N_s > 0, N_r > 0$ 且 $e > 0, |e| > e_a$ 时,双余度稀土永磁无刷电机工作于正向电动运行状态,控制方式为模糊限流斩波控制.

(2)反转全加速:当 $N_s < 0, N_r < 0$ 且 $e < 0, |e| > e_a$ 时,双余度稀土永磁无刷电机工作于反向电动运行状态,控制方式同正转全加速.

(3)正转加速:当 $N_s > 0, N_r > 0$ 且 $e > 0, e_a > |e| > e_b$ 时,双余度稀土永磁无刷电机工作于正向电动运行状态,控制方式为模糊pwm斩波控制.

(4)反转加速:当 $N_s < 0, N_r < 0$ 且 $e < 0, e_a > |e| > e_b$ 时,双余度稀土永磁无刷电机工作于反向电动运行状态,控制方式同正转加速.

(5)正转小加速:当 $N_s > 0, N_r > 0$ 且 $e > 0, e_b > |e| > e_c$ 时,双余度稀土永磁无刷电机工作于正向电动运行状态,控制方式为无积分神经元PIDpwm斩波控制.

(6)反转小加速:当 $N_s < 0, N_r < 0$ 且 $e < 0, e_b > |e| > e_c$ 时,双余度稀土永磁无刷电机工作于反向电动运行状态,控制方式同正转小加速.

(7)正转小减速:当 $N_s > 0, N_r > 0$ 且 $e < 0, |e| < e_c$ 时,双余度稀土永磁无刷电机工作于正向电动运行状态,控制方式为带积分神经元PIDpwm斩波控制.

(8)反转小减速:当 $N_s < 0, N_r < 0$ 且 $e < 0, |e| < e_c$ 时,双余度稀土永磁无刷电机工作于反向电动运行状态,控制方式同正转小减速.

(9)正转自然减速:当 $N_s > 0, N_r > 0$ 且 $e < 0, e_c > |e| > 0$ 时,双余度稀土永磁无刷电机工作于能耗制动运行状态,关断功率变换器的开关管.

(10)反转自然减速:当 $N_s < 0, N_r < 0$ 且 $e > 0, e_c > |e| > 0$ 时,双余度稀土永磁无刷电机工作于能耗制动运行状态,所有开关管关断,类似于正转自然减速.

(11)正转减速:当 $N_s > 0, N_r > 0$ 且 $e < 0, e_b > |e| > e_c$ 时,双余度稀土永磁无刷电机工作于涡流制动运行状态,控制方式为无积分神经元PIDpwm斩波控制.

(12)反转减速:当 $N_s < 0, N_r < 0$ 且 $e > 0, e_b > |e| > e_c$ 时,双余度稀土永磁无刷电机工作于涡流制动运行状态,控制方式为无积分神经元PIDpwm斩波控制.

(13)正转快速减速:当 $N_s > 0, N_r > 0$ 且 $e < 0, e_a > |e| > e_b$ 时,双余度稀土永磁无刷电机工作于涡流制动运行状态,控制方式为模糊pwm斩波控制.

(14)反转快速减速:当 $N_s < 0, N_r < 0$ 且 $e > 0, e_a > |e| > e_b$ 时,双余度稀土永磁无刷电机工作于涡流制动运行状态,控制方式为模糊pwm斩波控制.

(15)正转反向减速:当 $N_s<0$ 、 $N_r>0$ 且 $|N_r|>N_1$ 时,双余度稀土永磁无刷电机工作于发电运行状态,若 $|N_r|>N_1$,则为模糊限流斩波控制;若 $N_2>|N_r|>N_1$,则为模糊 pwm 斩波控制。

(16)反转正向减速:当 $N_s>0$ 、 $N_r<0$ 且 $|N_r|>N_1$ 时,双余度稀土永磁无刷电机工作于发电运行状态,类似于正转反向减速。

(17)正转反向强制减速:当 $N_s<0$ 、 $N_r>0$ 且 $|N_r|<N_1$ 时,双余度稀土永磁无刷电机工作于反接制动运行状态,若 $|e|>e_a$,则为模糊限流斩波控制;若 $e_a>|e|>e_b$,则为模糊 pwm 斩波控制。

(18)反转正向强制减速:当 $N_s>0$ 、 $N_r<0$ 且 $|N_r|<N_1$ 时,双余度稀土永磁无刷电机工作于反接制动状态,类似于正转反向强制减速。

3.4 双余度电机系统控制策略的转换

通过软件开关 SS 来实现模糊 PID 控制和神经元 PID 控制之间的切换,切换条件的是以系统实际运行时的指标为依据。当系统误差为 η 时,切换两种控制规律,切换条件存储在控制器中,当程序运行时不断监视系统输出特性并在线协调。 H 取给定值的 2%,可确保控制规律的连续性。转换模态见图 6^[8]。

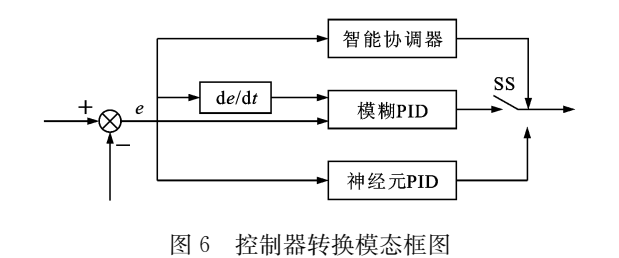


图 6 控制器转换模式框图

在线自整定模糊 PID 控制以误差 e 和误差的变化率 e_c 作为输入,可以根据不同时刻的 e 和 e_c 对 PID 参数进行自整定。利用模糊控制规则在线对 PID 参数进行修改,如图 7 所示^[9-11]。

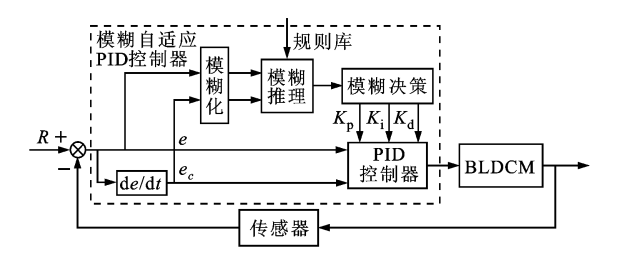


图 7 自适应模糊 PID 控制器结构图

由模糊控制规则可以得出以下 49 条模糊控制规则(为表示方便,规则中将 5 个变量分别表示为 e 、 e_c 、 K_p 、 K_i 、 K_d ,但都表示整定值。另外,NB 表示负大偏差,NM 表示负中偏差,NS 表示负小偏差,Z 表

示近于零偏差,PS 表示正小偏差,PM 表示正中偏差,PB 表示正大偏差)。

(1)If (e is NB) and (e_c is NB) then (K_p is PB) (K_i is NB) (K_d is PS);

(2) If (e is NB) and (e_c is NM) then (K_p is PB) (K_i is NB) (K_d is NS);

⋮

(48) If (e is PB) and (e_c is PM) then(K_p is NB) (K_i is PB) (K_d is PS);

(49) If (e is PB) and (e_c is PB) then(K_p is NB) (K_i is PB) (K_d is PB)。

运用同样的方法,可以得到 K_i 、 K_d 模糊控制规则表,通过解模糊计算得到控制器的输出。 K_p 模糊控制规则如表 2 所示。

表 2 K_p 模糊控制规则表

e	不同 e_c 下对应的 K_p						
	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	PB	PB	PM	PM	PS	Z	Z
NM	PB	PB	PM	PS	PS	Z	NS
NS	PM	PM	PM	PS	Z	NS	NS
Z	PM	PM	PS	Z	NS	NM	NM
PS	PS	PS	Z	NS	NS	NM	NM
PM	PS	Z	NS	NM	NM	NM	NB
PB	Z	Z	NM	NM	NM	NB	NB

4 样机与实验结果

4.1 基本参数

(1)双余度稀土永磁无刷电机基本参数:额定电压为 270 V,额定转速为 9 400 r/min,双余额定功率和峰值功率分别为 3.6 kW 和 8 kW,单余额定功率和峰值功率分别为 1.8 kW 和 4 kW。在双余度稀土永磁无刷电机实物如图 8 所示。



图 8 双余度稀土永磁无刷电机样机

(2)控制参数:控制器采用浮点 DSP,电流环控

制周期为 $50\ \mu\text{s}$, 速度环控制周期为 $150\ \mu\text{s}$, 斩波频率为 $20\ \text{kHz}$. 控制器实物如图 9 所示.

4.2 双余度稀土永磁无刷电机额定运行实验

在控制器的直流母线端施加直流电压 $270\ \text{V}$, 在双余度同时工作的情况下, 通过上位机向控制器发送额定转速指令, 分别在 $0.57\ \text{s}$ 加额定转矩和在 $0.65\ \text{s}$ 加 2 倍额定转矩, 实测转速如图 10 所示.

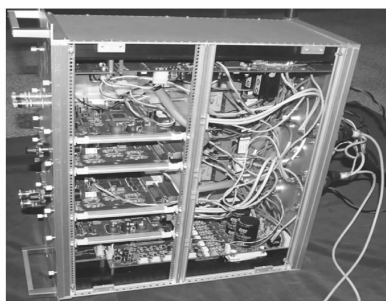


图 9 双余度控制器

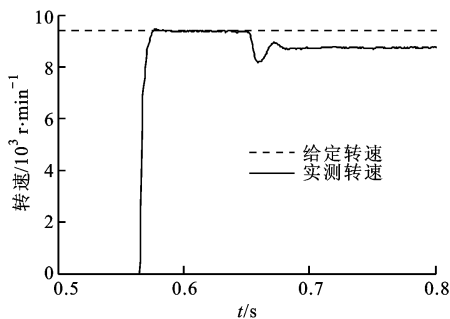


图 10 双余度稀土永磁无刷电机额定转速特性曲线

4.3 双余度稀土永磁无刷电机阶跃响应实验

在控制器的直流母线端施加直流电压 $270\ \text{V}$, 双余度稀土永磁无刷电机空载运行或带惯性载荷, 通过上位机向控制器发送阶跃转速指令, 实测转速如图 11 所示. 从图 11 中可以看出, 转速响应时间小于 $0.06\ \text{s}$, 满足要求. 阶跃响应实测波形表明控制策略和控制方法的有效性.

4.4 双余度稀土永磁无刷电机频率响应实验

在控制器的直流母线端施加直流电压 $270\ \text{V}$, 双余度稀土永磁无刷电机空载运行或带惯性载荷, 通过上位机向控制器发送正弦转速指令, 实测转速频率响应曲线如图 12 所示. 从图 12 可以看出, 在给定转速为 $300\ \text{r/min}$ 、频率为 $20\ \text{Hz}$ 时, 幅值有超调, 但是相位滞后已经趋于 45° , 满足要求.

4.5 实验结果分析

从双余度稀土永磁无刷电机额定运行实验、阶跃响应实验及频率响应实验可以看出, 本文所采用

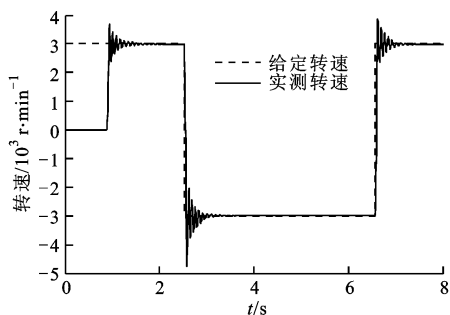


图 11 双余度稀土永磁无刷电机阶跃响应曲线

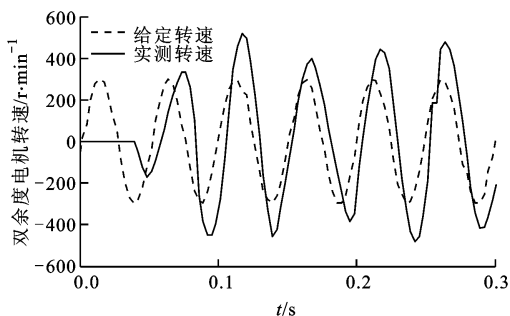


图 12 双余度稀土永磁无刷电机频率响应曲线

的控制方法和控制策略的先进性体现在双余度稀土永磁无刷电机技术指标中调速范围宽、响应时间短、频带宽. 调速范围为 $8\sim 10\ 500\ \text{r/min}$, 调速比达到 $1\ 312.5$; 响应时间体现在瞬间角加速度达到 $15\ 000\ \text{rad/s}^2$; 频带宽表现在输入幅值约 3% 、 $20\ \text{Hz}$ 的指令, 同时考核幅值衰减和相位滞后的要求, 并实时检测电流冲击大小, 以实时有效保护功率开关管, 提高功率变换器(逆变器)的可靠性.

5 结 论

在双余度稀土永磁无刷电机结构及相应功率变换器拓扑结构的基础上, 建立了双余度稀土永磁无刷电机的电压平衡方程以及电磁转矩方程, 构建了控制系统的组成框图. 采用典型二阶系统阶跃响应误差曲线, 分析了双余度稀土永磁无刷电机的运行状态, 提出了双余度稀土永磁无刷伺服系统快速响应的控制方式和控制策略. 通过构造基于 DSP+FP GA 为核心的硬件数字控制器平台, 对双余度稀土永磁无刷电机系统的速度误差进行细分, 确定控制双余度稀土永磁无刷电机的最佳运动状态. 仿真与实验结果表明, 所提出的控制方式与控制策略在双余度稀土永磁无刷电机的工作范围内具有很好的适应性, 并能满足系统在额定运行、阶跃响应和频率响应等不同工况下运行的复杂控制问题. 同时, 该方法

适用于其他多余度电机的控制,为工程设计和调试提供了理论和实验依据.

参考文献:

- [1] COCHOY O, HANKE S, CARL U B. Concepts for position and load control for hybrid actuation in primary flight controls[J]. Aerospace Science and Technology, 2007,11 (2/3): 194-201.
- [2] COCHOY O, CARL U B, THIELECKE F. Integration and control of electromechanical and electrohydraulic actuators in a hybrid primary flight control architecture[C]//International Conference on Recent Advances in Aerospace Actuation System and Components. Toulouse, France:[s. n.], 2007: 1-8.
- [3] 芦刚,李声晋. 快响应稀土永磁伺服系统的控制策略[J]. 电气传动,2004,34(1):29-32.
LU Gang, LI Shengjin. Research on control strategy of rapid response REPM servo system[J]. Electric Drive, 2004,34(1):29-32.
- [4] JOEL R S. F218 systems research aircraft facility[R]. Washington,USA: NASA,1992.
- [5] STEPHEN C J. Flight test experience with an electro-mechanical actuator on the F218 systems research aircraft[R]. Washington,USA: NASA, 1998.
- [6] 高景德. 交流电机及其系统的分析 [M]. 2 版. 北京:清华大学出版社,2005:214-304.
- [7] ROMERAL L. Electrical monitoring for fault detection in an EMA[J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 2010,25:4-9.
- [8] LI Yan. Research on electro-mechanical actuator system based on discrete-time variable structure control [C]//2010 Second WRI Global Congress on Intelligent Systems. Nanjing, China: Nanjing University, 2010: 16-19.
- [9] LÜ Yong-jian. Adaptive back-stepping control based on recurrent neural network for BLDCM EMA[C]//IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2009:1938-1943.
- [10] 李士勇. 模糊控制、神经控制和智能控制论[M]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,1996:23-108.
- [11] 陶永华. 新型 PID 控制及其应用 [M]. 第 2 版. 北京:机械工业出版社,2002:101-197.

(编辑 杜秀杰)