

自动化学院

032 系

序号	姓名	职称	单位	论文题目	刊物会议名称	年卷期	类别
1	周波 相蓉 王川云 孟小利	正高 硕士 硕士 讲师	032 032 032 032	电磁式双凸极电机电磁特性的理论分析	《航空学报》	2003, 24, 04	
2	杨振浩 周波	硕士 正高	032 032	电励磁双凸极电机调速系统的分析和实现	《南京航空航天大学学报》	2003, 35, 02	
3	相蓉 周波	硕士 正高	032 032	永磁双凸极电机绕组互感对电流特性影响的分析与仿真	《南京航空航天大学学报》	2003, 35, 02	
4	相蓉 周波	硕士 正高	032 032	基于SIMULINK/PSB的电励磁双凸极电机系统的仿真与建模	《电机与控制学报》	2003, 7, 02	
5	任立立 周波 相蓉	硕士 正高 硕士	032 032 032	电励磁双凸极电机的非线性电感建模	《南京航空航天大学学报》	2003, 35, 06	
6	曹啡 相蓉 周波	硕士 硕士 正高	032 032 032	基于DSP的新型双凸极电机的控制原理与实现	《南京航空航天大学学报》	2003, 35, 04	
7	邢岩 严仰光	教授 教授	032 032	一种实现瞬时均流的UPS冗余并联新方法	清华大学学报	2003, 43, 3	
8	邢岩 黄立培	教授 教授	032 清华	A Combined Front End DC/DC Converter	APEC3003 (会议)	2003年	
9	邢岩 黄立培	教授 教授	032 清华	Redundant Parallel Control for Current Regulated Inverters with Instantaneous Current Sharing	PESC2003 (会议)	2003年	
10	方宇 邢岩 赵修科	硕士 正高 正高	032 032 032	一种基于有源钳位SEPIC拓扑的航空电子变换器	电工技术学报	2003, 18, 3	
11	方宇 谢勇 邢岩	硕士 副高 正高	032 扬大 032	一种新颖的Buck-Boost变换器	电力电子技术	2003, 37, 2	
12	方宇 谢勇 邢岩	硕士 副高 正高	032 扬大 032	TOPSwitch简介及其在功率因数校正中的应用	电力电子技术	2002, 36, 3	
13	向建玲 邢岩	硕士 教授	032 032	逆变电源中数字电压调节器的一种实现方法	南京航空航天大学学报	2003, 35, 6	
14	吴渭 邢岩	硕士 教授	032 032	基于DSP的UPS输出电压锁相设计	电工技术杂志	2003, /, 4	
15	王勤 梅劲松	副高 助研	032 035	基于Intwl80C196控制的智能金属探测仪	江南大学学报	2003, 2, 01	
16	陈宝林 刘建宏 顾毅康 胡育文	讲师 中级 硕 士 正高	032 032 032 032	同步电机双功能系统单相交流励磁的研究	南京航空航天大学学报	2003, 35, 6	
17	陈宝林 何礼高	讲师 高工	032 032	变频调速在恒压供油控制系统中的应用	电气传动自动化	2003, 25, 6	
18	陈道炼 张友军	正高 硕士	032 032	单极性移相控制高频脉冲交流环节逆变器研究	中国电机工程学报	2003, 23, 04	

19	陈道炼 李磊 张海涛 潘海朗	正高 博士 硕士 硕士	032 032 032 032	单极性移相控制电源高频交流 环节AC/AC变换器研究	中国电机工程学报	2003, 23, 11	
20	陈道炼 尹春	正高 硕士	032 032	高频交流环节变频变换系统基 准正弦电路研究	中国电机工程学报	2003, 23, 02	
21	李磊 陈道炼 胡育文	博士 正高 正高	032 032 032	与电网电压同步的基准正弦电 路设计与实现	南京航空航天大学 学报	2003, 35, 1	
22	李磊 陈道炼	博士 正高	032 032	Novel forward mode AC/AC Converters with high frequency link	Journal of Southeast University	2003, 19, 3	
23	陈道炼 李磊	正高 博士	032 032	Bi-polarity phase-shifted controlled voltage mode AC/AC converters with high frequency ac link	在2003年IEEE会议 上交流	2003年	
24	张卓然 杨善水 陈志辉	硕士 副高 副高	032 032 032	交流发电机电压调节器负载电 流限制电路研究	南航学报	2003, 35, 02	
25	顾春雷 胡育文	博士 正高	032 032	低压无功柔性补偿的功率因数 检测	电工技术杂志	2003, /, 01	
26	丁志刚 胡育文	硕士 正高	032 032	ZVS DC/DC 全桥变换器的研究	电力电子技术	2003, 37, 3	
27	胡育文 丁志刚 游志青	正高 硕士 硕士	032 032 032	变压器副边电流箝位DC/DC ZVS 全桥变换器	中国电机工程学报	2003, 23, 12	
28	胡育文 田淳 游志青 汤立新 M. F. Ra -hman	正高 博士 硕士 博士 教授	032 032 032 国外 外国	Direct Torque Control System and Sensorless Technique of Permanent Magnet Synchronous Motor	航空学报 (英文 版)	2003, 16, 02	
29	葛红娟 王道波	副高 正高	032 035	自适应模型跟踪控制在飞行仿 真伺服系统中的应用	中国空间科学技术	2003, 23, 05	
30	邓智泉 王晓琳 张宏荃 李 冰 何礼高 严仰光	正高 博士 博 士 博士 副高 正高	032 032 032 032 032 032	无轴承异步电机的转子 磁场定向控制	中国电机工程学报	2003, 23, 03	
31	邓智泉 王晓琳 张宏荃 李 冰 何礼高 严仰光	正高 博士 博 士 博士 副高 正高	032 032 032 032 032 032	无轴承异步电机悬浮子系统 独立控制的研究	中国电机工程学报	2003, 23, 9	

32	李冰 邓智泉 严仰光	博士 正高 正高	032 032 032	一种新颖的永磁偏置 三自由度电磁轴承	南京航空航天大学 学报	2003, 35, 1	
33	王晓琳 邓智泉 张宏荃 严仰光	博士 正高 博士 正高	032 032 032 032	无轴承电机控制系统 实验平台设计	数据采集 与处理	2003, 18, 1	
34	王晓琳 邓智泉 张宏荃 严仰光	博士 正高 博士 正高	032 032 032 032	无轴承异步电机研究与实现	航空学报	2003, 24, 3	
35	李冰 邓智泉 严仰光	博士 正高 正高	032 032 032	磁轴承三态开关功率放大器 的电流模式控制	电力电子技术	2003, 37, 4	
36	李冰 邓智泉 严仰光	博士 正高 正高	032 032 032	无轴承异步电机的最大 径向力有限元分析	中小型电机	2003, 30, 3	
37	陈荣 王晓琳 邓智泉	博士 博士 正高	032 032 032	零漂对逆变器的影响及其抑制	电力电子技术	2003, 37, 4	
38	仇志坚 何礼高 邓智泉	博士 副高 正高	032 032 032	一种基于第四代IPM的集成化小 功率逆变器设计	机床电器	2003, 30, 3	
39	赵雪山 李冰 邓智泉	硕士 博士 正高	032 032 032	永磁偏置径向轴向磁轴承的H ∞ 控制研究	机电设备	2003, /, 5	
40	阮新波 危建 薛雅丽	正高 硕士 博士	032 032 032	Three-Level Converters with the Input and Output Sharing the Ground	在2003年IEEE会议 上交流	2003年	
41	梁小国 危建 阮新波	硕士 硕士 正高	032 032 032	An Interleaved Three-Level Forward Converter-Suitable For the Application of Voltage Regulator Module (VRM) *	在2003年IEEE会议 上交流	2003年	
42	周林泉 阮新波	博士 教授	032 032	A Zero-Current and Zero-Voltage- Switching PWM Boost Full-Bridge Converter	在2003年IEEE会议 上交流	2003年	
43	阮新波 李斌	正高 硕士	032 032	零电压零电流开关PWM复合式 全桥三电平变换器	中国电机工程学报	2003, 23, 4	
44	阮新波 李斌 陈乾宏	正高 硕士 讲师	032 032 032	一种适用于高压大功率变换器 的三电平直流变换器	中国电机工程学报	2003, 23, 5	
45	李冬 阮新波	博士 教授	032 032	一种复合型单开关功率因数 校正预调节器	中国电机工程学报	2003, 23, 8	
46	阮新波 危健 薛雅丽	正高 硕士 硕士	032 032 032	非隔离三电平变换器中分压 电容均压的一种方法	中国电机工程学报	2003, 23, 10	

47	阮新波 危健 薛雅丽	正高 硕士 硕士	032 032 032	输入输出共地的三电平变换器	中国电机工程学报	2003, 23, 11	
48	周林泉 阮新波	博士 教授	032 032	一种新颖的 ZCZVS PWM Boost 全桥变换器	中国电机工程学报	2003, 23, 11	
49	马运东 阮新波 周林泉 严仰光	博士 教授 博士 教授	032 032 032 032	全桥三电平直流变换器的最 佳开关方式	中国电机工程学报	2003, 23, 12	
50	薛雅丽 李斌 阮新波	博士 教授 教授	032 032 032	Buck 三电平变换器	电工技术学报	2003, 18, 3	
51	周林泉 阮新波	博士 教授	032 032	Soft-switching PWM boost full-bridge converter	Journal of Southeast University	2003, 19, 3	
52	王建冈 阮新波 陈乾宏	博士 教授 讲师	032 032 032	Design considerations for the improved current-doubler-rectifier ZVS PWM full-bridge converter	Journal of Southeast University	2003, 19, 3	
53	周林泉 阮新波	博士 教授	032 032	Zero-Current and Zero-voltage Switching pwm Boost Full-Bridge Converter	Transactions of Nanjing UniversityOf Aeronautics &Astronautics	2003, 20, 1	
54	马运东 阮新波 严仰光	博士 教授 教授	032 032 032	ZVS 全桥三电平直流变换器	南京航空航天大学 学报	2003, 35, 2	
55	梁小国 危建 路侃 阮新波	硕士 硕士 教授	032 032 032	48V 输入电压调节模块的现状 及未来	电力电子技术	2003, 37, 2	
56	马运东 阮新波 严仰光	博士 教授 教授	032 032 032	全桥三电平直流变换器的 控制方式与设计	电力电子技术	2003, 37, 4	
57	马运东 薛雅丽 阮新波 严仰光	博士 博士 教授 教授	032 032 032 032	单管直流变换器三电平拓扑 的交错开关方式	电力电子技术	2003, 37, 4	
58	曲民兴 居美华 孟小利	正高 工程师 讲师	032 032 032	油/水井管和套管远场涡流 检测探头的研制	无损检测	2003, 25, 2	
59	何礼高 邓智泉	副高 教授	032 032	功率电子模块的构成及封装 技术 的发展	电力电子技术	2003, 37, 2	
60	刘海春	助教	032	提高本科生毕业设计质量的几 点设想	南航学报(社科版)	2003, 23, 5	

61	谢少军 张勇	副教授	032	28V 输入 20kVA 三相静止变流器的动态特性研究	电力电子技术	2003, 37, 1	
62	谢少军 陈勇	副教授	032	一种通用型航空蓄电池充电器研制	南京航空航天大学学报	2003, 35, 1	
63	谢少军	副教授	032	阶梯波合成逆变器的单脉宽调制调压技术研究	中国电机工程学报	2003, 23, 5	
64	谢少军	副教授	032	一种新型航空静止变流器的研究	航空学报	2003, 24, 6	
65	谢少军	副教授	032	提高研究型大学研究生生源质量的几点思考	南京航空航天大学学报(社科)	2003, 5, 增刊	
66	谢少军	副教授	032	电气工程及其自动化专业综合性课程设计的设置	电气电子教学学报	2003, 25, 6	
67	孟岳勇 谢少军	硕士	032	基于 DSP 的异步风力发电机组软并网控制器的设计	电气开关	2003, 41, 6	
68	陈实 谢少军	硕士	032	基于 DSP 的简单、经济、实用的无功补偿器的设计	电力电容器	2003, 28, 2	
69	陈勇 谢少军	硕士	032	基于 DSP 的脉宽调制阶梯波逆变器数字控制方案研究	电工技术杂志	2003, 增刊	
70	陈东华 谢少军	硕士	032	采用固定开关频率电流跟踪技术的三相逆变器的研究	电工技术杂志	2003, 增刊	
71	闵峰 谢少军	硕士 副高	032 032	采用移相调压技术的最优 PWM 控制逆变器研究	电工技术杂志	2003, 增刊	
72	刘佳 穆新华 杨志勇	硕士 副教授 硕士	032 032 032	全桥变换器中寄生参数对传导干扰的影响	南京航空航天大学学报	2003, 35, 02	
73	陈良亮 肖岚 胡文斌 严仰光	博士 副高 博士 教授	032 032 032 032	Application of Coupled Instructions in Parallel Inverter System	The Sixth international conference on electrical machines and systems	2003	
74	陈良亮 肖岚 严仰光	博士 副高 教授	032 032 032	A Novel Parallel Inverter System Based on Coupled Inductors	IEEE INTELEC' 03	2003	
75	陈良亮 胡文斌 肖岚 严仰光	博士 博士 副高 教授	032 032 032 032	逆变器输出电压中直流分量检测与数字调节方法	数据采集与处理	2003, 18, 1	

76	陈良亮 肖岚 胡文斌 严仰光	博士 副教授 博士 教授	032 032 032 032	逆变器输出电压直流分量产生原因与抑制方法	电力电子技术	2003, 37, 5	
77	周平森 王慧贞	硕士 副高	032 032	一种双管正激变换器的初级箝位电路	电力电子技术	2003, 37, 5	
78	秦海鸿 朱军卫 王慧贞 严仰光	博士 硕士 副高 教授	032 032 032 032	一种新颖的单绕组自驱动同步整流方案的研究	电工电能新技术	2003, 22, 2	
79	朱军卫 龚春英 孙林	硕士 副高 硕士	032 032 032	半桥逆变器电容不均压问题的分析与研究	第五届全国电源技术年会	2003	
80	张方华 朱成花 王慧贞 严仰光	博士 博士 副高 教授	032 032 032 032	双向 DC-DC 变换器电路拓扑的分析与评价	电源技术学报	2003, 1, 4	
81	张方华 王慧贞 严仰光	博士 副高 教授	032 032 032	正激推挽电路的 ZCS 方案	电力电子技术	2003, 37, 2	
82	张方华 王慧贞 严仰光	博士 副高 教授	032 032 032	ZCT Scheme of Push-pull Forward converter	Journal of Southeast University	2002, 18, 4	
83	戴卫力 王慧贞	硕士 副高 高	032 032	UCC 27321 高速 MOSFET 驱动芯片的功能与应用	电源世界	2003, 8	
84	张方华 严仰光	博士 教授	032 032	带隔离变压器的 DC/DC 变换器零电流转化方案	中国电机工程学报	2003, 23, 9	
85	张方华 秦海鸿 王慧贞 严仰光	博士 博士 副高 教授	032 032 032 032	Freewheeling current in push-pull forward converter	34th IEEE power electronics specialist conference	2003, /, 7	
86	王莉 刘佳 周波 严仰光	副高 硕士 正高 正高	032 032 032 032	Study of Fuzzy Network Position Controller	PROCEEDINGS OF THE SIXTH INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS, ICEMS' 2003	November 9-11, 2003, Volume II	
87	王莉 彭小兵	副高 硕士	032 032	基于 TMS320F240 的 PMSM 矢量控制系统实现	电气自动化	2003, /, 3	
88	翁丽靖 王莉 王志强	硕士 副高 高 硕士	032 032 032	固态继电器反时限特性曲线的分析与实现	电力科学与工程	2003, /, 4	

文章编号:1000-6893(2003)04-0355-05

电磁式双凸极电机电磁特性的理论分析

周波, 相蓉, 王川云, 孟小利

(南京航空航天大学 航空电源部级重点实验室, 江苏 南京 210016)

Theoretical Analysis on the Electro-Magnetic Characteristics for Doubly Salient Electro-Magnetic Machines

ZHOU Bo, XIANG Rong, WANG Chuan-yun, MENG Xiao-li

(Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing 210016, China)

摘要: 对电磁式双凸极电机(DSEM)的电磁特性进行理论分析。首先给出了定转子齿重叠角与转子位置角的关系式,从理论上验证了DSEM所有极下定转子齿重叠角之和为常数。然后推导出电感和转矩的表达式,重点分析了DSEM的电感和转矩特性,最后给出了仿真实例。理论分析与仿真结果均表明:DSEM的电磁特性在许多方面不同于DSPM。本文将为DSEM的进一步研究打下理论基础。

关键词: 双凸极电机; 电磁特性; 开关磁阻电机; 电感; 转矩

中图分类号: V242.44

文献标识码: A

Abstract: The doubly salient electro-magnetic machine(DSEM) is a new type of brushless electrical machine, which offers an excellent balance between cost, reliability, power density, and high-speed capability. Therefore, there is an excellent potential for the use of DSEM in airplanes. This paper is devoted to investigating the electro-magnetic characteristics of DSEM. The relation between overlapped angles of poles and rotor position is described for DSEM, and it is validated theoretically that the sum of all overlapped angles of poles is constant. In particular, the inductance and torque characteristics are discussed in detail, and simulation results are given to show the validity of the researches in this paper. Finally, the comparison is made between DSEM and the doubly salient permanent magnet machine(DSPM) in their electro-magnetic characteristics. The research results presented by the paper are useful in studying the new DSEM.

Key words: doubly salient machine; electro-magnetic characteristics; switched reluctance motor; inductance; torque

长期以来,旋转整流器式同步发电机一直作航空电源的主用发电机。但其结构过于复杂、可靠性差,因此人们一直在努力寻找一种新型无刷发电机,以替代旋转整流器式同步发电机。

双凸极电机是一种可望用于航空领域的新型无刷电机。它是上世纪90年代提出的^[1],采用开关磁阻电机的定转子双凸极结构,但在定子或转子上增加了一套励磁装置,使其电磁特性和控制方法与开关磁阻电机有较大不同。

采用永磁体励磁的永磁式双凸极电机(Doubly Salient Permanent Magnet Machine,简称DSPM)在功率相同、外形尺寸基本一致的情况下,转矩/电流比和转矩/惯量比均优于其它电机^[1],因此受到人们的广泛关注^[2~4]。但永磁材料的存在,降低了DSPM高温环境运行能力;且与一般永磁电机一样,调压和故障灭磁困难,因此

削弱了其作为航空无刷直流发电机的优势。

电磁式双凸极电机(Doubly Salient Electro-Magnetic Machine,简称DSEM)在定子上装励磁线圈进行励磁,解决了DSPM的上述问题,可用作发电机与电动机。励磁线圈和永磁体对电机磁路影响不同,永磁体磁导较小,而电励磁磁导可近似认为无穷大,因此,两种励磁方式的双凸极电机的电磁特性有较大的不同。

目前,双凸极电机的研究主要集中在DSPM,且多数针对调速电动机。文献[3]对DSPM的磁链、电感与转矩特性进行了理论分析,但由于DSEM磁路的特殊性,仍有许多问题需要重新认识与分析。目前DSEM的研究公开发表的文献很少,文献[5]虽然针对DSEM,但主要对DSEM的转矩脉动进行仿真研究,因此,DSEM电磁特性的理论分析十分必要。

本文以12/8极结构电机为例,对新型DSEM的电磁特性进行了理论分析,以便为该电机的进

收稿日期:2002-08-15; 修订日期:2003-02-20

基金项目:台达科教发展基金和江苏省“青蓝工程”基金资助项目

文章网址: <http://www.hkxb.net.cn/hkxb/2003/04/0355/>

一步研究打下理论基础。

1 电机结构与定转子齿重叠角

12/8极 DSEM 的结构如图 1 所示,定转子均为凸极齿槽结构,定子上装有集中电枢绕组和励磁绕组,转子上无绕组。相对的 4 个定子齿上绕组串联构成一相。定子极弧为定子齿距的 1/2,即 15°机械角。转子极弧稍大于定子极弧。

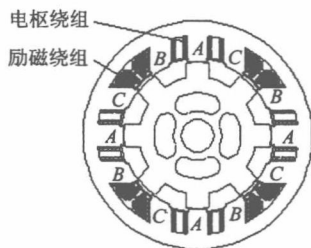


图 1 DSEM 截面图

Fig.1 Schematic of DSEM

双凸极电机磁链、电感以及转矩均为转子位置角和电流的非线性函数,但转子位置角的影响更为显著。假设电机磁路不饱和,电感与电流无关,使之可用线性模型,以简化理论分析与仿真研究。简化线性模型是分析开关磁阻电机基本控制规律与运行特性的一种常用方法。研究表明:简化线性模型用于双凸极电机时,与非线性模型比较,反映的电流控制特性基本一致,电流闭环控制时平均转矩相同,只是转矩脉动特性有所不同,因此简化线性模型用于分析双凸极电机的基本控制规律与控制特性是一种有效的方法(有关这方面内容作者将另文介绍)。

双凸极电机电感特性与各相定子齿重叠角 α 密切相关,因此,首先分析 α 与转子位置角 θ_r 的关系。 α 为 θ_r 的分段线性函数,如图 2 所示,可表示成

$$\alpha_A = \begin{cases} \theta_r & 0 \leq \theta_r \leq \beta_s \\ \beta_s & \beta_s < \theta_r \leq \beta_r \\ \beta_s + \beta_r - \theta_r & \beta_r < \theta_r \leq \beta_r + \beta_s \\ 0 & \beta_r + \beta_s < \theta_r \leq 3\beta_s \end{cases} \quad (1)$$

表 1 定转子齿重叠角与转子位置关系

Table 1 Relation between overlapped angles of poles and rotor position

区间	A 相重叠角 α_A	B 相重叠角 α_B	C 相重叠角 α_C	重叠角之和 Σ
$0 \leq \theta_r \leq \beta_r - \beta_s$	$2P\theta_r$	$2P\beta_s$	$2P(\beta_r - \beta_s - \theta_r)$	$2P\beta_r$
$\beta_r - \beta_s < \theta_r \leq \beta_s$	$2P\theta_r$	$2P(\beta_r - \theta_r)$	0	$2P\beta_r$
$\beta_s < \theta_r \leq \beta_r$	$2P\beta_s$	$2P(\beta_r - \theta_r)$	$2P(\beta_r - \beta_s)$	$2P\beta_r$
$\beta_r < \theta_r \leq 2\beta_s$	$2P(\beta_s + \beta_r - \theta_r)$	0	$2P(\theta_r - \beta_s)$	$2P\beta_r$
$2\beta_s < \theta_r \leq \beta_r + \beta_s$	$2P(\beta_s + \beta_r - \theta_r)$	$2P(\theta_r - 2\beta_s)$	$2P\beta_s$	$2P\beta_r$
$\beta_r + \beta_s < \theta_r \leq 3\beta_s$	0	$2P(\theta_r - 2\beta_s)$	$2P(2\beta_s + \beta_r - \theta_r)$	$2P\beta_r$

$$\alpha_B = \begin{cases} \beta_s & 0 \leq \theta_r \leq \beta_r - \beta_s \\ \beta_r - \theta_r & \beta_r - \beta_s < \theta_r \leq \beta_r \\ 0 & \beta_r < \theta_r \leq 2\beta_s \\ \theta_r - 2\beta_s & 2\beta_s < \theta_r \leq 3\beta_s \end{cases} \quad (2)$$

$$\alpha_C = \begin{cases} \beta_r - \beta_s - \theta_r & 0 \leq \theta_r \leq \beta_r - \beta_s \\ 0 & \beta_r - \beta_s < \theta_r \leq \beta_s \\ \theta_r - \beta_s & \beta_s < \theta_r \leq 2\beta_s \\ \beta_s & 2\beta_s < \theta_r \leq \beta_r + \beta_s \\ 2\beta_s + \beta_r - \theta_r & \beta_r + \beta_s < \theta_r \leq 3\beta_s \end{cases} \quad (3)$$

式中: α_A, α_B 和 α_C 分别为 A, B, C 三相定子齿重叠角; β_r, β_s 分别为转子、定子极弧。

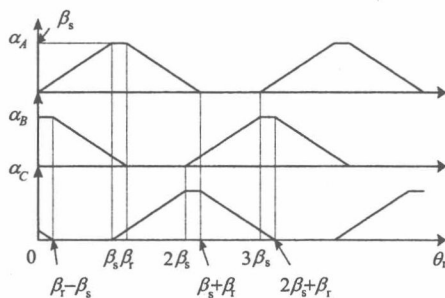


图 2 定转子齿重叠角 α 与转子位置角 θ_r 的关系

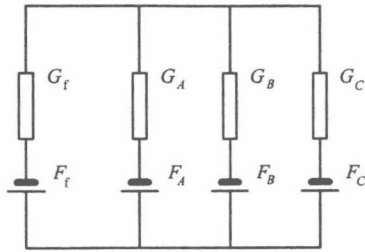
Fig.2 Relation between overlapped angles of poles and rotor position

把重叠角 α 的一个周期(以图 2 中 $0 \sim 3\beta_s$ 区间为例)分成 6 段区间,分别列出三相定子齿重叠角,并求出它们之和,如表 1 所示(表中 P 为电机极对数)。可见,当定子极弧为定子齿距的 1/2 时,可保证三相转子齿与定子齿的重叠角之和 Σ 恒等于 $2P\beta_r$,与转子位置无关。

2 电感特性

与 DSPM 一样,DSEM 仍可用图 3 等效磁路讨论电磁特性。图中, G_f 和 F_f 为励磁磁导和虚拟磁动势; G_A, G_B 和 G_C 为三相定子齿间的气隙磁导,均为 θ_r 的函数; F_A, F_B 和 F_C 为三相电枢反应磁势。

假设 G_μ 为定转子间合成气隙磁导, $G_\mu =$

图3 双凸极电机的等效磁路^[3]Fig.3 Equivalent magnetic circuit for the doubly salient machine^[3]

$G_A + G_B + G_C$;考虑到 DSEM 励磁磁导 G_f 可近似认为无穷大,则励磁磁通 Φ_f 可表示成

$$\Phi_f = F_f G_f / G_\mu = F_f \frac{G_f G_\mu}{G_f + G_\mu} \approx F_f G_\mu \quad (4)$$

在不计铁心磁位降情况下, G_μ 与重叠角之和 $\sum$ 成正比。由于 $\sum = 2P\beta_r$, 故 G_μ 为常数, Φ_f 不随转子位置变化, 励磁绕组不产生感应电势, 从而保证电机静止时无定位转矩。

DSEM 励磁电流 I_f 为

$$I_f = \frac{\Phi_f}{W_f(G_f // G_\mu)} \quad (5)$$

因此励磁绕组自感 L_f

$$L_f = \frac{W_f \Phi_f}{I_f} = W_f^2 (G_f // G_\mu) \approx W_f^2 G_\mu \quad (6)$$

式中: W_f 为励磁绕组匝数。可见励磁绕组自感 L_f 为常数, 不随转子位置变化。

相绕组磁链 Ψ_A (讨论一相时均以 A 相为例) 可表示成

$$\Psi_A = W \Phi_A = W \Phi_f \frac{G_A}{G_\mu} \approx W F_f G_A \quad (7)$$

式中: W 为电枢绕组匝数; Φ_A 为 A 相磁通。由式 (7) 可得相绕组和励磁绕组的互感 L_{Af}

$$L_{Af} = \frac{\Psi_A}{I_f} \approx \frac{W F_f G_A}{I_f} = W W_f G_A \quad (8)$$

由于气隙磁导 G_A 与重叠角 α_A 近似认为线性关系, 令 $G_A = k\alpha_A$, 则 L_{Af} 又可写成

$$L_{Af} \approx \begin{cases} W W_f k \theta_r & 0 \leq \theta_r \leq \beta_s \\ W W_f k \beta_s & \beta_s < \theta_r \leq \beta_r \\ W W_f k (\beta_s + \beta_r - \theta_r) & \beta_r < \theta_r \leq \beta_r + \beta_s \\ 0 & \beta_r + \beta_s < \theta_r \leq 3\beta_s \end{cases} \quad (9)$$

相绕组自感 L_A 为

$$L_A = \frac{W \Phi_A}{I_A} = W^2 [G_A // (G_B + G_C + G_f)] \approx W^2 G_A \quad (10)$$

式中: I_A 为 A 相电流。 L_A 又可表示为

$$L_A \approx \begin{cases} W^2 k \theta_r & 0 \leq \theta_r \leq \beta_s \\ W^2 k \beta_s & \beta_s < \theta_r \leq \beta_r \\ W^2 k (\beta_s + \beta_r - \theta_r) & \beta_r < \theta_r \leq \beta_r + \beta_s \\ 0 & \beta_r + \beta_s < \theta_r \leq 3\beta_s \end{cases} \quad (11)$$

比较式 (8) 和式 (10), 可见自感 L_A 为互感 L_{Af} 的常数倍 (如图 4 所示), 即

$$L_A = \frac{W}{W_f} L_{Af} \quad (12)$$

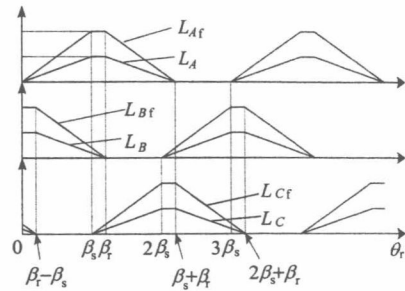


图4 DSEM 互感与自感曲线

Fig.4 Mutual inductance and self-inductance of DSEM

由于

$$\Phi_A = W I_A [G_A // (G_B + G_C + G_f)] \quad (13)$$

$$\Phi_B = \frac{G_B}{G_B + G_C + G_f} \Phi_A \quad (14)$$

式中: Φ_B 为 B 相磁通。因此, 相绕组之间的互感为 (以 A 相和 B 相为例)

$$M_{AB} = - \frac{W \Phi_B}{I_A} = - W^2 \frac{G_A G_B}{G_\mu + G_f} \approx 0 \quad (15)$$

可见, DSEM 不需考虑相绕组之间的互感。

3 电磁转矩

DSEM 一相输出转矩为^[5]

$$T_A = \frac{1}{2} i_A^2 \frac{\partial L_A}{\partial \theta_r} + i_A i_f \frac{\partial L_{Af}}{\partial \theta_r} = T_r + T_f \quad (16)$$

式中: 磁阻转矩 $T_r = \frac{1}{2} i_A^2 \frac{\partial L_A}{\partial \theta_r}$, 为自感 L_{Af} 发生变化时产生的转矩分量; 励磁转矩 $T_f = i_A i_f \partial L_{Af} / \partial \theta_r$, 为互感 L_{Af} 发生变化时产生的转矩分量。由于 $M_{AB} \approx 0$, 可分别计算各相转矩, 然后再将它们线性叠加, 即可求出电机总的转矩。

将式 (12) 代入式 (16) 得

$$T_A = \frac{1}{2} i_A^2 \frac{W}{W_f} \frac{\partial L_{Af}}{\partial \theta_r} + i_A i_f \frac{\partial L_{Af}}{\partial \theta_r} \quad (17)$$

由式 (9) 可得一个电感周期内转矩的表达式

$$T_A = \begin{cases} \frac{1}{2} i_A^2 \frac{W^3}{W_f} k + i_A i_f W^2 k & 0 \leq \theta_r \leq \beta_s \\ 0 & \beta_s < \theta_r \leq \beta_r \\ -\frac{1}{2} i_A^2 \frac{W^3}{W_f} k - i_A i_f W^2 k & \beta_r < \theta_r \leq \beta_r + \beta_s \\ 0 & \beta_r + \beta_s < \theta_r \leq 3\beta_s \end{cases} \quad (19)$$

可见 DSEM 转矩特性具有下列特点:

(1) 电磁转矩包含磁阻转矩和励磁转矩两部分,均在电感或重叠角 α 变化区间产生(如 A 相电感上升区间 $0 \leq \theta_r \leq \beta_s$ 和下降区间 $\beta_r < \theta_r \leq \beta_r + \beta_s$),且其大小均与电感或重叠角变化率成正比。

(2) 磁阻转矩 $T_r = \frac{1}{2} i_A^2 \frac{W^3}{W_f} k$,与电枢电流 i_A 方向无关,电感上升区 T_r 为正,下降区为负,稳态时一个电感变化周期内平均值为零。

(3) 励磁转矩 $T_f = i_A i_f W^2 k$ 方向与励磁电流 i_f 与电枢电流 i_A 流向有关, i_f 固定时,其大小与方向受 i_A 控制。电动运行时,电感上升区加正向电流,产生正励磁转矩,下降区加负向电流, T_f 仍为正,从而形成正电磁转矩。制动时所加电流方向与电动时相反,形成负电磁转矩。

(4) 励磁转矩与磁阻转矩关系为

$$\frac{T_f}{T_r} = 2 \frac{i_f W_f}{i_A W} \quad (20)$$

一般情况下,励磁绕组安匝数大于相绕组安匝数,故 T_f 大于 T_r 。另外,由于 T_r 在一个自感周期内平均值为零,电机输出转矩主要由 T_f 提供, T_r 作为脉动转矩。从提高电机出力、减小转矩脉动考虑,应尽量减小 T_r ,增大 T_f 。

4 仿真实例

以 12/8 极结构、采用半桥变换器的 DSEM 电机为例。变换器输入直流电压为 48V,电机功率为 18kW,电枢电流采用滞环控制方式。由于自感与互感曲线形状相同,下列各图中有关电感特性均只给出自感曲线。

图 5 为 $n = 1000 \text{ r/min}$ 时 A 相自感和电流的仿真波形,图中每 2.5ms 对应 15° 机械角。电感上升区加正向电流,随电感增大电流脉动频率(即开关频率)减小;下降区加负向电流,随电感减小电流脉动频率增大。图 6 为 A 相励磁转矩 T_f 、磁阻转矩 T_r 的仿真波形, T_f 明显大于 T_r 。 T_f 在电感上升区与下降区均为正向;而 T_r 却不同,上升区为

正向,下降区为负向。图 7 为 A 相合成转矩 T_A 波形,上升区 T_A 为 T_f 与 T_r 两者叠加;下降区为两者之差;电感不变区间 T_A 为零。另外, T_f 、 T_r 及 T_A 均存在高频脉动,这是由于电流滞环控制产生的电流脉动所致。

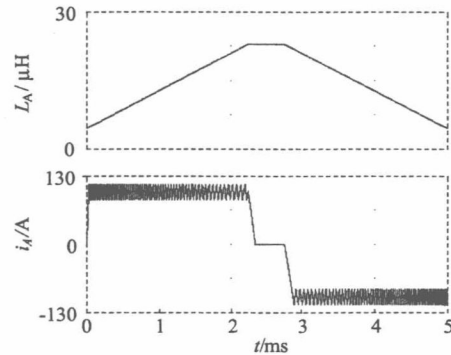


图 5 A 相自感与电流的仿真波形

Fig. 5 Simulated waveforms for the self-inductance and current of A phase

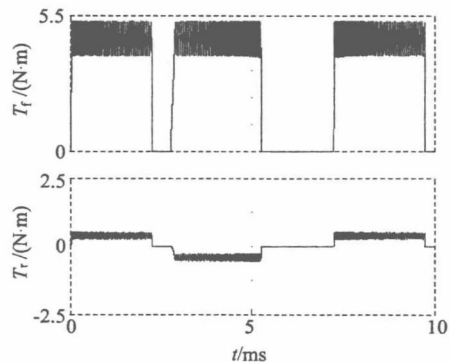


图 6 A 相励磁转矩和磁阻转矩的仿真波形

Fig. 6 Simulated waveforms for the reaction torque and reluctance torque of A phase

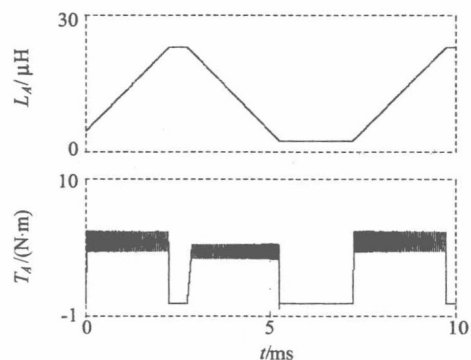


图 7 A 相合成转矩的仿真波形

Fig. 7 Simulated waveform for A phase torque

图 8 为三相电流仿真波形,可见双凸极电机电枢电流波形与无刷直流电机相似,任何时刻(不考虑换相情况)均有两相导电,一相加正电,另一相加反电。图 9 上线为三相电感曲线,中线为三相电流波形,下线为合成转矩 T_A 波形。 T_A 为两

相转矩的叠加,其波形在换相点存在缺口,这是由于电枢电感使电枢电流非理想方波,从而产生换相转矩脉动。

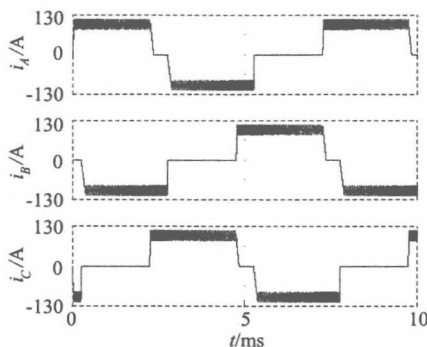


图8 三相电枢电流仿真波形

Fig.8 Simulated waveforms for three phase currents

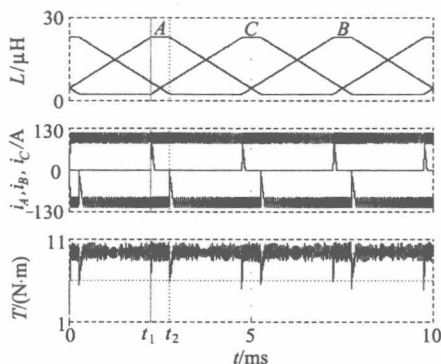


图9 三相合成转矩的仿真波形

Fig.9 Simulated waveforms for three phase torque

5 结论

DSEM虽然在定转子齿重叠角之和、电磁转矩的构成等方面与DSPM具有相同点,但由于磁路特性不同,它们的电磁特性有较大的区别:

(1) DSEM的电感(自感和互感)与励磁磁链、定转子齿重叠角成比例关系,定转子齿完全重叠时电感最大,一个电感周期内最大值出现一次;而DSPM自感与励磁磁链、定转子齿重叠角不成比例关系,自感最大值出现在定转子部分重叠时候,一个电感周期内最大值出现两次。

(2) DSEM磁阻转矩和励磁转矩大小均与定

转子齿重叠角变化率成正比,励磁转矩大小与方向受控于电枢电流和励磁电流;而DSPM仅励磁转矩与重叠角变化率成正比,磁阻转矩与重叠角变化率不成正比关系,励磁转矩大小与方向仅受控于电枢电流。故DSEM转矩控制变量多、控制更灵活。

(3) DSEM相绕组之间互感近似为零,而DSPM需考虑各相之间的互感。

参考文献

- [1] Liao Y, Lipo T A. A new double salient permanent magnet motor for adjustable speed drive[J]. Electric Machines and Power Systems, 1994, 22(2): 259-270.
- [2] Liao Y, Liang F, Lipo T A. A novel permanent magnet motor with double salient structure[J]. IEEE Trans on Ind Appl, 1995, 31(5): 1069-1078.
- [3] 程明. 双凸极永磁电机的运行原理及其稳态特性的线性分析[J]. 科技通报, 1997, 13(1): 16-20.
(Cheng M. Principle and linear analysis of static characteristics of a doubly salient variable speed permanent magnet motor [J]. Bulletin of Science and Technology, 1997, 13(1): 16-20.)
- [4] 孟小利, 严仰光. 双凸极永磁电机的发展及现状[J]. 南京航空航天大学学报, 1999, 31(3): 330-335.
(Meng X L, Yan Y G. Review for development of a double salient variable speed permanent magnet motor[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 1999, 31(3): 330-335.)
- [5] 相蓉, 周波. 双凸极电机转矩脉动的仿真研究[J]. 南京航空航天大学学报, 2001, 33(4): 366-371.
(Xiang R, Zhou B. Torque-ripple simulation of double salient motor[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2001, 33(4): 366-371.)

作者简介:



周波(1961-) 男, 浙江苍南县人。南京航空航天大学教授, 博士生导师, 工学博士, 主要从事航空电源系统、电机及其控制与功率变换技术研究。025-4892313, 13305167972, njzhoubo@21cn.com。

(责任编辑: 俞敏)

电励磁双凸极电机调速系统的原理与实现

杨振浩, 周 波

(南京航空航天大学自动化学院, 南京, 210016)

摘要:介绍了新型电励磁双凸极电机的结构和原理, 然后结合全桥变换器阐述了电励磁双凸极电机的控制方法, 接着详细介绍了电励磁双凸极电机转速、电流双闭环控制调速系统的原理和实现方法, 最后以一台 500 W 12/8 极电励磁双凸极电机调速系统为例进行了系统实验。实验结果表明, 电励磁双凸极电机调速系统具有结构简单、控制方便和良好的动静态性能。

关键词:双凸极电机; 电励磁; 调速系统

中图分类号: TM301.2

文献标识码: A

文章编号: 1005-2615(2003)02-0132-05

Study on Double Salient Electro-Magnetic Motor Speed Control System

Yang Zhenhao, Zhou Bo

(College of Automation Engineering,
Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: The double-salient motor is a new kind of AC brushless motor invented in nineties last century. At present, the studies are focused on the double-salient permanent-magnet motor (DSPM), but the papers on the double-salient electro-magnetic motor are few. At first, this paper introduces the configuration and the operation principle of a new kind of double salient electro-magnetic motor. Secondly, integrating the three-phase bridge converter will advance the method of control. Then, the theory and the structure of the system are introduced. Finally an example of the speed control system of a 500 W double salient electro-magnetic motor with 12/8 poles is given. Experimental results demonstrate that this system is simple and convenient in control and it has a good performance of steady state and dynamic response.

Key words: double-salient motor; electro-magnetic; speed control system

引 言

双凸极电机是上世纪 90 年代发展起来的一种新型交流调速电机, 是继开关磁阻电机之后交流电机及其控制领域又一新的研究方向^[1~4]。根据国外研究显示, 在外形尺寸基本相同的情况下, 双凸极电机的力矩电流比和力矩惯量比均明显高于其它

电机^[1]。目前, 国内外对双凸极电机的研究主要集中在永磁式双凸极电机, 电励磁双凸极电机鲜见文献报道。由于电励磁双凸极电机的电磁特性不同于永磁式双凸极电机, 因此, 对电励磁双凸极电机及其控制系统进行研究十分必要。

本文首先介绍了电励磁双凸极电机的结构和原理, 在借鉴常规稀土永磁无刷直流电机控制方法的基础上, 采用转速、电流双闭环的控制策略; 文中

基金项目: 江苏省“青蓝工程”基金和台达科教发展基金资助项目。

收稿日期: 2002-08-24; 修订日期: 2002-10-25

作者简介: 杨振浩, 男, 硕士研究生, 1977 年 12 月生。E-mail: mandy.xy@263.net; 周 波, 男, 教授, 博士生导师, 1961 年生。

介绍了基于桥式变换器的电励磁双凸极电机调速系统的原理和实现;最后以一台 500 W12/8 极电励磁双凸极电机调速系统为例进行了系统实验,给出了实验波形。实验结果表明,采用转速、电流双闭环控制的电励磁双凸极电机调速系统控制简单,调速方便,可以方便地进行四象限运行,并且具有良好的动、静态性能。

1 电励磁双凸极电机的结构与原理

电励磁双凸极电机的结构与开关磁阻电机类似,定、转子均为凸极齿槽结构,铁芯均采用硅钢片叠压而成,定子上装有集中电枢绕组和励磁绕组,转子上无绕组,空间相对的四个定子齿上的绕组串联构成一相,电机的截面如图 1 所示^[5]。

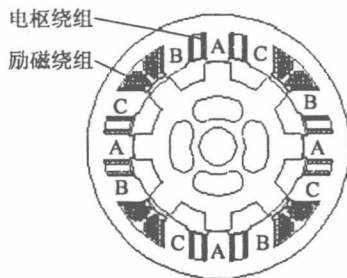


图 1 电励磁双凸极电机截面图

电励磁双凸极电机的电感可近似用分段线性曲线表示,如图 2 所示^[6]。图中: $L_p(\theta)$ 为 p 相自感, L_{pmax} 为自感最大值, L_{pmin} 为自感最小值; $L_{pf}(\theta)$ 为 p 相绕组与励磁绕组的互感, L_{pfmax} 为互感最大值, L_{pfmin} 为互感最小值; θ 为转子位置角。电动运行时, $[\theta_{on+}, \theta_{off+}]$ 为正向导通区间, $\theta = \theta_{on+}$ 时正向主开关开通,相绕组通以正向电流; $\theta = \theta_{off+}$ 时正向主开关关断。 $[\theta_{on-}, \theta_{off-}]$ 为负向导通区间, $\theta = \theta_{on-}$ 时负向主开关开通, $\theta = \theta_{off-}$ 时负向主开关关断,相绕组通以负向电流^[7]。

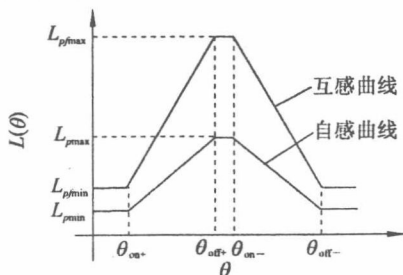


图 2 电励磁双凸极电机的分段线性电感曲线

电励磁双凸极电机的一相(以 A 相为例)转矩表达式为^[7]

$$T = \frac{1}{2} i_a^2 \frac{\partial L_a}{\partial \theta} + i_a i_f \frac{\partial L_{af}}{\partial \theta} = T_r + T_f \quad (1)$$

式(1)中: i_a 为 A 相电流; i_f 为励磁电流; L_a 为 A 相绕组自感; L_{af} 为 A 相绕组与励磁绕组之间的互感; T_r 为磁阻转矩; T_f 为励磁转矩。可见电机的相转矩由磁阻转矩与励磁转矩两部分组成。磁阻转矩是电枢绕组通电时,随着转子的旋转,电枢绕组自感变化而产生的转矩;励磁转矩是定子绕组通电时,由于电枢绕组与励磁绕组之间的互感变化而产生的转矩。各相磁阻转矩在一个自感周期的平均值为零,因此电机的输出转矩主要由励磁转矩提供。

设电机逆时针旋转对应正转相序 A→B→C,电励磁双凸极电机正转电动运行时电流波形如图 3 所示。在电感上升区间通正电,电感下降区间通负电,电感不变化区间不通电。若电机为正转制动工作,三相电感和电流的关系就变为:在电感上升区间通负电,电感下降区间通正电,电感不变化区间不通电。若电机为反转电动或反转制动工作,三相电感和电流的关系与正转电动或正转制动一致,只是电感出现的相序相反(A→C→B)。

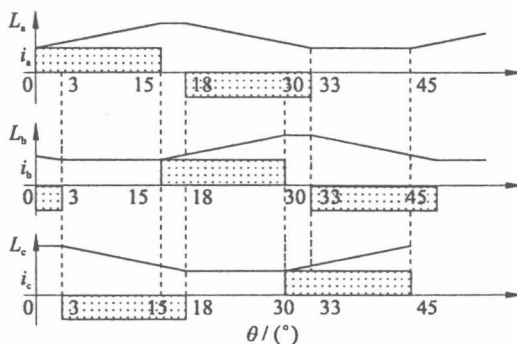


图 3 电动运行时三相电感曲线和电流波形

2 桥式变换器的电励磁双凸极电机调速系统的原理与实现

图 4 为桥式变换器的电励磁双凸极电机调速系统的原理框图,整个调速系统主要由三部分组成:电励磁双凸极电机本体、三相全桥变换器和控制电路。其中控制电路包括了转速环、电流环、保护电路、三角波电路、正反转 PWM 形成电路和逻辑处理电路。

2.1 桥式变换器

本系统的主电路拓扑采用三相桥式电路,它由 6 个功率管构成,相应的上下两个功率管构成一个桥臂,同一桥臂上的两个功率管互补导通工作。每

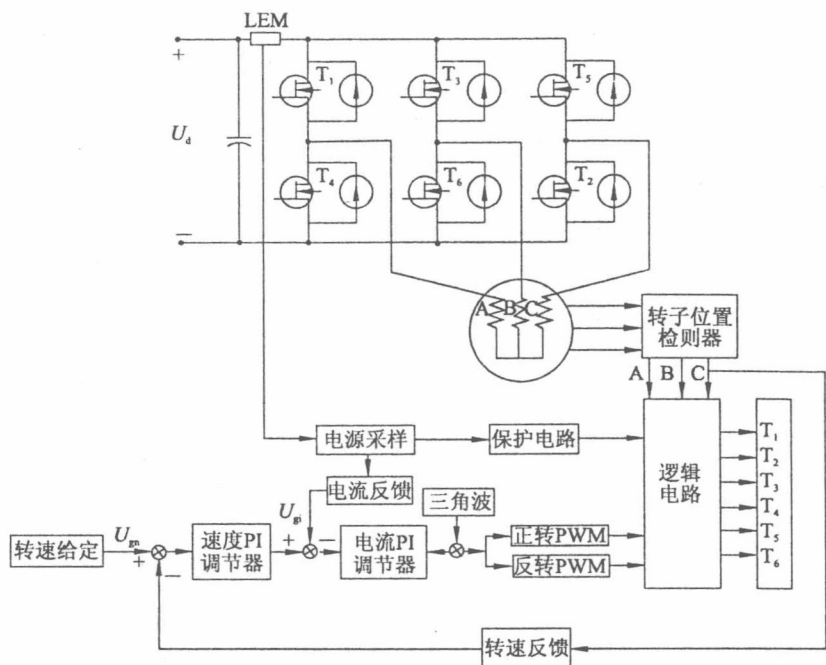


图 4 转速、电流双闭环控制电励磁双凸极电机调速系统原理框图

个功率管导通 120° 电角度, 在任意时刻都有不同桥臂的上下两个功率管同时导通工作。

2.2 位置信号处理

双凸极电机是一种无刷电机。功率电路和位置信号构成了电子换相器, 因而位置信号处理非常重要, 只有正确的位置信号处理, 才能保证电机在正确的位置进行换相, 使电机按预定的目标运行。双凸极电机位置信号的获取是通过安装在定子上三个空间互差 120° 机械角度位置传感器得到的。随着电机的旋转, 位置传感器将输出三个宽 180° 电角度、空间互差 120° 电角度的脉冲位置信号。

下面以电机正转和 A 相触发逻辑为例说明位置信号的处理。图 5 为电机正转时三相理想反电势和位置信号波形。图中: E_a, E_b 和 E_c 为理想反电势波形; V_a, V_b 和 V_c 为位置信号; $S_{a+}, S_{a-}, S_{b+}, S_{b-}, S_{c+}$ 和 S_{c-} 为功率管驱动信号。由图 5 可以看出, 在 A 相反电势为正的区间 (即 A 相正半周), 位置信号 V_a 为高, V_b 为低, 这时 $S_{a+} = V_a \bar{V}_b$, S_{a+} 即为 A 相反电势为正时的触发逻辑 (用作 A 相桥臂上管的驱动信号)。在 A 相反电势为负区间 (即 A 相负半周), 位置信号 V_b 为高, V_a 为低, 这时 $S_{a-} = \bar{V}_a V_b$, S_{a-} 为 A 相反电势为负时的触发逻辑 (用作 A 相桥臂下管的驱动信号)。

从图 5 中可以得到 6 个功率管的驱动信号, 如表 1 所示。把三相位置信号作为逻辑电路的输入,

经过一系列的逻辑变换就可以得到驱动 6 个功率管的驱动信号, 然后再经过驱动电路的放大和隔离就可以作为驱动功率管的驱动信号。

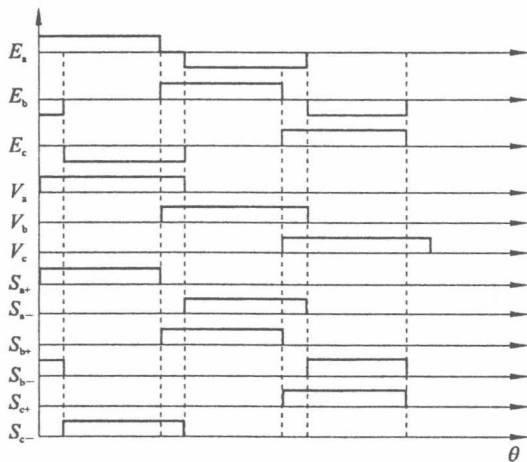


图 5 正转时三相理想反电势和位置信号波形

表 1 功率管驱动逻辑信号

功率管	正转	反转
1	$A\bar{B}$	$\bar{A}B$
2	$A\bar{C}$	$\bar{A}C$
3	$B\bar{C}$	$\bar{B}C$
4	$\bar{A}B$	AB
5	$\bar{A}C$	AC
6	$\bar{B}C$	BC

2.3 转速、电流双闭环

调速系统采用转速电流双闭环控制,其中速度反馈和速度调节器构成速度环;电流反馈和电流调节器构成电流环。速度调节器的输出作为电流调节器的输入,电流调节器的输出和三角波交截形成 PWM 波经驱动电路去触发功率管。速度环和电流环均采用 PI 调节器,以保证系统无静差和较好的动态特性。

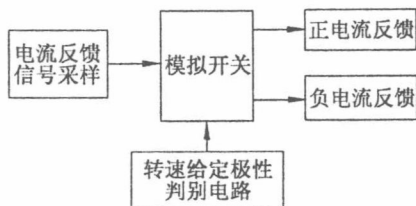
表 2 为转速、电流调节器输入输出极性关系表。可以看出,在正转电动和反转电动两种状态下,电流环输出极性刚好相反。

表 2 转速、电流调节器输入、输出端极性表

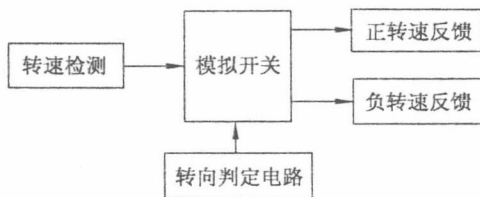
运动状态	转速给定	转速反馈	转速调节器输出	电流给定	电流反馈	电流调节器输出
正转电动	$U_{gn} > 0$	-	-	-	+	+
正转制动	$ U_{gn} $ 减小, ($U_{gn} > 0$)	-	+	+	-	-
反转电动	$U_{gn} < 0$	+	+	+	-	-
反转制动	$ U_{gn} $ 减小, ($U_{gn} < 0$)	+	-	-	+	+

2.4 反馈电路

电机在不同状态下电流反馈极性是不同的,正转电动和反转制动时电流反馈值为正值;正转制动和反转电动时电流反馈值为负值。可以通过模拟开关 4066 来根据转速环给定极性判别电流反馈的极性。电机在不同状态下转速反馈的极性也是不同的,正转时转速反馈为负值,反转时转速反馈为正值。因此,具体的电路需要根据电机的转向对转速反馈取不同极性。具体电路与电流反馈电路类似。电流与转速反馈电路原理框图如图 6 所示。



(a) 电流反馈电路框图



(b) 转速反馈电路框图

图 6 电流、转速反馈电路原理框图

2.5 保护电路和驱动电路

在本系统中设有过流保护电路,并在直流母线上安装了电流传感器(LEM)。当母线上的电流超过预先设定值时,电流保护电路就自动封锁 PWM 信号,保护功率管。

驱动电路主要起放大、隔离作用,它把控制电路输出的脉冲信号放大来驱动功率管,这是功率电路与控制电路的连接环节。本系统采用 TLP250 IGBT/MOS 驱动模块。TLP250 是专门针对绝缘栅晶体管 IGBT 设计的,它对于多数 IGBT 可以直接进行驱动。

3 实验波形

本文以 12/8 结构 500 W 电励磁双凸极电机为例,构成转速、电流双闭环调速系统,并进行实验,以验证所构成调速系统的可行性。电机参数如下:定子极对数为 6,极弧宽度为 15° ;转子极对数为 4,极弧宽度为 18° ;每相绕组电阻为 0.2Ω ;相绕组自感最小值为 0.071 mH ,最大值为 0.464 mH ;励磁绕组与相绕组互感最小值为 0.28 mH ,最大值为 2.89 mH ;额定电压为 28 V ;相绕组额定电流为 20 A ;励磁绕组额定电流为 5 A ;额定功率为 500 W ;额定转速为 1500 r/min 。

图 7~10 为采用全桥变换器的电励磁双凸极电机调速系统的实验结果。图 7 为电机正转时 A、B 相的位置信号波形(上线为 A 相位置信号,下线为 B 相位置信号),由图可见,电机正转时 A 相位置信号超前 B 相位置信号。由三相位置信号经过逻辑电路和驱动电路之后就形成了驱动功率管的触发信号。图 8 为 A 相电流波形及 A 相上管驱动信号波形(上线为 A 相上管驱动信号波形,下线为 A 相电流波形),当 A 相桥臂上管驱动信号 $S_{a+} = V_a \bar{V}_b = 1$ 时,A 相绕组通正向电流;图 9 为 A 相电流波形及 A 相下管驱动信号波形(上线为 A 相下管驱动信号波形,下线为 A 相电流波形),当 A 相