

永磁力矩电机三相绕组不对称性改进方法研究^{*}

葛红岩¹, 卓亮¹, 刘勇¹, 杨荣江^{1,2}

(1. 贵州航天林泉电机有限公司, 贵州 贵阳 550008;

2. 国家精密微特电机工程技术研究中心, 贵州 贵阳 550008)

摘要: 由于力矩电机多作为驱动电机使用, 且电机对低速平稳性要求很高, 所以选用了一种特殊的极槽配合方式。12 极 39 槽的选择使得电机齿槽转矩较小的同时导致电机三相绕组不对称。降低绕组不对称对电机低速平稳性的影响, 对提高绕组的对称性的方法研究有着重要的意义。以一台采用 12 极 39 槽的力矩电机为例, 提出了一种绕组不对称性的改进方法, 通过改变绕组的排列方式提高了绕组的对称性, 且保证了电机的低速平稳性。最终通过理论研究与仿真分析验证了不对称性改进方法的有效性。

关键词: 力矩电机; 低速平稳性; 不对称; 改进方法

中图分类号: TM 359.6 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2017)10-0083-05

Asymmetry Improved Method for Permanent Magnet Torque Motor Three-Phase Windings^{*}

GE Hongyan¹, ZHUO Liang¹, LIU Yong¹, YANG Rongjiang^{1,2}

(1. Guizhou Aerospace Linquan Motor Co., Ltd., Guiyang 550008, China;

2. National Precision Micro Motor Engineering Research Center, Guiyang 550008, China)

Abstract: Since most torque motors were used as the drive motors, and low speed stability was highly required, a special way of poles with slots was chosen. Selected the 12 pole 39 slots made the motor cogging torque small, but motor three-phase windings were asymmetry. There was important significance of research on the method of improving the symmetry of the winding to reduce the impact asymmetry of motor windings to the low speed stability. In a 12 pole 39 slot motor torque case, a method to improve the winding asymmetry was proposed, and the winding arrangement were changed to improve the symmetry of the windings, and the low speed stability of motor could be guaranteed. Finally, the validity of the method were verified by theoretical research and simulation analysis.

Key words: torque motor; low speed stability; asymmetric; improved method

0 引言

永磁力矩电机根据有无电刷可分为有刷力矩电机和无刷力矩电机。无刷力矩电机根据驱动方式分为正弦波驱动电机和方波驱动电机。正弦波驱动电机是通过信号电机反馈位置信号, 电机的转速平稳性能直接影响电机的控制精度, 特别对于永磁力矩电机来说, 电机转速较低, 易受到齿槽转矩的影响; 同时, 力矩电机为了保证电机力矩输出能力, 而不采用斜槽或斜极来降低电机的齿槽

转矩^[1-6], 故国内外力矩电机大多通过极槽配合的选取作为降低齿槽转矩的主要方法, 其他的方法如开辅助槽、优化极弧系数等都是极槽配合的选择为基础, 故极槽配合的选择是力矩电机设计要点之一^[7-13]。在多种极槽配合的选择下, 会有很多种情况三相绕组不对称, 会对转矩产生较大的波动, 故对不对称绕组对称性能改进方法的研究有着重要的意义^[14-20]。

本文以一台正弦波驱动的永磁力矩电机为例, 选择了 12 极 39 槽的极槽配合来降低齿槽转

^{*} 基金项目: 大力矩、低脉动交流永磁力矩电机及其驱动与控制系统(JPPT-125-GH-154)

作者简介: 葛红岩(1989—), 男, 助理工程师, 研究方向为永磁电机设计与多物理场计算。

矩。为了改进该极槽配合导致的三相绕组不对称性,通过改变绕组排布的方法增加了三相绕组的对称性,通过理论与仿真分析,验证了该方法的有效性。

1 极槽配合的选择对齿槽转矩影响

力矩电机极槽配合的选择,主要目的是为了减小齿槽转矩。在抑制齿槽转矩时,首先考虑槽数 Z 和极数 $2p$ 组合与齿槽转矩的关系。通常认为,基波齿槽转矩周期数 γ 越大,其幅值就越小。所以宜选择最小公倍数 $2p$ 较大的定子槽数 Z 和转子极数 $2p$ 组合。

本文力矩电机采用分数槽绕组。采用分数槽绕组电机有利于降低齿槽转矩的原理在于:各个槽口所处磁场位置不同,所以各自产生的齿槽转矩相位便不同,从而叠加的结果不但提高了基波齿槽转矩周期数,并有可能产生相互抵偿的作用。整数槽绕组电机每个磁极下的齿槽个数和位置都是相同的,在所有极下产生的齿槽转矩相位相同, $2p$ 个极的齿槽转矩叠加起来使总齿槽转矩大为增加。

在定转子相对位置变化一个齿距范围内,齿槽转矩是周期性变化的,变化的周期数取决于极数和槽数的组合。一个齿距范围内齿槽转矩的周期数 N_p 为极数、槽数与极数最大公约数的比值,即

$$N_p = \frac{2p}{GCD(z, 2p)}$$

(1)

从文献[15]的结论可以得出, N_p 越大则齿槽转矩越小,故选择合适的极槽配合能够有效地降低齿槽转矩。下面分析极数为 12 极,槽数选择能够保证三相绕组对称的几种典型极槽配合,如表 1 所示。

表 1 极槽配合明细表

极数	槽数	$GCD(Z, 2p)$	N_p	γ
12	9	3	4	36
12	18	6	2	36
12	27	3	4	108
12	36	12	1	36
12	39	3	4	156

从表 1 中可知,在电机尺寸一定范围内,对于 12 极力矩电机来说,应选择周期数较大的,以降

低齿槽转矩,12 极 39 槽一个槽内齿槽转矩周期数 N_p 为 4,为所列表中最大值之一,且基波齿槽转矩周期数 γ 最大,整个电机在某些定子尺寸范围内,12 极 39 槽为力矩电机最适合的极槽配合。

2 双层绕组不对称性分析

对 12 极 39 槽电机的绕组排列进行研究,可知电机的每极每相槽数为分数,即

$$q = b + \frac{c}{d} = 1 + \frac{1}{12}$$

(2)

由式(2)可知 $d = 12$,故从文献[2]中的结论可以得出,该极槽配合使得三相绕组不对称。本根据传统方法“凑整”法可以将电机的槽数分成三个单元,每个单元的循环数序相同,而本文采用了新的绕组排序方法,如表 2 所示。

表 2 循环数序表

方案	1~13 槽	14~26 槽	27~39 槽
凑整法	211111111111	211111111111	211111111111
方案一	211111111111	121111111111	112111111111
方案二	111121111111	111121111111	111112111111
方案三	111111121111	111111112111	111111111211

根据表 2 的循环数序得到绕组的排列分布,如表 3 所示,其中四种排列方式都为双层绕组,绕组排列循环数序和分布都指为双层绕组的上层绕组。

表 3 绕组排列表

方案	1~13 槽	14~26 槽	27~39 槽
凑整法	AAZBXCXY	AAZBXCXYA	AAZBXCXYA
	AZBXCXY	ZBXCXY	ZBXCXY
方案一	AAZBXCXY	AZZBXCXYA	AZBBXCXYA
	AZBXCXY	ZBXCXY	ZBXCXY
方案二	AZBXCCY	AZBXCYY	AZBXCXYA
	AZBXCXY	AZBXCXY	AZBXCXY
方案三	AZBXCXYA	AZBXCYY	AZBXCXYA
	ZBBXCXY	AZXXCY	AZBXCXY

从表 3 可以明显看出,每相槽数不相等,三相绕组的对称性一定很差,故对称性的改进方法首先要满足每相槽数相等,且主波合成槽矢量尽可能接近对称。如表 2 所示,本文采用的方案一,通过改变循环数序中“2”的位置,保证了每相槽数相等。

通过方案一的延伸得到方案二和方案三,将空间中每槽的位置以复数形式表示,以相量法为计算方法通过编程计算得到 4 种方法的相间夹角及每相绕组的主波分布系数,如表 4 和表 5 所示。

表 4 双层绕组相间夹角分布表

方案	AB 相间夹角/(°)	BC 相间夹角/(°)	CA 相间夹角/(°)
凑整法	117.692 3	124.615 4	117.692 3
方案一	119.364 9	120.317 5	120.317 5
方案二	120.317 5	120.317 5	119.364 9
方案三	120.317 5	119.364 9	120.317 5

表 5 双层绕组每相主波分布系数表

方案	A 相绕组系数	B 相绕组系数	C 相绕组系数
凑整法	0.935 7	0.956 8	0.956 8
方案一	0.947 1	0.947 1	0.944 4
方案二	0.947 1	0.944 4	0.947 1
方案三	0.944 4	0.947 1	0.947 1

从表 4 和表 5 可以看出,“凑整”法排列的绕组从相间夹角和分布系数角度来看,主波合成矢量的对称性是很差的,方案一、二、三的绕组对称性较“凑整”法好很多,同时,如果将 ABC 三相不做特别区分,方案一、二、三的绕组对称性从电机整体性能角度来说说是相同的。

3 多层绕组组合不对称性分析

虽然方案一、二、三对绕组的对称性有了很大的改进,但对于力矩电机来说,有时对电机的低速平稳性能有着很高的要求,方案一、二、三可能不能满足使用要求。故为了进一步改进绕组对称性,本文将方案一、二、三两两组合或者三者合一,得到四层或者六层绕组,通过计算得到 4 种组合的相间夹角及每相绕组的主波分布系数,如表 6 和表 7 所示。

表 6 多层绕组相间夹角分布表

组合方案	AB 相间夹角/(°)	BC 相间夹角/(°)	CA 相间夹角/(°)
一,二组合	119.854 1	120.291 8	119.854 1
一,三组合	119.814 0	119.814 0	120.371 9
二,三组合	120.291 8	119.854 1	119.854 1
一,二,三组合	119.988 1	120.0-38	119.988 1

表 7 多层绕组每相主波分布系数表

组合方案	A 相绕组系数	B 相绕组系数	C 相绕组系数
一,二组合	0.934 0	0.933 9	0.933 9
一,三组合	0.896 2	0.900 0	0.896 2
二,三组合	0.933 9	0.933 9	0.934 0
一,二,三组合	0.913 2	0.914 8	0.913 2

从表 6 和表 7 可以看出,4 种方案中,方案一、二、三“三合一”的组合从相间夹角的角度看对称性最好,方案一、二组合和方案二、三组合从分布系数的角度看对称性最好,且从两个角度看对称性都优于单独的方案,方案一、三组合从两个角度看对称性都是最坏的。如果将 ABC 三相不做特别区分,方案一、二组合和方案二、三组合的绕组对称性从电机整体性能角度来说说是相同的。如果不看方案一、三组合,从双层变为多层,分布系数随着层数的增多而变小,这对电机的性能有一定的影响,要分析这种影响以及从两个角度来综合对比“三合一”方案和“两两组合”方案的对称性,本文从仿真的结果来提供数据参考。

4 仿真结果与试验对比分析

本文以一台 12 极 39 槽且绕组为“三合一”方案的样机为参考,通过试验测量与仿真结果对比,验证仿真结果的正确性,从而为通过仿真分析绕组排列对电机性能影响提供依据。图 1 为电机有限元仿真模型,图 2 为样机的定子和转子,图 3 为样机负载测试试验台。

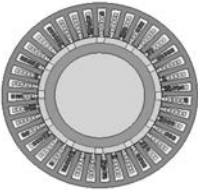


图 1 电机有限元模型

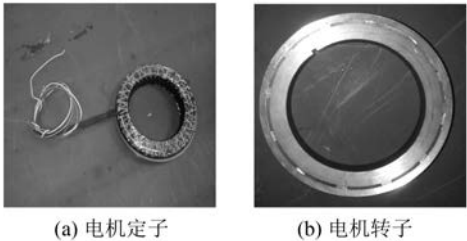


图 2 分装式电机定、转子



图3 电机负载测试试验台

通过仿真计算与试验测量得到仿真数据与试验数据,将实测和仿真数据的几个工作点进行对比分析,如图4所示;得到仿真结果的误差数据,如图5所示。

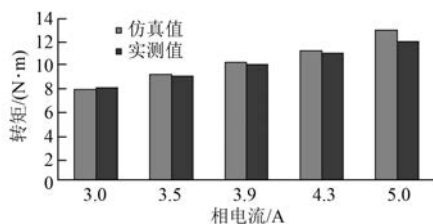


图4 仿真结果与试验数据对比图

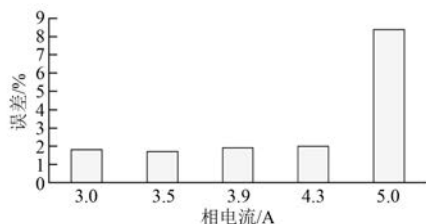


图5 仿真结果误差分布图

从图5数据分析可以看出,相电流5 A工作点的误差较大。从图4可以看出该工作点实测值较仿真值小,分析是由于样机电流过大,绕组磁势较大,电机气隙磁场饱和程度较高,使电机的转矩系数降低。有限元法计算磁场饱和点时计算准确性较低,但从图5前几个工作点可以看出,在气隙磁场不饱和的情况下,仿真误差可达到5%以下,能够保证仿真准确性。因此,可以通过仿真分析绕组排列对气隙磁场不饱和和电机性能的影响。

5 绕组排列仿真分析

通过仿真分析绕组排列对电机性能的影响,以2层绕组表示方案一、二、三中任意一个,以4层绕组表示方案一、二或者方案二、三的组合,以

6层绕组表示方案一、二、三“三合一”组合,从转矩系数和转矩波动系数两个方面分析2、4、6层绕组的电机性能,通过仿真得到不同方案的仿真结果,如图6和图7所示。

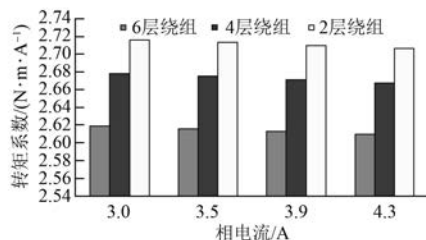


图6 仿真结果误差分布图

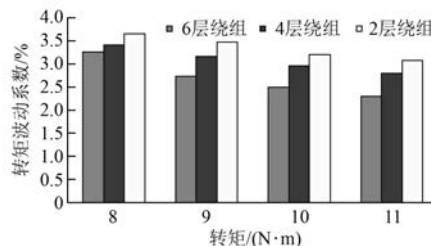


图7 仿真结果误差分布图

从图6可以看出,随着绕组层数的增多,转矩系数随之变小,相同相电流下,输出的转矩变小,电机的力矩输出能力有所降低。从图7可以看出,随着绕组层数的增多,转矩波动系数随之变小,相同输出转矩下,电机的转矩波动小,电机的低速平稳性能提高。从绕组磁动势的角度来分析不同绕组排列对转矩波动的影响,由于不同绕组排列主波系数不等,这里将主波系数都调整成1,其他次谐波随着变化,同时由于三相绕组不对称,故比较2、4、6层绕组的AB、BC、CA的线磁动势各次谐波大小,通过编程计算得到结果,如图8~图10所示。

从图8~图10可以看出,由于三相绕组的对

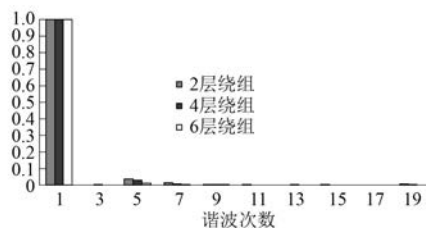


图8 AB线磁动势谐波分布图

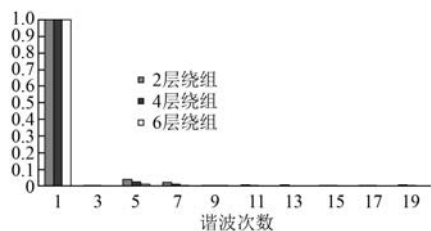


图9 BC线磁动势谐波分布图

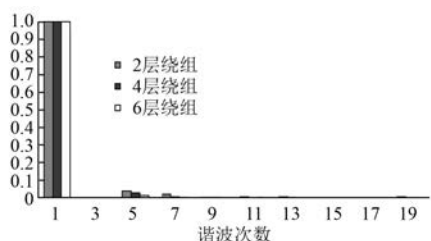


图10 CA线磁动势谐波分布图

称性得到了很大的改善,三相间的各线磁动势的各次谐波分布基本相同,都是5次和7次谐波所占比重较大。可见,这是影响转矩波动的主要谐波次数,随着绕组层数的增多,5次和7次谐波的幅值明显降低,故转矩波动也随之降低。

6 结 语

本文通过理论分析得到12极39槽的极槽配合能够有效地降低齿槽转矩,通过绕组排列的重新排布得到了一种三相对称性较好的排布方式,通过编程计算相间夹角及主波系数可以证明此绕组排布对三相对称性进行了有效的改进。通过仿真与试验数据对比,证明了仿真结果的有效性,对比3种改进方案的仿真结果,可以看出,3种方案中转矩系数大的则转矩波动也较大,故选择电机设计方案时,可根据实际技术要求选择合适的方案。

【参考文献】

[1] 夏加宽,刘力夫.取向硅钢片近极槽数永磁同步力矩电机转矩分析[J].微特电机,2015,43(2): 23-26.
[2] 孙昌志.钕铁硼永磁电机[M].沈阳:辽宁科技出版社,1997.

[3] 唐任远.现代永磁电机[M].北京:机械工业出版社,1997.
[4] 汤蕴璆.电机内的电磁场[M].北京:科学出版社,1998.
[5] 夏加宽,盛丽君,刘纯江.直接驱动环形永磁力矩电机低速齿槽转矩脉动补偿研究[J].电气技术,2009(3): 21-24.
[6] 尹翔陵,王爱祥.直流利矩电机在精密跟踪雷达中的应用[J].电子工程师,2001,27(1): 55-57.
[7] 姚红萍.基于无刷直流力矩电机的雷达搜索系统工程[J].微电机,2012,45(12): 70-74.
[8] 杨玉波,王秀和,丁婷婷,等.极弧系数组合优化的永磁电机齿槽转矩削弱方法[J].中国电机工程学报,2007,27(6): 7-11.
[9] 陈永校,汤宗武.小功率电动机[M].北京:机械工业出版社,1992.
[10] 罗宏浩,廖自力.永磁电机齿槽转矩的谐波分析与最小化设计[J].电机与控制学报,2010,14(4): 36-40.
[11] 王宗陪.永磁直流微电机[M].南京:东南大学出版社,1992.
[12] 李钟明,刘卫国.稀土永磁电机[M].北京:国防工业出版社,1999.
[13] 王秀和.永磁电机[M].北京:中国电力出版社,2012.
[14] 李明阳,姚庆双.定子为不对称绕组的排列及谐波分析[J].防爆电机,2011,46(2): 14-17.
[15] 李林合,梁艳萍,黄浩.水轮发电机定子绕组不对称支路电磁参数计算模型[J].电机与控制学报,2006,10(5): 283-286.
[16] 王东,马伟明,顾伟峰,等.12/3 相双绕组感应发电机的谐波不对称分析[J].中国电机工程学报,2004,24(5): 148-152.
[17] 杨孝谦.三相不对称绕组的引用[J].防爆电机,2006,41(4): 15-16.
[18] 潘晓晨,赵宏亮,王晓文.一种分析两相不对称绕组电机的新方法[J].微特电机,2000,28(3): 24-26.
[19] 戈宝军,李明哲,孙玉田,等.同步发电机不对称运行工况阻尼绕组电流的计算[J].中国电机工程学报,2013,33(27): 154-160.
[20] 李林合,梁艳萍.汽轮发电机支路不对称定子绕组连接问题的探讨[J].防爆电机,2006,41(3): 1-4.

收稿日期: 2016-11-09