

表贴式串联磁路双定子永磁无刷电机转子轭部主磁通研究与优化

刘沛麟, 赵朝会
(上海电机学院, 上海 201306)

摘要: 双定子永磁无刷(DS-PMBL)电机因其转子轭部主磁通变化易受各类参数影响而具有较高的研究价值。表贴式串联磁路 DS-PMBL 电机转子轭部主磁通具体由径向和周向磁通组成, 归纳分析了两类磁通的成因及特点, 并采用改变极弧系数和增设减重孔的方式对原模型进行优化。最终优化后模型的性能通过了有限元软件仿真验证。

关键词: 双定子永磁无刷电机; 主磁通组成; 极弧系数; 减重孔

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2018)03-0078-07

An Optimization Study of the Dual-Stator Permanent Magnet Brushless Motor with Surface-Mounted Series Magnetic Circuit

LIU Peilin, ZHAO Chaohui
(Shanghai Dianji University, Shanghai 201306, China)

Abstract: The Dual-Stator Permanent Magnet Brushless (DS-PMBL) motor with surface-mounted series magnetic circuit has great study value by its changeable flux. The major magnetic flux is made up of axial and radial flux. The causes and characteristics of two kinds of flux were analysed, and by altering pole embrace and adding weight reduction hole to optimize the model. The model's performance was validated by finite element analysis.

Key words: dual-stator permanent magnet brushless (DS-PMBL); elements of major magnetic flux; pole embrace; weight reduction hole

0 引言

表贴式串联磁路双定子永磁无刷(Dual-Stator Permanent Magnet Brushless, DS-PMBL)电机对比内置式串、并联磁路 DS-PMBL 电机具有结构简单、制造成本低、内外定子电磁耦合程度低、易于实现最优设计等特点,在中低速电机领域具有更广阔的研究前景^[1-6]。

文献[2-3]中基于 DS-PMBL 电机特殊结构难以用现有的设计程序进行电磁设计,故采用响应面算法设计电机尺寸参数,并通过样机验证电机的性能;文献[4]为拓宽 DS-PMBL 直流电机的

转速范围,借助仿真软件优化绕组换接策略,并通过样机试验验证可行性。文献[6]中涉及对一种五相双层串联磁路的双定子永磁电机转子部分进行优化,通过对原模型永磁体进行极弧系数、偏心度、削角、分段的改变,最终获得空载反电动势谐波量最小的优化方案。文献[7]基于传统单定子永磁电机在尺寸固定情况下提升设计转矩存在一定难度,尝试在一种内转子永磁电机内部增加一个内定子的双定子永磁电机结构设计,目的在于从理论计算角度能大幅度提升永磁电机的转矩。文献[8-11]基于单层气隙永磁电机裂比优化设计思路,推导了内、外电机功率与内定子外径与外

作者简介: 刘沛麟(1992—),男,在读硕士研究生,研究方向为永磁无刷电机电磁设计。

定子外径之比的关系式,理论结合仿真求得电机最大输出功率的最优裂比,并通过样机验证结论。文献[12-14]研究了单层永磁体串联磁路 DS-PMBL 电机的转矩特性和内外定子的电磁耦合关系;文献[15]基于传统六相永磁电机涡流损耗较大的情况,优化设计一种轴向充磁的双定子永磁电机,并通过理论和试验证明其对比原模型在保持同样输出转矩的同时具有更低涡流损耗。

本文针对一款电磁性能良好的 DS-PMBL 电机原模型,研究原模型中组成转子轭部主磁通的径向和周向磁通各自成因及特点,分析径向和周向磁通的优劣势,通过改变极弧系数和在周向磁通铁心上增设减重孔两种方法对电机性能进行优化。

1 DS-PMBL 原始电机模型结构尺寸及性能参数

本文选取的 DS-PMBL 电机原模型具有良好的电磁性能,其拓扑结构如图 1 所示。模型结构尺寸参数见表 1。

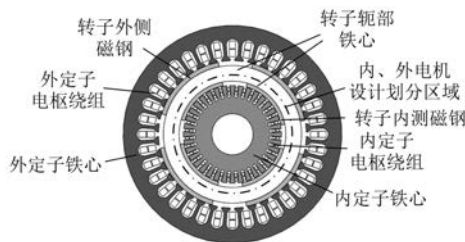


图 1 DS-PMBL 电机径向截面拓扑结构

表 1 DS-PMBL 电机结构尺寸

参数名称	参数值
外定子外径/mm	185
外定子内径/mm	125.2
外气隙径向长度/mm	0.4
转子外径(含永磁体)/mm	124.4
转子内径(含永磁体)/mm	84
内气隙径向长度/mm	0.5
内定子外径/mm	83
内定子内径/mm	35
转子内侧永磁体极弧系数	0.7
转子内侧永磁体径向厚度/mm	3.2
转子外侧永磁体极弧系数	0.7
转子外侧永磁体径向厚度/mm	3.7

原模型设计转子内、外侧永磁体充磁方向相同,模型磁力线见图 2。结合有限元软件仿真可得到原始模型性能参数,见表 2。表 2 中直流母线 I、II 分别单独控制内、外定子绕组。

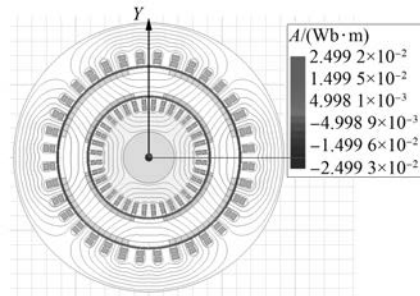


图 2 表贴式串联磁路 DS-PMBL 电机磁力线图

表 2 DS-PMBL 电机性能参数

参数名称	数值
内气隙磁密/T	0.719
外气隙磁密/T	0.726
额定输出功率/W	521.14
额定效率/%	88.89
额定转速/(r·min ⁻¹)	1 445
转子转动惯量/(kg·m ²)	0.005 5
最大起动转矩/(N·m)	36.25
模型绕组连接方式	两条独立直流母线分别控制内、外定子绕组
直流母线 I 电流/A	4.1
直流母线 II 电流/A	9.7
内定子绕组相电流/A	4.2
外定子绕组相电流/A	9.4

2 DS-PMBL 电机转子轭部主磁通分析

根据文献[5]研究的表贴式串联磁路 DS-PMBL 电机将转子轭部主磁通组成分别定义为沿转子轭部圆周方向的周向磁通和沿转子轭部径向方位的径向磁通。本文 DS-PMBL 电机原模型如图 3 所示,周向磁通较多,且占有主磁通一定的比例,并作用于原模型外定子和转子部分,对电机整体性能有一定的影响,因此不可忽略其研究。

2.1 径向、周向磁通成因

就单定子电机而言,单侧永磁体受铁心聚磁

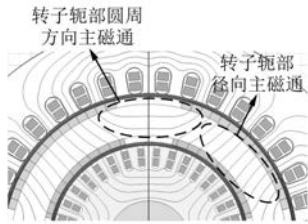


图3 DS-PMBL电机转子轭部主磁通组成

作用通常易与周向相邻永磁体形成闭合磁力线回路。由于双定子电机转子呈杯环型,转子轭部径向长度普遍设计较小,结合单位磁路磁阻最小原则,进而可得到任一磁路经过的每一个区域的磁阻都最小,在不考虑磁路饱和的前提下,结合磁阻定义公式(1),单位磁路在转子轭部上应选择最小的 L ,而单侧永磁体与转子另一侧永磁体间 L 通常远小于单层永磁体与其周向相邻永磁体的 L ,因而转子两侧永磁体互相形成聚磁效果,产生径向磁通。

$$R = \frac{L}{\mu S} \quad (1)$$

式中： R ——磁阻，H；

F ——磁通所在面积， m^2 ；

μ ——磁导率，H/m；

L ——磁路计算长度，m。

由于通过式(1)较难分析周向磁通成因,故结合图4等效模型与式(1)推导后的式(2)来分析周向磁通成因：

$$B = \frac{F\mu_0}{L_r} \quad (2)$$

式中： B ——转子轭部磁密，T；

F ——单个磁动势块磁动势，A；

μ_0 ——转子轭部磁导率，H/m；

L_r ——转子轭部磁路计算长度，m。

图4转子内、外侧永磁体根据长度等分成10个和14个磁动势块,由于原模型转子内、外侧永磁体径向厚度差异较小,可视作每一个磁动势块 F 相等。

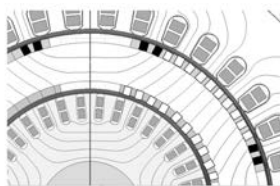


图4 DS-PMBL电机永磁体磁动势等效模型

考虑若黑色磁动势块与转子内侧白色磁动势块形成径向主磁通,那么黑色磁动势块所在径向磁路区域磁密幅值 B 将上升,根据硅钢片的磁化曲线性质, B 上升接近饱和状态时会导致转子轭部磁导率 μ_0 下降。由于黑色磁动势块与转子内侧白色磁动势块空间位置上不一一对应,若要实现径向磁路,轭部磁路计算长度 L ,会增加,同时单个磁动势块磁动势幅值 F 不发生变化,因此结合式(2)最终黑色磁动势块不符合产生径向磁通的条件,因而黑色磁动势块为满足产生主磁通的作用将会寻找新的磁路,形成如图4周向磁通。

2.2 径向、周向磁通特性

观察图3原模型磁力线图,径向磁通贯穿原模型内、外定子,在内、外电枢绕组共同作用下,具有较好的磁通利用性;在单电枢绕组作用下,对模型整体材料利用充分。

对于周向磁通来说,考虑本文原模型周向磁通仅作用于转子与外定子,无论在两套还是单套电枢绕组作用下,对模型磁通和材料利用不充分。

3 优化设计方案

为了提高绕组作用时对磁通的利用率,优化重点应考虑在主磁通几乎不变的情况下增大径向磁通占主磁通的比例。通过前文对径向和周向磁通的分析,可行的方案有调整转子轭部径向厚度和改变极弧系数。由于转子轭部的调整对电机整体尺寸参数影响较大,故采取调整极弧系数的方法。

3.1 极弧系数对主磁通影响

为使优化方案达到增大径向磁通占主磁通的比例且不降低电机性能的目的,极弧系数的优化应考虑两点:(1)保证优化前后转子轭部主磁通不过量降低;(2)减少周向磁通,提高径向磁通占主磁通比例。

考虑保持转子内侧永磁体0.7的极弧系数,仅减小转子外侧永磁体极弧系数如折线图5所示。该优化虽有助于提高径向磁通占主磁通比例但会大幅降低主磁通。因此,为实现优化目的,应先增加转子内侧永磁体的极弧系数,而后调整转子外侧永磁体极弧系数。

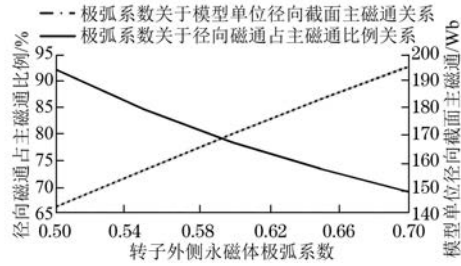


图5 转子外侧永磁体极弧系数与关键参数关系图

结合图 6, 考虑过多增大转子内侧永磁体极弧系数会产生新的周向磁通, 因而结合磁路计算理论, 转子内侧永磁体极弧系数应在式 (3) 的约束条件下尽可能大。

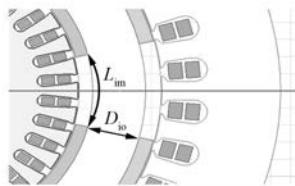


图6 转子内侧永磁体磁路选择

$$\frac{(1 - a)\pi}{p} \times D_{ri} > D_{io} \quad (3)$$

式中: a ——永磁体极弧系数;

p ——极对数;

D_{ri} ——转子(不计永磁体)内径, m;

D_{io} ——转子轭部径向长度, m。

结合表 3 数据代入式 (3), 转子内侧永磁体极弧系数经计算可取 0.8。

表3 转子外侧永磁体极弧系数与关键参数关系表

转子外侧永磁体极弧系数	模型径向截面主磁通/Wb	径向磁通占主磁通比例/%
0.5	159.83	97.76
0.55	171.25	93.81
0.6	185.91	86.9
0.65	199.09	81.65
0.7	211.7	77.17

结合选定的转子内侧永磁体极弧系数为 0.8, 选取 5 组转子外侧永磁体极弧系数通过有限元初步计算得到表 3 数据。结合图 5 分析表 3, 转子外侧永磁体极弧系数低于 0.6 时, 转子轭部主磁通过量减少; 极弧系数高于 0.65 时, 径向磁通占

主磁通比例对比预期优化目的偏低。因而转子外侧永磁体极弧系数选取 0.6~0.65 较为合适。本文可选取转子外侧永磁体极弧系数为 0.61。

原模型经极弧系数优化过后如图 7 所示。对比图 2 原模型, 前者在保证主磁通几乎不变情况下, 径向磁通所占主磁通的比例得到大幅提升。为了提高转子轭部铁心对磁通的利用率和降低转动惯量, 进一步的优化可通过增设减重孔来实现。

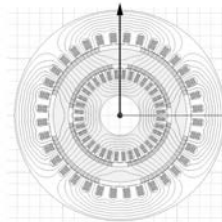


图7 原模型经极弧系数优化后磁力线图

3.2 减重孔对周向磁通影响

减重孔实际应用中增设于转子轭部少量磁通经过位置, 其存在应保证不降低电磁性能同时降低转子转动惯量, 提高电机运行性能。原模型经极弧系数优化后, 转子轭部部分位置出现了比原模型同位置更少磁通, 因而原模型经极弧系数优化后更适合采用减重孔优化。

本文设计减重孔位置增设于原模型经极弧系数优化后转子轭部周向磁通路径上, 且不与径向磁通相接触, 因而实际增设减重孔之后的优化模型应主要考虑减重孔对周向磁通的影响。如图 7 所示, 在周向磁通铁心位置增设的减重孔应给转子轭部内侧预留较多的空间以保证部分周向磁通的不饱和通过。因而减重孔设计如图 8 所示, 靠圆心侧留有较大的可供磁力线通过的部分。同时本文减重孔内部设计有加强筋以保证转子铁心的机械强度。



图8 减重孔设计

4 有限元仿真

为验证最终优化后电机模型的性能参数, 借助 Maxwell 2D 有限元模块对最终电机模型进行

仿真试验验证。

4.1 静态气隙磁密仿真

借助有限元静态场对本文涉及研究的 4 组模型(原模型、原模型经减重孔优化、原模型经极弧系数优化、原模型经极弧系数和减重孔优化)进行仿真。4 组有限元模型如图 9 所示;图 10、图 11 为 4 组模型磁密波形图;表 4、表 5 分别为 4 组模型对应转子轭部主磁通值和径向磁通占主磁通比例;表 6 给出了 4 组模型内、外气隙平均磁密值。

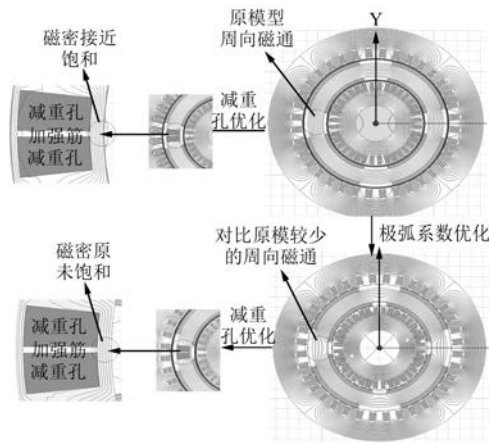


图 9 4 种模型转子轭部主磁通组成对比

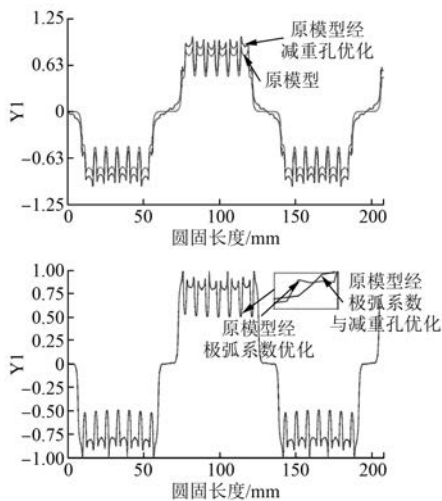


图 10 4 组仿真模型内气隙径向磁密波形

表 4 4 组仿真模型径向截面转子轭部主磁通

参数	主磁通/Wb	
	未加减重孔	增设减重孔
原模型	195.45	194.47
原模型经极弧系数优化	188.53	194.78

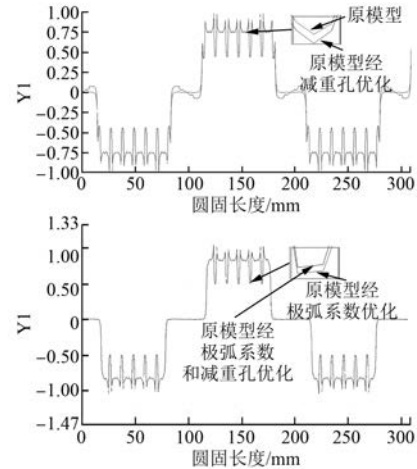


图 11 4 组仿真模型外气隙径向磁密波形

表 5 4 组仿真模型径向磁通占主磁通比例

参数	径向磁通比例/%	
	未加减重孔	增设减重孔
原模型	68.9	77.9
原模型经极弧系数优化	85.9	87

表 6 4 组仿真模型内外气隙平均磁密值

参数	平均磁密值/T	
	未加减重孔	增设减重孔
原模型内气隙	0.715	0.812
原模型经极弧系数优化后内气隙	0.759	0.762
原模型外气隙	0.723	0.725
原模型经极弧系数优化后外气隙	0.729	0.727

通过观察分析图表,可总结 4 组模型在有限元静态场性能如下:

(1) 观察图 9 与表 4、表 5,原模型经极弧系数优化后周向磁通得到了大幅度减弱,且在保证主磁通几乎不变情况下,径向磁通所占主磁通比例提高了近 17%。同时增设减重孔也利于提升径向磁通所占主磁通比例,但提升效果对比前者不明显。

(2) 观察图 9、图 10、图 11 与表 6,原模型未经极弧系数优化而增设减重孔,模型气隙磁密波形有明显畸变,且模型内气隙和减重孔靠圆心侧铁心处均出现磁密饱和情况;而原模型经极弧系

数优化后,减重孔的增设与否对气隙磁密的影响较小,且两者对比原模型都具备更好的电磁性能。

4.2 电机运行仿真

借助有限元瞬态场对原模型经极弧系数和减重孔优化后的最终电机模型进行运行仿真试验。控制电路选取与原模型相同的驱动电路,如图 12 所示。试验所得转矩与时间、转速与时间波形将对比原模型如图 13、图 14 所示。表 7 给出通过仿真所得原模型和最终电机模型部分性能参数。通过观察图表数据,最终电机模型具有更好加速起动性能。

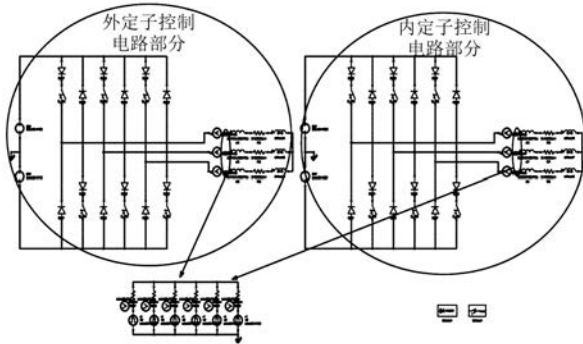


图 12 DS-PMBL 直流电机理想控制电路

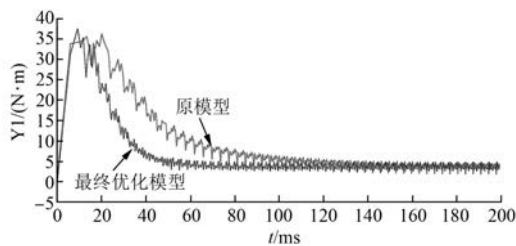


图 13 DS-PMBL 电机起动运行转矩-时间波形

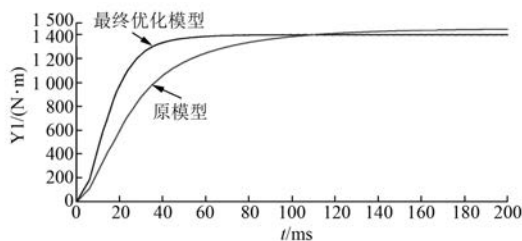


图 14 DS-PMBL 电机起动运行转速-时间波形

5 结 语

本文对表贴式串联磁路 DS-PMBL 电机转子轭部主磁通的研究结果如下:

表 7 运行仿真试验 DS-PMBL 性能参数

参数	原模型	最终电机模型
额定输出功率/W	520.21	522.54
额定效率/%	88.9	89.3
转子转动惯量/(kg·m ²)	0.005 502	0.004 812
最大起动转矩/(N·m)	36.25	37.51
最大转速/(r·min ⁻¹)	1 445	1 400

(1) 文中给出的 DS-PMBL 电机转子轭部的主磁通由径向磁通和周向磁通组成。径向磁通贯穿模型内、外定子,周向磁通仅作用于模型外定子与转子,后者的出现降低了模型对永磁体和转子铁心材料的利用率,降低了电机整体的性能。

(2) 经过分析径向与周向磁通的成因及特性,本文采取对原模型极弧系数优化的方法,保证在优化前后转子轭部主磁通不过量降低下提高径向磁通占主磁通的比例,设计出 0.8 和 0.61 的内、外永磁体极弧系数。静态场仿真验证了原模型通过改变极弧系数使模型内、外气隙磁密分别达到了 0.759 T 和 0.729 T,具有比原模型更好的磁负荷。

(3) 由于原模型经极弧系数优化后在转子轭部部分位置出现铁心对磁通的利用率较低的情况,因而本文进一步优化方案为通过于极弧系数优化后模型周向磁通铁心位置增设合适的减重孔。静态场仿真验证了原模型经极弧系数优化后增设减重孔,模型内、外气隙磁密分别达到了 0.762 T 和 0.727 T,具有比原模型更好的磁负荷。

(4) 仅通过静态场仿真试验可发现减重孔的增设有助于提高径向磁通占主磁通比例,但提升效果远小于极弧系数的优化。

(5) 瞬态场试验验证了原模型经极弧系数和减重孔优化后的最终电机模型在沿用原模型控制电路下具有良好运行稳定性,并具备比原模型更好的加速起动能力。

【参考文献】

- [1] WANG Y L. A design study of dual-stator permanent magnet brushlessDC motor[J]. Telkommika, 2013, 11 (4): 653-660.
- [2] 王雅玲,徐衍亮,刘西全.双定子永磁同步发电机(I)-结构原理及其响应面法设计[J].电工技术学报, 2011, 26(7): 167-172.

- [3] 徐衍亮,王雅玲,刘西全.双定子永磁同步发电机(II)-有限元分析及其样机实验[J].电工技术学报,2012,27(3): 168-172.
- [4] 王雅玲,徐衍亮.基于电动汽车驱动的双定子永磁无刷直流电机绕组换接运行分析[J].电工技术学报,2014,29(1): 89-103.
- [5] 王雅玲.电动汽车用双定子永磁无刷电机研究[D].济南:山东大学,2014.
- [6] 李景琪.五相双定子永磁同步电机的优化设计与分析[D].北京:北京理工大学,2015.
- [7] 柴凤,崔淑梅,宋立伟,等.双定子永磁同步电机的设计方法[J].微电机,1999,32(6): 12-14.
- [8] 王玉彬,程明,花为,等.双定子永磁无刷电机裂比的分析与优化[J].中国电机工程学报,2010,30(30): 62-67.
- [9] WANG Y B, CHENG M, FAN Y, et al. Optimal design of a double-stator permanent magnet brushless machine with series magnetic [C] // Circuit Electromagnetic Field Computation (CEFC), 2010 14th Biennial IEEE Conference, 9-12 May 2010: 1-1.
- [10] 沈建新,陈永校.永磁无刷直流电动机定子裂比的分析与优化[J].电机与控制学报,1998,2(2): 80-83.
- [11] PANG Y, ZHU Z Q, HOWE D. Analytical determination of optimal splitratio for permanent magnet brushlessmotors [J]. IEEE Electric Power Applications, 2006, 153(1): 7-13.
- [12] 程树康,寇宝泉,杨世彦,等.串联磁路结构双定子混合式直接驱动电动机的转矩特性[J].中国电机工程学报,2004,24(7): 127-132.
- [13] 寇宝泉,张千帆,程树康.串联磁路结构双定子混合式直接驱动电动机的定位转矩分析及抑制策略[J].中国电机工程学报,2005,25(8): 145-150.
- [14] 寇宝泉,谢大纲,程树康.串联磁路结构双定子混合式直接驱动电动机的电感特性[J].微特电机,2007,35(4): 4-7.
- [15] LU Y, LI J, LU H X. Six-phase double-stator inner-rotor axial flux PM machines with novel detached winding [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(3): 1931-1941.

收稿日期: 2017 -09 -05

(上接第 71 页)

- [2] 吴志红,李根生,朱元,等.考虑参数变化的车用永磁同步电机最大转矩电流比控制[C]// 2011 中国电工技术学会学术年会,2011: 243-247.
- [3] 李长红,陈明俊,吴小役.PMSM 调速系统中最大转矩电流比控制方法的研究[J].中国电机工程学报,2005,25(21): 169-174.
- [4] KIM H, HARTWIG J, LORENZ R D. Using on-line parameter estimation to improve efficiency of IPM machine drives [C] // Power Electronics Specialists Conference, 2002 pesc 02 2002 IEEE 33rd Annual IEEE, 2002: 815-820.
- [5] INOUE Y, KAWAGUCHI Y, MORIMOTO S, et al. Performance improvement of sensorless IPMSM drives in a low - speed region using online parameter identification [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(2): 798-804.
- [6] KOWALSKI T, TEIGELKOTTER J, STOCK A, et al. Energy-efficient control strategy for PMSM with superconductive stator winding [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2015, 25(3): 1-6.
- [7] JEONG Y S, SUL S K, HITI S, et al. On - line minimum - copper - loss control of an interior permanent - magnet synchronous machine for automotive applications [C] // Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005 APEC 2005 Twentieth Annual IEEE, IEEE, 2005: 943-949.

收稿日期: 2017 -08 -16

引领技术发展趋势

报道经典实用案例

反映行业最新动态