

2018年全国小功率电机行业技术论文

论文集

2018年全国小功率电机行业技术论文



中国电器工业协会分马力电机分会
中国电工技术学会小功率电机专业委员会

二〇一八年十一月

目 录

| | |
|--|---------------------|
| 1、永磁三自由度电机的建模和动力学分析 | 李争 刘令旗 郭鹏(1) |
| 2、混合永磁型永磁磁阻同步电机性能和材料成本的研究与分析 | 林明耀 孔永 贾伦(7) |
| 3、Halbach 阵列在轴向磁场定子无铁芯永磁同步电机中的应用 | 乐伟 林明耀 贾伦(11) |
| 4、基于 NM1100 单片机平台下的无刷直流风机控制系统设计 | 彭湃 钟大志 潘华 马永河(15) |
| 5、基于永磁同步电机的汽车刹车辅助系统 | 王潇 郭有贵 肖曦(22) |
| 6、基于 ANSYS 的定子端盖过盈接触的分析研究 | 刘丹 李庆 高晓峰 李文字(26) |
| 7、基于解析法和有限元法 PMSM 电磁力波分析 | 王伟(32) |
| 8、容错式混合励磁轴向磁场磁通切换电机控制策略研究 | 袁晓强 张蔚 於锋 翟良冠(41) |
| 9、单相永磁无刷直流电机启动及运行分析 | 陈志文 卓祖德 李庆(47) |
| 10、U 型无铁芯直线电机的振动模态计算与分析 | 岳非弘 李争 王群京(53) |
| 11、表贴式永磁同步电动机的模态分析 | 王伟(59) |
| 12、基于 LabVIEW 的永磁同步电机匝间短路故障在线诊断系统研究 | 夏孟杰 严冬冬 杭俊 王群京(68) |
| 13、基于 Maxwell 风扇新结构电机电磁方案设计及成果推广 | 李文字 曾文志 李庆(72) |
| 14、双三相永磁轮毂电机开路故障时容错控制系统设计 | 童琛 丁石川 杭俊 李国丽(77) |
| 15、电磁制动器电磁吸力解析计算与设计优化 | 陈博闻 吴建华 孙庆国 沈梦杰(86) |
| 16、基于齿冠偏心内凹结构的工业机器人用 PMSM 转矩波动抑制 | 王伟(92) |
| 17、基于硅钢材料的高效单相感应电动机优化设计分析 | 陈胜旭 孙宗炜 李培根(98) |
| 18、基于统一理论的永磁交流伺服电动机设计方法 | 金波 钟大志(103) |
| 19、基于永磁体优化 PMSM 力波与模态分析 | 王伟(107) |
| 20、考虑温度影响的电涡流缓速器制动力矩分析 | 李超 王群京 钱喆 李雪逸(114) |

■ 2018 小功率电机 / 论文集

- 21、塑封电机负载异常低频噪声分析及改善 丁佳婷 高晓峰 艾桂林 李庆(119)
- 22、铁芯热处理在小功率空调风扇电机中的应用研究
..... 卓祖德 陈志文 陈川礼 李庆(122)
- 23、铸铜转子在压缩机电机性能影响研究 李尚平 龙芳 闫术(127)
- 24、矩形转子槽异步起动永磁同步电机退磁问题研究
..... 张文达 李争 杜深慧 李建军 李莹(131)
- 25、PG 电机插件霍尔 IC 改贴片霍尔 IC 的摆放位置研究
..... 杨文德 伍光祥 漆凌君(138)
- 26、家用交流电机的整机固频噪音解析方法与应对措施
..... 陈川礼 卓祖德 李庆(141)
- 27、变频调速恒压供水控制系统设计 李文字 张月(144)
- 28、提高电容器耐湿热能力分析 薛泽峰 靳小根 章新宇(151)
- 29、无刷直流电机防电蚀结构设计研究及应用 吴泽华 高晓峰 李庆(156)
- 30、铸铝转子断条检测设备仿真分析 刘贤义 陆林青 汤石青(160)
- 31、单相异步电机的调速方法 冯奕冠 闫可可 孟琦璋 李庆 赵坤所 易大聪(166)
- 32、电动汽车用电容器安全性能分析 靳小根 薛泽峰 章新宇(171)
- 33、电机噪声源识别及分析方法 丁佳婷 高晓峰 李庆(175)
- 34、发电机定、转子间气隙的计算方法 曾文志 李文字 刘丹(179)
- 35、电机变频节能系统设计 李文字 曾文志 刘丹(182)
- 36、一种适用于多自由度球面运动轴承的动力学分析
..... 李争 杨凯 陈晴 王群京 李芳芳(185)



官方微信二维码

秘书处联系电话：020-32293718

中国电器工业协会分马力电机分会 汇编
中国电工技术学会小功率电机专业委员会

永磁三自由度电机的建模和动力学分析

Modeling and Dynamics Analysis of Permanent Magnet Three-DOF Motor

李争, 刘令旗, 郭鹏

(河北科技大学电气工程学院 石家庄 050018)

摘要: 介绍了一种新型永磁三自由度电机的结构组成, 采用混合驱动式将电机分为外部自转模块和内部偏转模块, 各有一套控制策略能够分别独立运行。为了验证所设计混合驱动型电机的结构适用性和运行可靠性, 规划电机自转运行的启动加速、平稳匀速、制动减速三个时段的控制策略。当自转转速稳定且符合期望要求时, 通过给四列互成 90° 的集中式定子绕组通以三相工频交流电, 启动内部偏转模块, 通过自转和偏转的协同控制, 实现三自由度运动。以输出轴末端原点作为标记点, 观测电机的空间运行轨迹, 实时监测电机运行时三个轴向的旋转角度, 定义传感器判断发生动作, 简化了控制机理。将电机的十字支撑杆与环形外壳作为柔性体, 采用刚柔耦合系统的动力学仿真, 以此分析电机自转、偏转时输出轴偏心状况以及应力分布。

关键词: 三自由度电机; 运行轨迹; 刚柔耦合系统; 应力分布

Abstract: The structure of new permanent magnet three-degree-of-freedom motor is introduced. The motor is divided into external rotation module and internal deflection module by hybrid drive. Each control strategy can be operated independently. In order to verify structural applicability and operational reliability of this designed hybrid drive motor, the control strategy of start-up acceleration, smooth uniform speed and brake deceleration of motor rotation operation is planned. When rotation speed is stable and meets expected requirements, the internal deflection module is activated by three-phase power frequency alternating current to the four columns of 90-degree concentrated stator windings, and the three-degree-of-freedom motion is realized by the coordinated control of the rotation and deflection. Taking the origin of the output shaft as marking point, observe the spatial running track of the motor, monitor the three axial rotation angles of the motor in real time, define the sensor to determine the action, and simplify the control mechanism. The cross support rod of the motor and the annular casing are used as flexible bodies, and dynamic simulation of rigid-flexible coupling system is used to analyze output shaft eccentricity and stress distribution during motor rotation and deflection.

Key words: three-degree-of-freedom motor; running trajectory; rigid-flexible coupling system; stress distribution

0 引言

伴随工业和科技企业智能化的迅猛发展, 机械传动机构配合传统单自由度电机得到了广泛应用, 但在复杂控制系统中对驱动装置的旋转精度、响应频率、运行效率均有较高的要求, 因而解决机电耦合系统中多自由度运动的误差问题具有重要意义^[1-3]。由此, 本文主要设计了一种新式永磁三自由度电机的结构, 在不依赖机械装置的前提下实现电机的自转和偏转, 并在两者共同作用下, 实现空间多方位的旋转^[4-7]。在基于刚柔耦合系统下, 分析了电机外转子在自转运行策略下的形变程度^[8], 并在多体机械系统运动学、动力学下求解电机整体运转^[9-10], 通过设定三个方向旋转力矩函数变化, 指定合适的控制策略, 从而提高了电机三自由度运动的轴向角度范围和方位控制精度^[11-14]。

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51577048, 51637001, 51877070); 河北省自然科学基金资助项目 (E2018208155); 河北省留学人员科技活动项目择优资助项目 (C2015003044); 河北省高等学校科学技术研究重点项目 (ZD2018228); 河北省级研究生创新资助项目 (CXZZSS2018085); 高节能电机及控制技术国家地方联合工程实验室开放课题基金资助项目 (KFKT201804)。

1 三自由度永磁电机的原理和结构

1.1 电机的整体结构和驱动原理

永磁三自由度电机的本体模型以混合驱动的形式划分为两类，分为控制自转运动的内转子部分和控制偏转运动的外转子部分，在给两类模式下使用一定的通电策略和驱动转矩，令自转、偏转模块内的各部件相互配合作用，完成电机的三自由度运转，也可将两类驱动的形式单列出来，在各自运转机理的驱动下相互不影响的独立运行，其整体组合结构的剖面示意图如下所示：

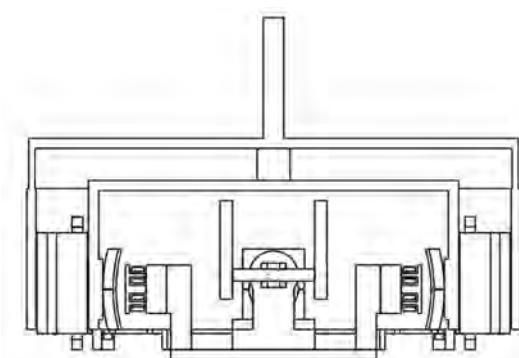


图 1 电机本体的组合式结构

1.2 电机的偏转结构和驱动原理

在控制电机偏转运动的结构中，内转子模块中的永磁体四块八极式、互成 90° 且上下排列球形外壳状，附着在内转子偏转部分的定子线圈上，并嵌于圆柱状空心的转子磁轭内，内定子模块中的定子磁轭为四个铅直 XZO 面放置的盘式结构，有一侧为凸面，且正对于四块偏转式的永磁体。定子线圈为圆筒式结构，每两个对应一块永磁体，其余的定子部分由连杆通过打孔与电机的圆形底座固定连接。则内定子部分的绕组在线圈通电后带动永磁体偏转，并与产生的 N、S 极磁场相互作用，致



图 2 控制电机偏转运动的结构

使所有内转子部分在规定范围内的倾斜运动。

1.3 电机的自转结构与驱动原理

在控制电机自转运动的结构中，外转子模块中的永磁体为四块八极式的环状分布，每块一组 N、S 极占圆周的 $\frac{1}{4}$ ，同样依附于外转子磁轭，即电机的圆环状外壳，并紧贴其外定子磁轭部分，驱动电机自转部分的绕组与磁轭同样为铅直于 XOY 坐标面的环式分布，绕组为中部掏空的矩形体，将同样为环绕式的磁轭突出的位置嵌于其中，自转永磁体与绕组通入三相工频交流电产生的磁场相互作用，致使电机外转子部分高速旋转，其转速为同步转速，即电机的最高转速为 1500r/min。



图 3 控制电机自转运动的结构

2 永磁电机的自转控制策略

2.1 多刚体系统下电机的自转运行

电机的自转运行策略如下所示，时域内的仿真时间为 50s，以角速度为参考量，设计电机加、减速阶段为二次函数的凸弧递增和凹弧递减，对应角加速度曲线在相应时段内为斜坡上升和斜坡下降，其加减速的时间均为 10s，在中间时段内的匀速旋转时达到最高转速，为 25r/s，即达到电机高速运转时的 1500r/m，角加速度在此时为 0，在电机启动与停转时刻达到最大值为 5r/s^2 。

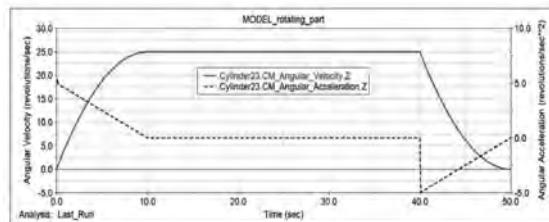


图 4 自转运行控制策略

2.2 刚柔耦合系统下的形变和应力分析

刚-柔耦合系统中电机的自转运动采取与多刚体系统相同的控制策略,如图4所示,在仿真进行到中间转速最快的平稳匀速时段内,选取25s处的时刻,运行仿真的步数为250时,观测到电机形变程度最大,可见输出轴依据几何外形的特征被剖分为四棱柱体,显然添加的旋转副不再与十字型支撑连杆垂直,旋转副施加的关联点恰为电机输出轴始端圆环的中点,不难看出支撑输出轴的十字连杆与输出轴的交界部分,其凹面棱角较为明显。电机自转模块运行时的形变程度主要来自所施加驱动的大小、方向和选取的一个位置点,故而靠近电机输出轴的十字连杆部分形变量较大,反之远离部分的形变量较小,而电机外壳和与电机外壳相连部分的连杆近乎没有形变。

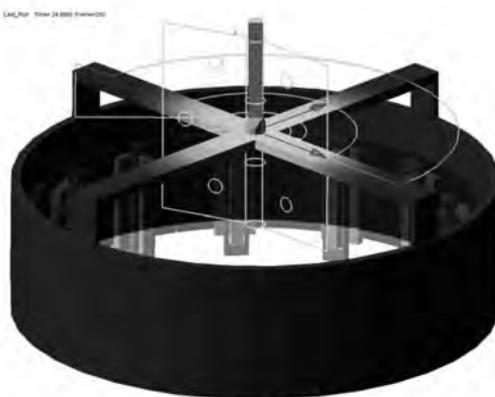


图5 电机自转时的形变程度

所以仅在此分析电机连接轴与转子轴的应力变化,如下所示,最大应力值位于二者的交界的部位,约为0.0369MPa,此后向四周均匀递减,可见的最小应力值出现在一侧连接轴的中间部位,约为0.00738 MPa。

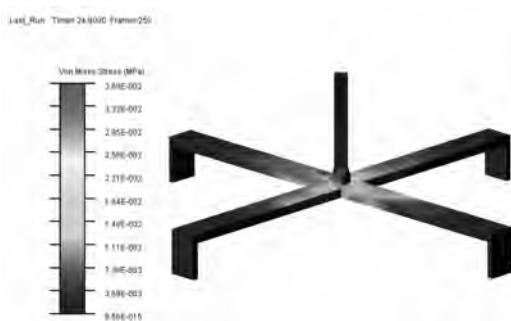


图6 连接轴与转子轴的应力分布

2.3 刚柔耦合系统下的自转偏心位移

此时研究电机自转时的偏心问题,采用先前相同的控制策略,以柔性体的关节点为物理量,绕z轴旋转时分别在X、Y分量上的旋转偏心位移。如图7和图8所示。从图X分量的旋转偏心位移中可以看出,电机自转时启动0→5s内偏心位移振幅呈现明显的衰减趋势,而在制动的45→50s呈现明显的增幅趋势,且在启动的最初与制动的最末时刻,其振幅达到最大,约为0.15mm左右;在5→8s的振幅衰减相较之前微弱一些,此后在8→10s和40→42s的两个过渡时期近乎与中间平稳运行时段曲线相似,仅在偏离0刻度的位置小范围波动;其次观察图Y分量的旋转偏心位移,基本与X分量偏心位移曲线类似,只是整体的数值缩小了近一倍,在匀速平稳运行的前半段与启动至匀速的过渡阶段观测到有较小的衰减位移,在匀速平稳运行的后半段与匀速至制动的过渡阶段观测到有较小的增幅位移。通过对比不难看出,匀速时段内的位移量、波动率较小,在加减速的时段内的位移量、波动率较大,两个分量的偏心位移均大致呈现对称的趋势,由此体现出了规划电机自转控制策略与电机结构设计的合理性。

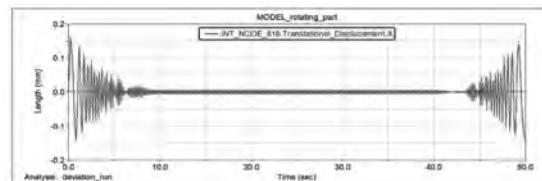


图7 自转时X轴分量偏心位移

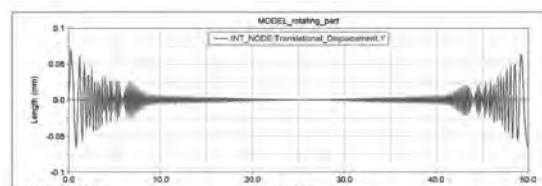


图8 自转时Y轴分量偏心位移

将上述时域内偏心位移采用加窗函数的滤波方式,进行快速FFT变换,增加一个频域的坐标轴,生成如下所示图和图的电机转轴三维振动图像。显然,在电机匀速运转阶段内的偏心偏心量的变化速度快,偏心位移的量值却很小;而在加速和减速过程中偏心量的变化速度则相对缓慢,但其位移值相比较大。

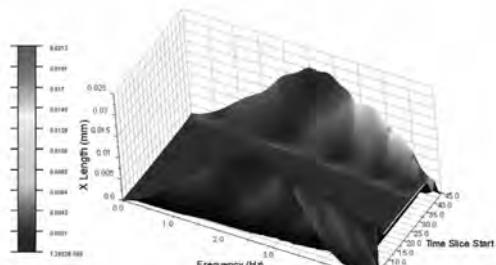


图 9 自转时 X 轴分量的三维振动图像

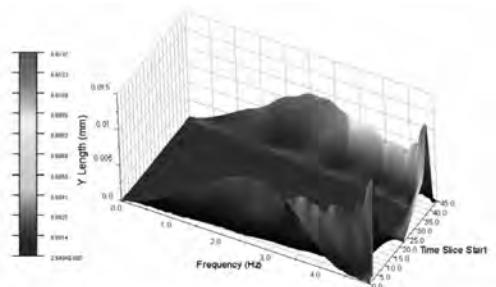


图 10 自转时 Y 轴分量的三维振动图像

3 三自由运动的动力学原理

求解混合驱动型电机在三个旋转力矩作用下的空间运动过程中，主要体现在转子轴相对初始位置的位移量变化，因而在动力学数学模型下计算三自由度旋转运动时的角速度，均以相对坐标转换的形式来描述，设定 $w=(w_x, w_y, w_z)^T$ 为投影到三个轴的角速度分量， $(\dot{\alpha}, \dot{\beta}, \dot{\gamma})^T$ 为相对初始坐标系下的 $(\alpha, \beta, \gamma)^T$ 的三个欧拉角分量，其转换公式如下所示：

$$\begin{pmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \beta \cos \gamma & \sin \gamma & 0 \\ -\cos \beta \sin \gamma & \cos \gamma & 0 \\ \sin \beta & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{\alpha} \\ \dot{\beta} \\ \dot{\gamma} \end{pmatrix} \quad (1)$$

虚拟样机在实现三自由度运动时，是基于内、外转子部分采用相互适配的运行策略，在二者驱动转矩的共同作用下所完成，其运转过程中的动能形式可由如下表示为：

$$E = \frac{1}{2} J_d w_1^2 + \frac{1}{2} J_q w_2^2 + \frac{1}{2} J_p w_3^2 \quad (2)$$

设 $J = \begin{pmatrix} J_d & J_{xy} & J_{xz} \\ J_{yx} & J_p & J_{yz} \\ J_{zx} & J_{zy} & J_q \end{pmatrix}$ 为电机转子部分的惯性张量

矩阵，用以反映电机刚体系统中内、外转子旋转状态下的惯性，而电机做多自由度运动时，在相对静止坐标系下沿不同轴线的旋转有所不同，故需确定说明其相对运动的轴。其中 J_d, J_q 和 J_p 为该永磁三自由度电机在局部运动坐标系 dpq 下，分别对于 X-轴、Y-轴、Z-轴的主轴转动惯量，其余惯性积均为 0，且由于电机整体模型关于 X0Z、Y0Z 两个坐标面对称，则 $J_d = J_q \neq J_p$ 。此处令 $J_d = J_q = J_{dq}$ 。将上述的动能表达式整合如下：

$$E = \frac{1}{2} J_{dq} (w_1^2 + w_2^2) + \frac{1}{2} J_p w_3^2 \quad (3)$$

联立上述中的式，将其代入后可得

$$(J_{dq} \cos^2 \beta + J_p \sin^2 \beta) + J_p \gamma \sin \beta + 2(J_p - J_{dq}) \partial \beta \cos \beta \sin \beta + J_p \beta \gamma \cos \beta = \tau_d - \tau_f \quad (4)$$

$$J_p \gamma \sin \beta + J_p \gamma + J_p \partial \beta \cos \beta = \tau_r - \tau_f \quad (5)$$

求解多自由度电机的动力学数学模型，主要为了更好地描绘施加在电机三个方向上的驱动转矩与自转、偏转模块中各部件的位姿变化，建立混合驱动式电机在空间内三自由度动力学仿真的数学模型。

$$H(q)q + C(q, q)q = \tau \quad (6)$$

其中， $H(q) = \begin{pmatrix} H_{11} & H_{12} & H_{13} \\ H_{21} & H_{22} & H_{23} \\ H_{31} & H_{32} & H_{33} \end{pmatrix}$ 为其转子输出轴的

惯性矩阵， τ 是合分量转矩的矩阵， $q = [\partial, \beta, \gamma]^T$ 为欧拉旋转角的列向量， $C(q, q) = \begin{pmatrix} C_{11} & C_{12} & C_{13} \\ C_{21} & C_{22} & C_{23} \\ C_{31} & C_{32} & C_{33} \end{pmatrix}$ 为科氏离心力矩阵。

求解所建立的动力学方程后，即得惯性矩阵的逐个系数为：

$$\left\{ \begin{array}{l} H_{11} = J_{dq} \cos^2 \beta + J_p \sin^2 \beta \\ H_{12} = 0 \\ H_{13} = J_p \sin \theta \\ H_{21} = J_p \sin \theta \\ H_{22} = J_{dq} \\ H_{23} = J_p \sin \beta \\ H_{31} = 0 \\ H_{32} = J_{dq} \\ H_{33} = J_p \end{array} \right. \quad (7)$$

4 电机的二自由度偏移运动

以虚拟样机的仿真技术研究求解理论力学,根据模型设计内部偏转模块中定子磁轭与永磁体的位置关系,控制电机分别沿x、y正负轴向的偏移角度为 $\pm 20^\circ$,在两个方向的约束驱动力的作用下,设定仿真持续时间为12s,0~1.5s时长内电机向y轴负方向偏移 20° ,1.5~3s时长内回到初始位置,3~4.5s的时长为再向y轴正方向偏移 20° ,同时再每次仿真运行时,测量并创建相应分量的角度值变化,不难看出,在绕x方向偏移时y的角度值变化以 90° 为中心,正反方向的偏移的最大、小值分别为 70° 和 90° ,绕y方向偏移时的角度值变化亦为同理;而绕z方向的角度值则从0值开始变化,其范围为 $\pm 20^\circ$ 。同时定义传感器的在偏移 20° 的时刻结束仿真。如下图和图所示:

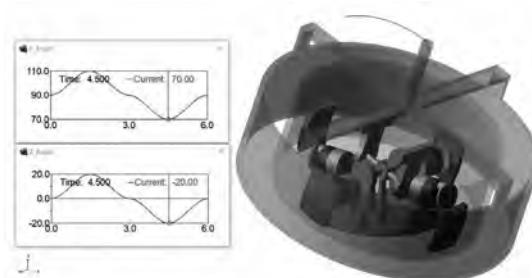


图 11 沿 X 轴偏转时的轨迹和角度测量

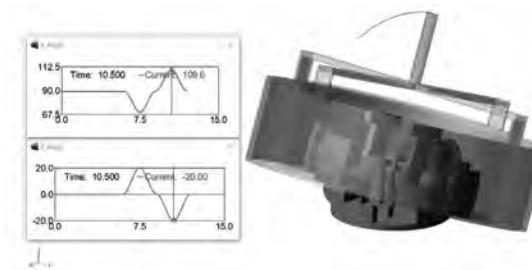


图 12 沿 Y 轴偏转时的轨迹和角度测量

如下图和图所示,电机沿两个轴向偏移后三个分量上的位移,x、y分量的位移与其轴向夹角的变化趋势相同,且在整个仿真时长内,两个分量的位移曲线以回到初始位置6s时、位移量为0处左右对称,在1.5s、4.5s、7.5s、10.5s四个时刻达到最大值,约为 $\pm 47\text{mm}$;z分量的下降位移同样也在此时最小,约为127mm,而在0s、3s、6s、9s、12s为135mm,即此时转子轴回到初始位置,在每次偏移

20°后的下降位移量约为8mm,且每次抵达峰值的左右过渡趋势相对平滑。

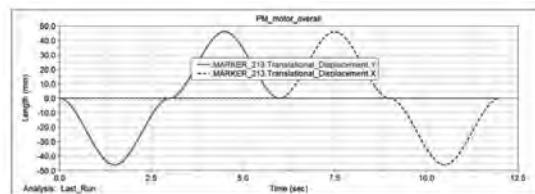


图 13 电机偏转时 x、y 的分量位移

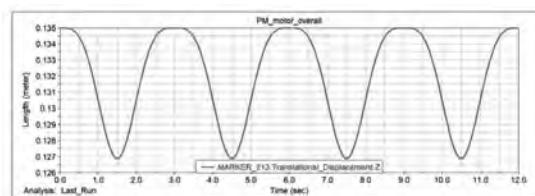


图 14 电机偏转时的 z 分量位移

5 电机的三自由度螺旋运动

在电机内转子球面轴承处添加球铰副,其余内转子部分和电机自转模块中的定转子均以固定副与球面轴承相连,在约束三个轴向的平移的同时,使电机满足三个旋转方向的自由度,创建三个球副上的轴线驱动,在符合机械系统的自由度为0时进行混合驱动三自由度电机的运动学仿真,将电机三自由度运动的仿真时长设为20s,在x、y分量分别以位移为参考量,为正、余弦的形式变化,其幅值随时间延长而增大;z分量以速度为参考量,设定其初始值为0。同时依旧创建三个轴向角度值的测量,如下图所示。与x、y、z轴夹角在仿真结束时刻的当前值分别为 67.08° 、 90° 和 22.92° ,即三个轴向偏移的角度均约为 28° ,实现了电机在自转运动的同时,又兼备了精准偏移的。三个轴向角速度的合分量驱动电机以初始位置为圆心,做自

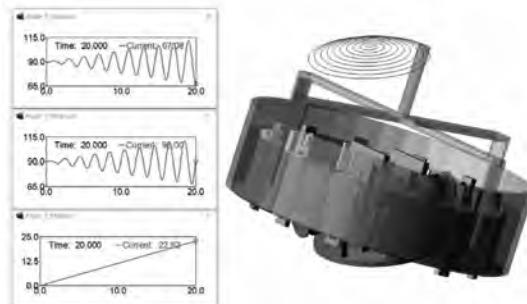


图 15 三自由度螺旋轨迹和角度测量

上而下、半径不变的圆周运动,观测转子轴末端的运动,可知电机的运行轨迹为球面螺旋式,由此验证了该电机结构实现三个自由度运动的正确性与可行性。

如下图和图所示,电机做三自由度螺旋式运动时的投影到各轴的分量位移,x,y 分量位移从 0 值分别为正、余弦变化的趋势增幅振荡,有 90° 的相位差,在 20s 处的位移量约为 50mm;z 分量位移量的变化以转子轴末端高度 135mm 弧线下降至 125mm 左右。

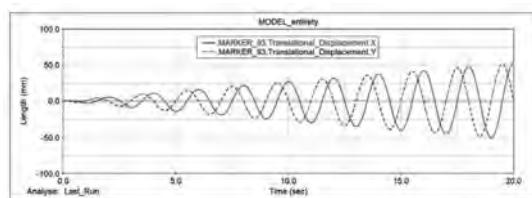


图 16 电机三自由度运动时 x,y 分量位移

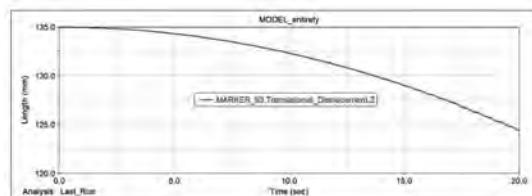


图 17 电机三自由度运动时 z 分量位移

6 结 论

本文介绍了一种永磁三自由度电机的概念模型,根据所拟定的驱动原理,分别详述了其内部控制偏转与外侧控制自转的两类结构,针对电机实际情况选择和建模的设计,制定了相应的控制策略,使其自转运动达到理论值的运转速度、偏转运动达到所需精确的偏移角度。并在电机自转运行时,将外转子中的一部分柔性化,分析了外转子部分的形变程度和连接轴、输出轴的应力变化。令电机在万向节铰链的约束下规划二自由度偏移运动,在球铰链的约束下规划其空间的三自由度运动,在仿真结束的后处理模块查看了二者的轨迹运转,并检测了与三个轴角度值的变化范围以及

位移变化趋势,印证了电机设计结构的合理性与实用性,为后续实物样机的制造和测试,提供了更多理论依据。

参 考 文 献

- [1] 李争,孙克军,王群京,等.一种多自由度电机三维磁场分析及永磁体设计[J].电机与控制学报,2012,16(7):65-71.
- [2] 唐任远.现代永磁电机理论与设计[M].北京:机械工业出版社,2010.
- [3] 崔淑梅.正交圆柱结构三自由度电动机系统的基础研究[D].哈尔滨工业大学,1998.
- [4] Osborne T M B A. INTELLIGENT REMOTE MULTIMODE SENSE AND DISPLAY SYSTEM UTILIZING HAPTIC INFORMATION COMPRESSION: WO, WO/1995/020788[P]. 1995.
- [5] Wang J, Hu X X, Wang B, et al. A novel two-degree-of-freedom spherical ultrasonic motor using three travelling-wave type annular stators [J]. Journal of Central South University, 2015, 22(4):1298-1306.
- [6] 张璐.永磁转子偏转式三自由度运动电机建模分析与结构参数的优化设计[D].河北科技大学,2015.
- [7] 李争,张璐,王群京,等.基于响应面法的永磁转子偏转式三自由度电动机结构参数的优化设计[J].电工技术学报,2015,30(13):134-142.
- [8] Yan J, Liu Y, Shi S, et al. A three-DOF ultrasonic motor using four piezoelectric ceramic plates in bonded -type structure[J]. Journal of Vibroengineering, 2018, 20(1).
- [9] 吴凤英,翟献超.三自由度永磁球形电动机运动学与动力学分析[J].机械设计与研究,2017(3):58-61.
- [10] Hu M, Du H, Ling S F, et al. A piezoelectric spherical motor with two degree-of-freedom [J]. Sensors & Actuators A Physical, 2001, 94(1):113-116.
- [11] 李增刚. ADAMS 入门详解与实例 [M]. 国防工业出版社, 2014.
- [12] 陈峰华. ADAMS 2012 虚拟样机技术从入门到精通[M]. 清华大学出版社, 2013.
- [13] 程树康,崔淑梅,刘宝廷,等.正交圆柱结构双气隙共磁钢三自由度电动机初探 [J].中国电机工程学报, 1997(5):294-298.
- [14] 程树康,蔡鹤皋.新型电驱动控制系统及其相关技术 [M]. 机械工业出版社, 2005.

混合永磁型永磁磁阻同步电机性能和材料成本的研究与分析

Analysis and Study of the Material Costs and Performances for the Hybrid Permanent Magnet Synchronous Reluctance Motors

林明耀, 孔永, 贾伦

(东南大学电气工程学院 南京 210096)

摘要: 永磁磁阻同步电机同时利用永磁转矩和磁阻转矩, 具有功率密度高、调速范围宽和效率高等优点。文章利用有限元仿真法, 对永磁磁阻同步电机输出转矩的构成进行了研究, 分析了电机的材料成本, 对比了混合永磁型和单一铁氧体永磁型拓扑结构的性能。结果表明, 在同等转矩密度要求下, 混合永磁型永磁磁阻同步电机的稀土永磁用量仅为传统稀土永磁同步电机的 50%, 电机材料成本可下降 30%。在空间不受限的低性能应用场合, 可采用铁氧体永磁型永磁磁阻同步电机, 由于不使用稀土永磁材料, 电机材料成本仅为传统稀土永磁同步电机的 35%。

关键词: 永磁磁阻 同步电机 混合永磁型 单一永磁型 材料成本

Abstract: The Permanent Magnet Synchronous Reluctance Machine (PMSRM) has the advantages such as high power density, wide speed range and high efficiency, which benefits from the usage of both permanent magnet torque and reluctance torque. The components of the output torque are studied and the material costs are analyzed based on the Finite Elements Method. The performances of the hybrid permanent magnets topology and pure permanent magnet topology are compared. The results show that the volume of the rare earth and material costs for the hybrid permanent magnets PMSRM can be reduced 50% and 30% respectively compare to that of the traditional rare earth permanent magnet synchronous machine. The material costs of the PMSRM with pure ferrite is lower 75% than that of the traditional rare earth permanent magnet synchronous machine due to the absence of the rare earth. It can be adopted to the poor performance requirement application that is not restricted by the space.

Key words: permanent magnet synchronous machine, hybrid permanent magnet, pure permanent magnet, material costs

0 引言

稀土永磁型同步电机以其高功率密度和高效率的优秀性能, 在诸如电动汽车驱动系统等高端应用领域得到了较好的应用^[1]。大量使用稀土永磁材料使得稀土永磁型电机的材料成本居高不下, 在对成本敏感的应用领域中推广受限^[2]。稀土材料价格波动大, 不利于电机制造企业进行长期的成本控制, 进一步限制了稀土永磁型电机的推广^[3]。

在探索降低电机材料成本的过程中, 永磁磁阻同步电机因其低廉的材料成本和良好的性能得到了国内外研究机构和制造企业的广泛关注^[4]。铁氧体永磁材料代替了稀土永磁材料, 电机的材料

成本得到了大幅度降低。美国得克萨斯州 T&M 大学的 Hamid A. Toilyat 课题组对一台三层磁障式铁氧体永磁型电机的磁障数量、位置和形状进行了研究, 提出了用转子铁芯“绝缘率”的指标来指导该种电机的设计^[5]。日本大阪大学的 Shigeo Morimoto 课题组通过研究永磁体用量, 对永磁磁阻电机的效率和调速范围进行了优化设计^[6]。意大利帕多瓦大学 Bianchi Nicola 课题组与澳大利亚阿德莱德大学 Wen L. Soong 课题组联合对多层磁障式永磁磁阻同步电机进行了研究, 研究发现通过合理的选取永磁用量, 可以使电机的功率密度、功率因数和调速范围得到优化^[7]。东南大学林明耀教授课题组对磁障式永磁磁阻同步电机的不可逆

退磁特性进行了研究，并提出了一种提高永磁磁阻同步电机抗不可逆退磁性能的转子结构^[8]，通过改进磁障形状和位置，提高了永磁磁阻同步电机的转矩密度^[9]。上述研究均基于单一铁氧体永磁型电机展开，电机性能不能达到稀土永磁型的等级，且未见针对电机材料成本进行详细分析的报道。

本文对稀土永磁型、混合永磁型和铁氧体永磁型电机的材料成本进行了详细的分析，从电机平均输出转矩、转矩脉动和转矩构成的角度对比了三种电机的性能和材料成本，给出了三种电机的设计原则和适用场合。

1 永磁体拓扑结构

稀土永磁型、混合永磁型和铁氧体永磁型电机的转子拓扑结构如图 1 所示。混合永磁型和铁氧体永磁型永磁磁阻同步电机的转子铁芯中沿径向设置有两层 U 型磁障，磁障中嵌有永磁体，周向相邻磁障中的永磁体极性相反。混合永磁型在 U 型磁障的底部嵌入稀土永磁体，侧翼中嵌入铁氧体永磁，两种永磁体的磁路为并联结构。铁氧体永磁型在 U 型磁障中全部嵌入单一的铁氧体永磁，为增大永磁磁通和提高永磁体工作点，U 型磁障底部厚度相比混合永磁型有所加大。

表 1 给出了两种电机的结构参数和性能指标，混合永磁型和铁氧体永磁型的额定功率分别为 3kW 和 2.2kW。

2 材料成本对比

图 2 给出了各种电机的材料成本对比柱状图，可以看出，混合永磁型永磁磁阻同步电机相比传统稀土永磁同步电机的材料成本大幅降低，其中稀土永磁材料的用量下降达 50%，材料总成本可降低 30%。铁氧体永磁型电机无需稀土永磁材料，材料成本最低，分别为传统稀土永磁型和混合永磁型的 35% 和 50%。

传统稀土永磁同步电机和混合永磁型永磁磁阻同步电机的主要材料成本依然来自稀土永磁材料，铜和铁的成本基本相当。如图 3 所示，相比传统稀土永磁型电机，铜和铁在混合永磁型电机中的占比提高，分别为 22% 和 23%。在铁氧体永磁型电机中，铜和铁的成本在材料总成本中的占比均超过了 40%，为主要材料成本。



图 1 永磁体拓扑结构

表 1 电机的设计参数与性能指标

| 参数 | 稀土永磁型 | 混合永磁型 | 铁氧体永磁型 |
|------------------------|-------|-------|--------|
| 定子外径/mm | 120 | 120 | 120 |
| 转子外径/mm | 71 | 71 | 71 |
| 气隙长度/mm | 0.5 | 0.5 | 0.5 |
| 铁芯轴向长度/mm | 50 | 50 | 50 |
| 稀土用量/mm ³ | 19680 | 9840 | 0 |
| 铁氧体用量 /mm ³ | 0 | 39360 | 55320 |
| 额定转矩/Nm | 4.8 | 4.8 | 3.6 |
| 额定转速/rpm | 6000 | 6000 | 6000 |

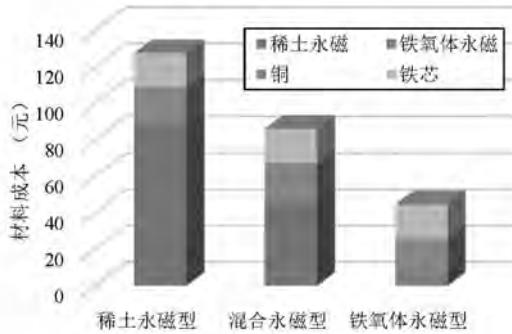


图 2 电机材料成本对比

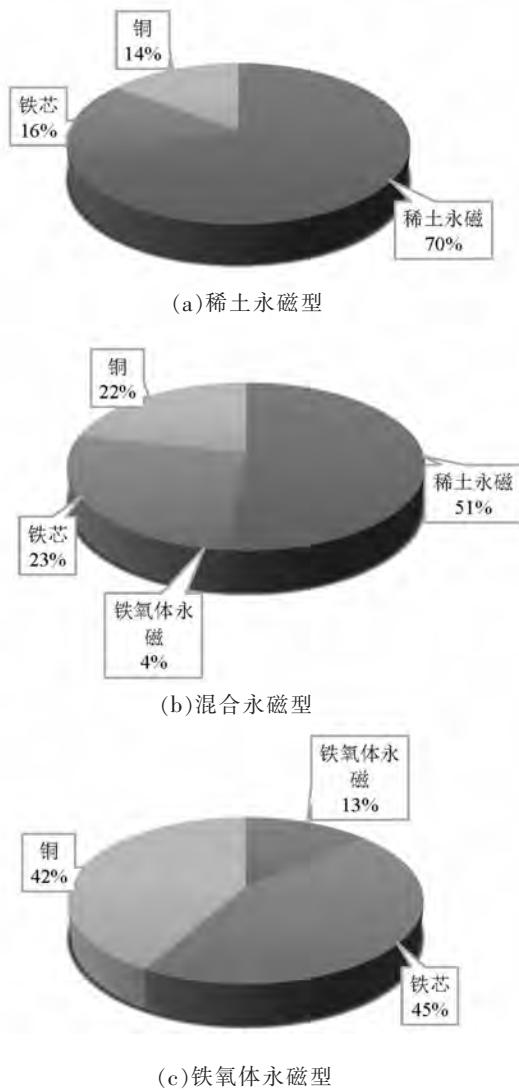


图 3 电机材料成本构成分析

铜和铁材料成本比重的提高，意味着在永磁磁阻同步电机中的设计中应合理平衡电负荷与磁负荷，以获得成本低廉和性能优异的设计方案。

3 电机性能对比

为比较各种电机的性能，对电机的平均输出转矩和转矩脉动进行分析与对比。为便于对比，三种类型的电机外径和铁芯轴向长度均相等，具体参数如表 1 所示。

3.1 平均输出转矩

在电枢绕组中通入有效值为 16A 的三相正弦电流，按照最大转矩电流比控制策略分配电流角度，稀土永磁型、混合永磁型和铁氧体永磁型的电流角度分别为 9°、27° 和 39°。

三种电机的输出转矩波形如图 4 所示，混合永磁型电机的平均输出转矩与稀土永磁型电机的相等，均为 4.8Nm。根据前面的材料成本分析，在混合永磁型和稀土永磁型电机转矩密度和功率密度均相等的情况下，前者材料总成本仅为后者的 70%。铁氧体永磁型电机的平均输出转矩为 3.6Nm，为混合永磁型和稀土永磁型的 73%。

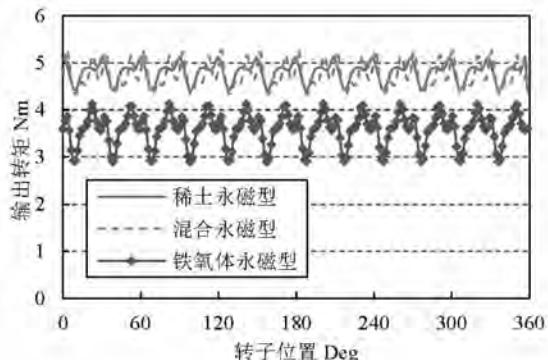


图 4 输出转矩波形

最大转矩电流比控制策略充分利用了电机的永磁转矩与磁阻转矩，三种类型电机输出转矩的构成如图 5 所示。稀土永磁型电机的输出转矩绝大部分为稀土永磁转矩，磁阻转矩仅占 12%。稀土永磁型电机大量使用稀土材料，永磁转矩大，磁阻转矩比例小。除此以外，由于永磁转矩分量较大，最大输出转矩电流角与磁阻转矩最大电流角相差较大，并未充分利用磁阻转矩分量，这为进一步开发电机磁阻转矩和减小稀土永磁用量提供了条件。混合永磁型电机的输出转矩平均值与稀土永磁型相等，成分更丰富，由稀土永磁转矩、铁氧体永磁转矩和磁阻转矩三部分组成，三部分的大小基本相等，各占输出转矩平均值的 1/3。根据表 1

的尺寸数据可以得到，稀土永磁材料和铁氧体永磁材料的体积比例为 1:4 时，可以获得 1:1:1 的转矩构成。

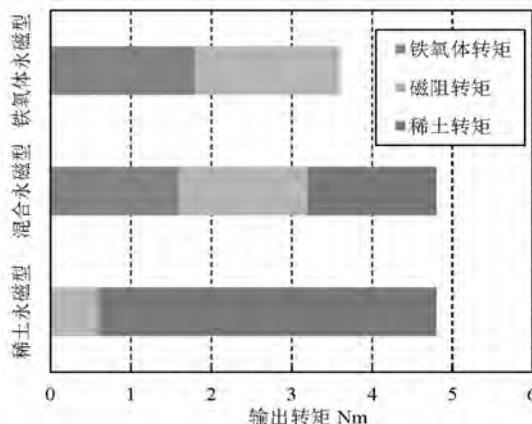


图 5 输出转矩的构成成分

3.2 转矩脉动

从图 4 所示的输出转矩波形可以得到三种电机的转矩脉动值，稀土永磁型为 0.7Nm，混合永磁型为 0.9Nm，铁氧体永磁型为 1.3Nm。

随着输出转矩中磁阻转矩分量的增加，转矩脉动随之增大。为获取磁阻转矩，转子铁芯中开有大量磁障通槽，在提高了电机凸极比的同时也使得气隙周围磁阻分布不均，引起了大量磁动势谐波，导致输出转矩脉动增大。

4 结 论

本文介绍了稀土永磁型同步电机、混合永磁型和铁氧体永磁型永磁磁阻同步电机的拓扑结构，分析了三种类型电机的性能与材料成本。通过对电机的平均输出转矩、转矩脉动和转矩构成成分可以得到结论，混合永磁型永磁磁阻同步电机能够以稀土永磁型电机 70% 的材料成本达到相同的转矩和功率密度，铁氧体永磁型电机仅以稀土永磁型电机 35% 的材料成本可达到其 73% 的输出性能。当稀土永磁和铁氧体永磁用量为 1:4 时，混合永磁型永磁磁阻电机的输出转矩中稀土永磁转矩、铁氧体永磁转矩和磁阻转矩成分基本相等。在降低材料成本的同时，磁阻转矩的引入使得电机的输出转矩脉动也随之增加。

参考文献

- [1] C. C. Chan and K. T. Chau, "An overview of power electronics in electric vehicles," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, no. 1, pp. 3–13, Feb 1997.
- [2] Gianmario Pellegrino, Thomas M. Jahns, Nicola Bianchi, Wen L. Soong and Francesco Cupertino. The rediscovery of synchronous reluctance and ferrite permanent magnet motors [M]. Springer, 2016. pp. 27–28.
- [3] A. Chiba et al., "Torque Density and Efficiency Improvements of a Switched Reluctance Motor Without Rare-Earth Material for Hybrid Vehicles," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, no. 3, pp. 1240–1246, May–June 2011.
- [4] S. S. R. Bonthu, A. Arafat and S. Choi, "Comparisons of Rare-Earth and Rare-Earth-Free External Rotor Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motors," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 64, no. 12, pp. 9729–9738, Dec. 2017.
- [5] P. Niazi, H. A. Toliyat, D. H. Cheong and J. C. Kim, "A Low-Cost and Efficient Permanent-Magnet-Assisted Synchronous Reluctance Motor Drive," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 43, no. 2, pp. 542–550, March–April 2007.
- [6] S. Morimoto, M. Sanada and Y. Takeda, "Performance of PM-assisted synchronous reluctance motor for high-efficiency and wide constant-power operation," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, no. 5, pp. 1234–1240, Sep/Oct 2001.
- [7] N. Bianchi, E. Fornasiero and W. Soong, "Selection of PM Flux Linkage for Maximum Low-Speed Torque Rating in a PM-Assisted Synchronous Reluctance Machine," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no. 5, pp. 3600–3608, Sept.–Oct. 2015.
- [8] Y. Kong, M. Lin, M. Yin and L. Hao, "Rotor Structure on Reducing Demagnetization of Magnet and Torque Ripple in a PMa-synRM with Ferrite Permanent Magnet," in IEEE Transactions on Magnetics.
- [9] 林明耀, 孔永. 一种高转矩密度永磁磁阻同步电机转子结构:中国, CN201610560404.5 [P], 2016.09.

Halbach 阵列在轴向磁场定子无铁芯永磁同步电机中的应用

The Application of Halbach Array in Axial Magnetic Field Stator Coreless Permanent Magnet Synchronous Machine

乐伟,林明耀,贾伦
(东南大学电气工程学院 南京 210096 司)

摘要:根据轴向磁场定子无铁心永磁同步电机结构特点,研究了不同充磁角度(90° , 60° , 45°)Halbach 永磁体阵列在该电机中的应用,设计了样机参数,并与传统扇形永磁体结构进行比较,利用三维有限元方法对反电势谐波畸变率、转矩密度和转矩脉动等进行定量分析。仿真结果表明,相比传统扇形永磁体结构, Halbach 电机能在一定程度上改善反电势的正弦性,提高电机的功率密度。

关键词:定子无铁芯;轴向永磁电机;halbach 阵列;3D 有限元

Abstract: According to the structural characteristics of the air-cored axial flux permanent magnet synchronous machines, the application of Halbach permanent magnet arrays with different magnetization angles (90° , 60° , 45°) on the machine is studied, and the prototype is designed. Compared with the traditional sector-shaped permanent magnet structure, the 3D finite element method is used to quantitatively analyze the harmonic distortion rate, torque density and torque ripple. The simulation results show that the Halbach permanent magnet array has better performance on the machine to some extent.

Key words: air-cored, axial flux, Halbach array, 3D finite element method

0 引言

近年来,轴向磁场电机已成为国内外研究的热点。轴向磁场电机也称为盘式电机,相对于传统的径向电机来说,轴向电机具有轴向尺寸短、功率密度高、转矩密度高、效率高等优点^[1-2],在数控机床、电梯、电动汽车、家用电器、风力发电等应用场合具有明显的优越性。

盘式永磁电机为了减小磁阻,定转子均采用高磁导率的硅钢片叠压而成,这一方面使得电机重量和铁耗较大,另一方面也由于齿槽转矩的存在,造成电机的转矩波动,产生振动和噪声,影响电机的性能^[3]。而如果利用钕铁硼高矫顽力的特点,制成定子无铁芯电机,则可以大大降低电机的重量,提高电机的效率^[6-7]。

因此,本文基于轴向磁场定子无铁芯永磁同步电机结构特点,研究了不同充磁角度(90° , 60° , 45°)Halbach 永磁体阵列在该电机上的应用,并与

传统扇形永磁体结构电机进行比较。

1 Halbach 基本原理

Halbach 阵列是 Klaus Halbach 教授于 20 世纪 80 年代提出的一种新型永磁体排列方式。该阵列具有磁自屏蔽特性,它是将不同的充磁阵列结合起来,使永磁体一侧的磁场增强,另一侧的磁场削弱,如图 1 所示。Halbach 阵列有助于提高气隙磁密,也能得到在空间较好正弦分布的磁场,从而降低损耗,提高电机的效率和功率密度^[2]。

2 电机主要尺寸设计与有限元模型

2.1 电机的主要尺寸计算

轴向电机的主要尺寸计算公式为^[3-4]:

$$P_e = \frac{\pi^2}{60} \alpha_i K_B K_w \frac{1}{8} (D_o^2 - D_i^2) (D_o^2 + D_i^2) n A_{av} B_\delta \quad (1)$$

其中, P_e 为电机的额定功率, a_i 为计算极弧系数, K_B 为气隙磁场波形因数,对于正弦分布的气隙

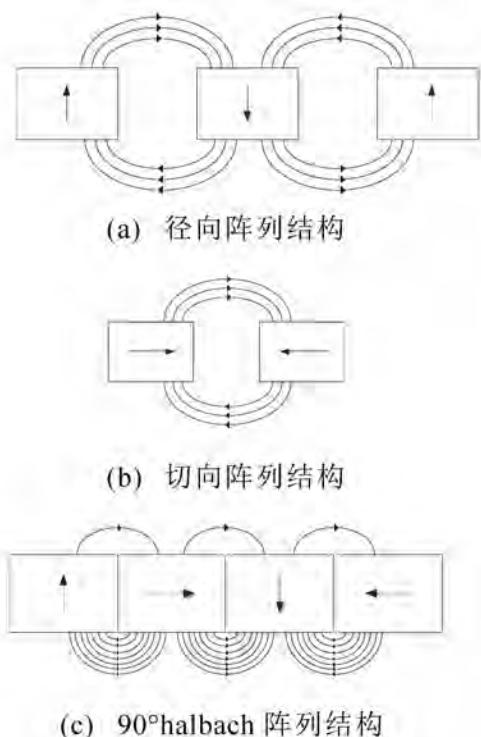


图 1 永磁体排列结构

磁场来说, $K_B=1.11$ 。 K_w 为电机的绕组因数, D_i 、 D_o 分别为电机铁芯的内外径, A_{av} 为电机的平均电负荷, B_δ 为气隙磁密的最大值。

如果将 $D_{av}=\frac{1}{2}(D_o+D_i)$ 和 $l_{ef}=\frac{1}{2}(D_o-D_i)$ 代入

公式(1)中, 可以得到:

$$P_e = \frac{\pi^2}{60} \alpha_i K_B K_w D_{av}^2 l_{ef} n A_{av} B_\delta \quad (2)$$

可以看出, 轴向电机的主要尺寸公式和径向电机类似, 因此经验系数的选取可以参考径向电机。但是需要注意的是, 轴向电机的电负荷和磁负荷是随着电枢直径变化的, 因此公式中的 A_{av} 和 B_δ 取平均半径处的值。

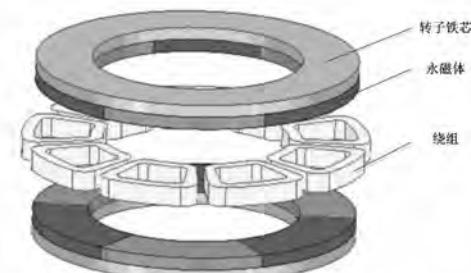
2.2 电机的有限元模型

根据上节的主要尺寸公式, 计算得到电机的主要设计参数如表 1 所示。

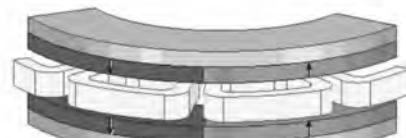
利用 ANSYS Maxwell 软件搭建电机的三维模型如图 2(a)所示。为了兼顾仿真效率和仿真精度, 充分考虑电机结构的周期性和对称性, 实际仿真时, 采用如图 2(b),(c),(d),(e)所示的一对极下的部分电机模型, 图中的箭头方向为实际永磁体的充磁方向。

表 1 轴向磁场定子无铁芯永磁电机设计参数

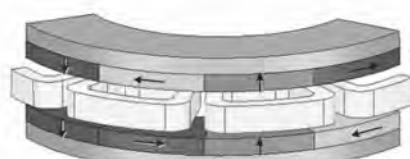
| 参数 | 数值 |
|--------------|------|
| 额定转速/(r/min) | 1500 |
| 额定功率/(kW) | 1 |
| 转子铁芯内径/(mm) | 85 |
| 转子铁芯外径/(mm) | 130 |
| 转子铁芯厚度/(mm) | 4 |
| 永磁体厚度/(mm) | 5 |
| 极数 | 6 |
| 槽数 | 9 |
| 每相串联匝数 | 390 |
| 气隙长度/(mm) | 3 |



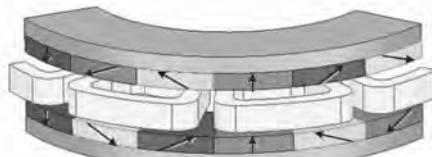
(a) 电机整体结构模型



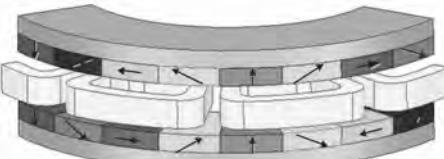
(b) 扇形永磁体结构模型



(c) 90° halbach 阵列永磁体结构模型



(d) 60° halbach 阵列永磁体结构模型



(e) 45° halbach 阵列永磁体结构模型

图 2 轴向磁场定子无铁芯永磁电机模型

3 电机参数对性能的影响

3.1 极弧系数对电机性能的影响

电机的极弧系数对电机的气隙磁密影响较小, 而对电机的感应反电势和输出转矩的影响较大, 图3、图4给出了在不同极弧系数下, 电机的感应反电势波形及其正弦畸变率。表3给出了不同极弧系数对电机的输出转矩和转矩脉动的影响。

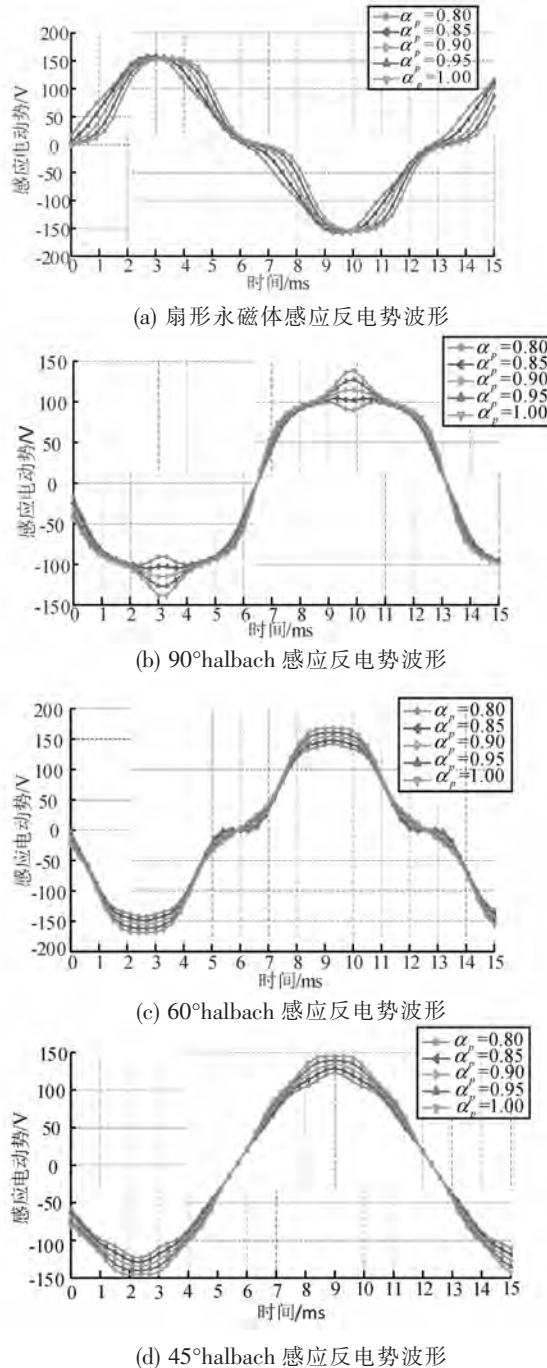


图3 不同极弧系数下电机的感应反电势波形

从图4可以看出, 45° halbach阵列电机的正弦性最好。且随着极弧系数的增大, 扇形永磁体电机的正弦性越来越差, 而halbach阵列电机的感应反电势正弦性越来越好。

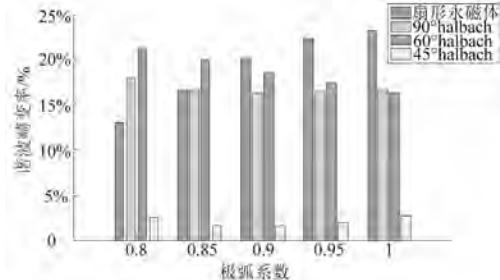


图4 不同极弧系数下电机的谐波畸变率

表2是在不同极弧系数下, 几种电机输出转矩和转矩脉动的情况。在极弧系数较大时, 60° halbach阵列和 45° halbach阵列电机输出的转矩明显大于扇形永磁体电机。 60° halbach阵列电机输出的转矩最大, 但它对于转矩脉动并没有明显的抑制效果。而 45° halbach阵列电机输出的转矩稍小, 但其转矩脉动大大减小。

表2 极弧系数对电机性能的影响

| 永磁体结构 | 极弧系数 | 输出转矩/Nm | 转矩脉动/Nm |
|----------------------|------|---------|---------|
| 扇形永磁体 | 0.80 | 5.35 | 0.21 |
| | 0.85 | 5.48 | 0.52 |
| | 0.90 | 5.56 | 0.91 |
| | 0.95 | 5.59 | 1.20 |
| | 1.00 | 5.60 | 1.37 |
| 90° halbach阵列 | 0.80 | 4.63 | 0.19 |
| | 0.85 | 4.87 | 0.36 |
| | 0.90 | 5.11 | 0.70 |
| | 0.95 | 5.63 | 1.04 |
| | 1.00 | 5.70 | 1.36 |
| 60° halbach阵列 | 0.80 | 4.96 | 1.31 |
| | 0.85 | 5.43 | 1.35 |
| | 0.90 | 5.58 | 1.18 |
| | 0.95 | 5.92 | 1.24 |
| | 1.00 | 6.29 | 1.20 |
| 45° halbach阵列 | 0.80 | 4.62 | 0.33 |
| | 0.85 | 4.83 | 0.46 |
| | 0.90 | 5.12 | 0.66 |
| | 0.95 | 5.60 | 0.64 |
| | 1.00 | 6.02 | 0.68 |

3.2 转子铁芯厚度对电机性能的影响

为了提高材料利用率及电机的转矩密度, 在保持其他条件不变的前提下, 研究转子铁芯厚度

对电机输出转矩的影响。仿真结果如表 3 所示。

从表 3 中可以看出, 随着转子铁芯厚度的增加, 4 种类型电机的输出转矩都会增加, 而转矩脉动基本保持不变。在转子铁芯厚度相同的情况下, halbach 阵列均比扇形永磁体输出转矩大, 转矩脉动小, 其中, 45° halbach 阵列的输出转矩最大, 转矩脉动最小, 60° halbach 阵列次之, 90° halbach 阵列和扇形性能基本相同。若以扇形永磁体输出转矩为基准, 在转子铁芯厚度相同情况下, 各电机的输出转矩比较如图 5 所示。从图中可以看出, 相同永磁体用量情况下, 在转子铁芯厚度较低时, 45° halbach 阵列电机的转矩密度最高, 而在转子铁芯厚度较高时, 60° halbach 阵列电机的转矩密度最高。

表 3 转子铁芯厚度对电机性能的影响

| 永磁体结构 | 铁芯厚度 /mm | 输出转矩 /Nm | 转矩脉动 /Nm |
|-----------------------|-------------|-------------|-------------|
| 扇形永磁体 | 1 | 3.57 | 1.44 |
| | 2 | 4.20 | 1.36 |
| | 3 | 4.71 | 1.32 |
| | 4 | 5.18 | 1.36 |
| 90° halbach 阵列 | 1 | 4.39 | 1.28 |
| | 2 | 4.74 | 1.26 |
| | 3 | 5.33 | 1.32 |
| | 4 | 5.48 | 1.34 |
| 60° halbach 阵列 | 1 | 4.72 | 0.97 |
| | 2 | 5.20 | 1.02 |
| | 3 | 5.63 | 1.09 |
| | 4 | 5.98 | 1.14 |
| 45° halbach 阵列 | 1 | 5.04 | 0.07 |
| | 2 | 5.54 | 0.11 |
| | 3 | 5.88 | 0.16 |
| | 4 | 5.97 | 0.16 |

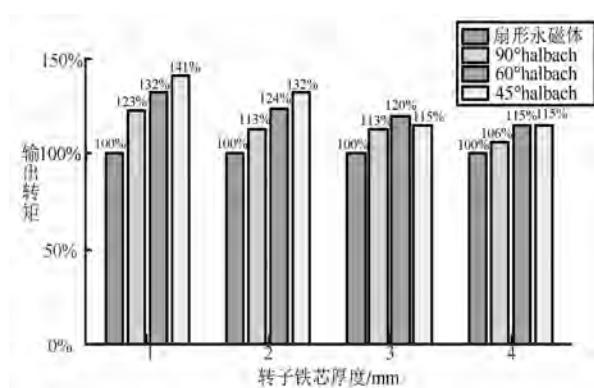


图 5 不同类型电机输出转矩比较

4 结 论

本文基于轴向磁场定子无铁心永磁同步电机结构特点, 研究了不同 halbach 阵列(45° 、 60° 、 90°)对该电机性能的影响, 并与传统扇形永磁体电机进行比较。研究结果表明, 在极弧系数较大时, 45° 和 60° halbach 阵列电机的转矩密度相比传统扇形永磁体电机大, 且 45° halbach 阵列电机的转矩脉动明显削弱。而相同永磁体用量情况下, 在转子铁芯厚度较低时, 45° halbach 阵列电机的转矩密度最高, 而在转子铁芯厚度较高时, 60° halbach 阵列电机的转矩密度最高。

参考文献

- [1] Aydin M. Axial Flux Permanent Magnet DiscMachines : AReview[J]. Conf.record of Speedam May, 2004.
- [2] 王晓远, 赵方, 丁亚明, 等. Halbach 阵列用于盘式无铁心永磁同步电动机的结构仿真研究 [J]. 微电机, 2006, 39(9): 22–25.
- [3] Huang S, Aydin M, Lipo T A. TORUS concept machines: pre-prototyping design assessment for two major topologies[C] // Industry Applications Conference, 2001. Thirty –Sixth Ias Meeting. Conference Record of the. IEEE, 2002:1619–1625 vol.3.
- [4] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计 [M]. 机械工业出版社, 2016.
- [5] 王晓远. 基于 Halbach 阵列盘式无铁心永磁同步电机的研究[D]. 沈阳工业大学, 2006.
- [6] Wang R J, Kamper M J, Westhuizen K V D, et al. Optimal design of a coreless stator axial flux permanent –magnet generator [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41(1): 55–64.
- [7] Wang R J, Kamper M J, Westhuizen K V D, et al. Optimal design of a coreless stator axial flux permanent –magnet generator [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41(1): 55–64.

基于 NM1100 单片机平台下的无刷直流风机控制系统设计

Design of Brushless DC Fan Control System Based on NM1100 MCU Platform

彭湃, 钟大志, 潘华, 马永河
(湖州越球电机有限公司 湖州 313009)

摘要: 本论文涉及到的控制系统对应的控制对象为外转子永磁无刷直流风机, 主要包括了后向离心风机、前向离心风机和轴流风机, 以上产品中大多数由于空间要求, 其控制系统都采用电控驱动内置式一体化设计方案, 因此对于要求多重保护功能的电机控制系统而言, 其硬件电路的设计和软件控制的整合具较高的难度, 采用小封装的 NM1100 单片机, 正好满足其控制系统的资源需求, 其控制系统具有模拟电压调速和 PWM 兼容无极调速功能、极性保护功能、过压保护功能、欠压保护功能和软启动等多重系统保护, 其系统的设计具有很好的经济应用效果。

关键词: NM1100 单片机; 无刷直流风机; 控制系统

Abstract: The control system related to external rotor permanent magnet brushless DC fan mainly includes backward centrifugal fan, forward centrifugal fan and axial flow fan. Most of these above products are required by space, and their control system usually adopts integrated design of electronic control drive. Thus, for motor control system with multiple protection functions, it is difficult to integrate the design of hardware circuit and software control, so a small package of NM1100 MCU is adopted to meet space requirements of control system. The control system has multiple system protection function with analog voltage regulation and PWM compatible non pole speed regulation, polarity protection function and overvoltage protection function, under voltage protection and soft start and so on which has good economic application effect.

Key words: NM1100 MCU; BLDC fan; control system

外转子永磁无刷直流风机在空气净化器等行业中的使用对启动性能、低速噪音和产品寿命的要求很高, 要求风机具有多重保护功能, 才能满足实际应用的要求, 传统风机不具备多种特殊的保护功能, 且难以实现软启动和根据实际负载与使用环境匹配的调整。基于 NM1100 单片机平台研发的具有多重保护功能的风机控制系统能够实现软启动、低噪音和长寿命的要求。

1 无刷直流风机控制系统的整体系统设计

外转子永磁无刷直流风机是叶轮负责、电机和驱动控制器的一体化设计产品, 其风机具有体积小、噪音低、出力大和效率高等优点, 在制冷行业、暖通行业、空气净化行业、油烟机行业、汽车行业和电信等行业得到广泛的使用, 作为风机运行的大脑, 驱动控制器的设计具有决定性的作用。

对于外转子永磁无刷直流风机的控制系统, 具有它特定的功能要求, 为了能够安全可靠地运行, 控制系统具有如下基本要求:

1. 具有极性保护功能, 在风机电源正负极反接时, 风机不运行, 且不会烧毁驱动控制器, 当电源连接恢复正常连接后, 风机能够正常启动并运行。
2. 具有过压保护功能, 当电压输入超过某个设定值时, 风机停止运行, 当电压恢复正常时, 风机正常启动并运行。
3. 具有欠压保护功能, 当电压输入低于某个设定值时, 风机停止运行, 当电压恢复正常时, 风机正常启动并运行。
4. 过流保护功能, 当电机相电流大于某个设定值时, 风机停止运行, 当电流恢复正常后, 风机正常启动并运行。

5. 无极调速功能,0~10VDC 模拟电压调速与 PWM 兼容调速模式。

6. 转速反馈信号 FG 信号输出功能,该信号输出可以用于风机实际运行转速的监视与显示,也可以提供给上位机进行风机的闭环控制,实现用户特定的控制要求。

7. 具有顺风启动功能,当风机在正常转动方向运行时,突然停电,风机惯性运行,在该惯性转动的过程中上电,风机能够根据实际的运转速度平滑提升速度,不发生冲击与振荡,不发生停机等异常现象。

8. 具有逆风启动功能,当风机在未通电状态下由于大风等外力作用导致风机转子反方向转动时,风机上电,风机能够缓慢停下并正常启动和运行,在此过程中,不发生冲击与振荡,不发生停机等异常现象。

9. 具有堵转保护功能,风机当受到外力堵住时,风机能够按照设定的自启动次数和堵转电流进行自启动,超过设计次数后风机停止启动,只有在电源重新复位上电后,风机才能正常启动并运

行。

2 外转子永磁无刷直流风机控制系统的硬件电路设计

2.1 无刷直流风机控制系统的电源电路设计

本论文的永磁无刷直流风机采用分数槽集中绕的电机作为驱动电机,槽极数配合采用 6 槽 4 极方式,电机的电源供电采用 24VDC 供电,电源采用宽范围供电适应模式,适合于 15VDC~31VDC 电压范围,电源部分具有极性保护功能,在风机电源正负极反接时,风机不运行,且不会烧毁驱动控制器,当电源连接恢复正常连接后,风机能够正常启动并运行。电源电源通过三极管方式转换为 12VDC 电源给驱动芯片进行供电,该电源转换的方案主要是考虑到低成本的设计方法,比采用电源芯片 78L12 的方式更加具有低成本和宽电源运行范围不发热的优势;然后通过专用电源芯片 78L05 把电压从 12VDC 变换到 5VDC,该电源用于给控制单片机 NM1100 芯片供电和给霍尔感应元件供电,其电源电路的设计如图 1 所示。

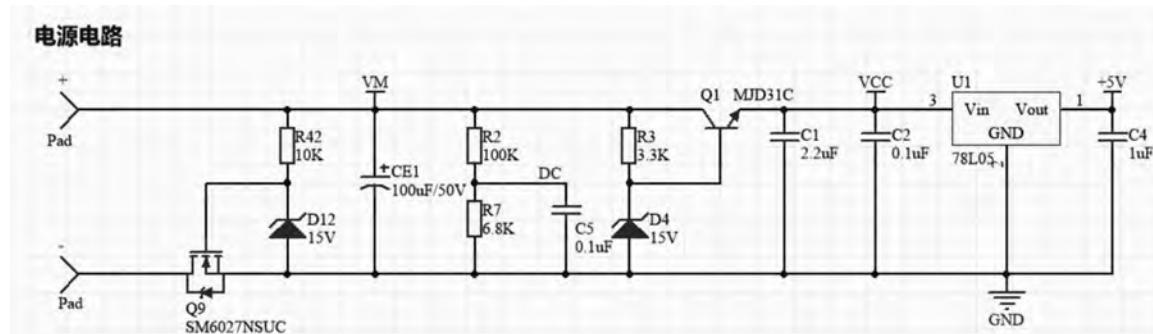


图 1 电源电路图

2.2 MCU 主控电路设计

本论文选用的主控单片机为 NM1100 单片机,该单片机为 32 位控制芯片,其资源正好满足无刷直流电机控制的资源要求,没有多余的资源剩余,这对于风机行业来说,具有很高的性价比,我们把 P1.4,P1.5,P3.6 作为电机的霍尔感应元件的接口,P1.0 引脚用于电流采样接口,P1.3 用于转速信号反馈接口,P3.0 用于电源母线电压采样,P3.1 用于无极调速的调速信号输入接口,P0.4,P2.2,P2.3,P2.4,P2.5,P2.6 作为控制信号的输出端口。MCU 控制电路具有故障的 LED 显示功能,能

够通过闪烁的次数进行控制程序和运行的故障分析与判断,闪烁 1 次为电源电压故障,闪烁 2 次为堵转故障,闪烁 3 次为控制中断故障,.....这样非常方便风机进行调试和运行的故障判定,有利于快速分析与解决问题。由于主控的功能非常复杂,具有过压保护,欠压保护,过流保护,堵转保护等多重保护功能,其硬件电路就要求精度地采样到相应的参数,通过 AD 转换,把采用到的信号送入到 MCU 中,通过设计的控制程序进行相应的处理和判断,并作出准确的执行命令。由于风机的功能要求的复杂性和风机负载的外在影响等原因,其

负载的稳定性存在多样化，比如外力导致风机反转，顺风和逆风方向突然停电又突然上电等突发现象，为了让风机在各种复杂的运行环境下能够正常的启动和运行，在主控的程序设计时需要考虑到优先判定和优先执行的选择过程，同时需要

处理好中断程序的优先过程，因此，主控电路的设计也是风机控制系统的核心部分，合理的资源选择和布线考虑减小干扰，考虑电磁兼容问题在十分重要的，本论文的主控电路如图 2 所示。

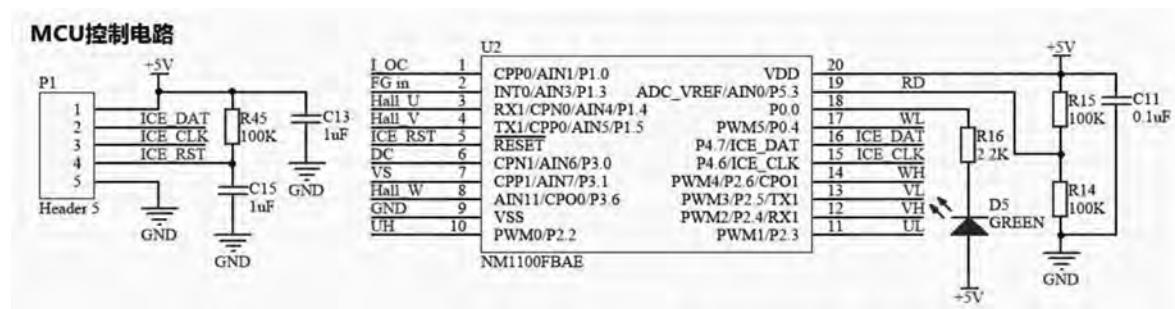


图 2 NM1100 MCU 主控电路图

2.3 无刷直流风机位置检测电路的设计

永磁无刷直流风机的空间非常有限，需要在有限的空间中设计出功能丰富的驱动控制电路，电机的位置检测作为控制系统的核心部分之一，是能够精确找到转子磁场的位置并通知 MCU 主控发出换向命令，让风机保持高效率运行，价格便宜的霍尔元件是作为位置检测的首要选择，我们选择 PT3612LHA 汽车级别的霍尔作为位置检测

元件更加安全的适应-30℃~60℃的环境温度。霍尔信号的输出需要考虑到阻容滤波，防止信号干扰导致判断失误现象，为了能够进一步确保霍尔信号的准确性，除了阻容的硬件电路滤波外，我们在软件中也设计有滤波防错判定程序，这样更加增强了控制系统的安全性能，本论文的无刷直流风机位置检测电路如图 3 所示。

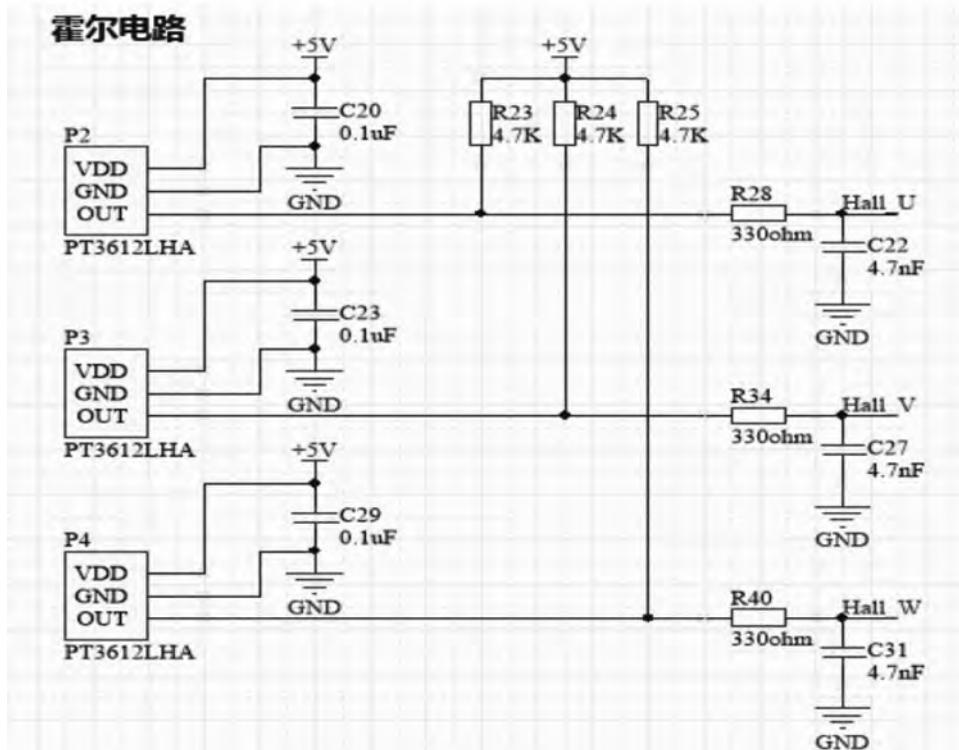


图 3 霍尔位置检测电路图

2.4 无刷直流风机驱动电路

本论文涉及到的无刷直流电机的功率在100W左右,按照功率计算,我们采用IR2103驱动芯片也是能够满足电机的驱动能力的,但是由于风机负载的不稳定性和小体量空间布板难度的增加,驱动线路容易受到周边电路的干扰问题,经过试验证明,采用ST的L6388ED驱动芯片能够更加稳定,该芯片的驱动电流高达400mA,其驱动能力大致是IR2103的3倍。为了抑制驱动信号的波动,在驱动的主线路上设计100欧姆的电阻,并采用3.3nF电容进行滤波处理。通过试验我们发现,

当电阻由100欧姆变小至10欧姆时,驱动信号的震动幅值将由0.5V变化到3.5V左右,当电容3.3nF变小时,震动幅值也将增大。我们把电阻增加或者电容增大的方式为了减少驱动信号波动幅值时,其驱动波形的上升时间大大加长,这将导致MOS大幅度发热,主要原因是开关损耗大幅度增加。因此,其电阻在100欧姆,电容设计在3.3nF时具有较好的效果,这将能够大幅度提高风机的运行效率,减小电控的损耗和发热,增加的控制系统的寿命,无刷直流风机驱动电路如图4所示。

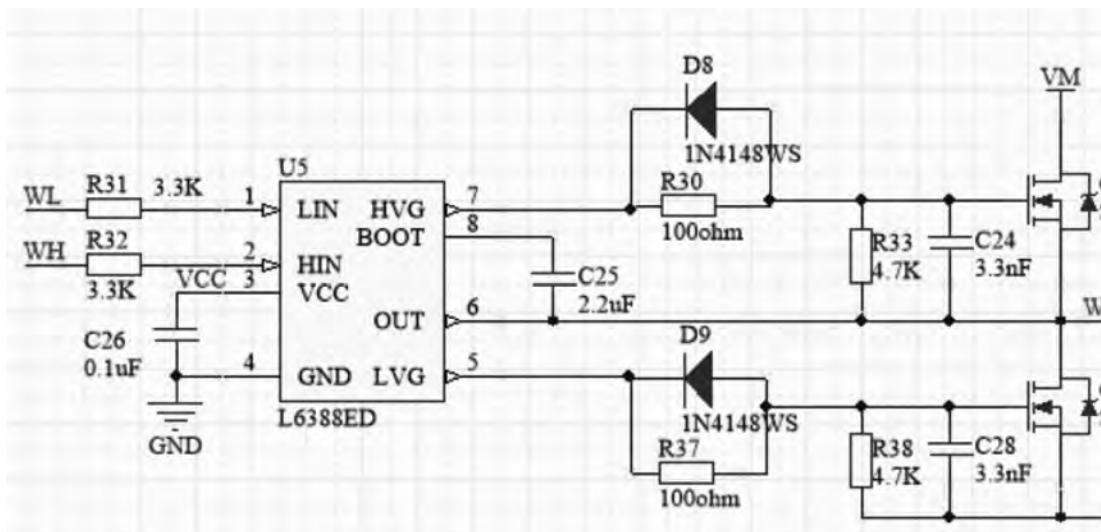


图4 无刷直流风机驱动电路图

2.5 调速电路设计

单片机的接口是模数转换接口,外部电路通过电阻的电压配确保0-10VDC模拟电压输入时,单片机获得5VDC以下的输入值,通过一个二极

管嵌位到5VDC电源上,确保调速端输入电压大于10VDC而单片机获得5VDC的最大值,保证调速信号不发生错误。调速电路如图5所示。

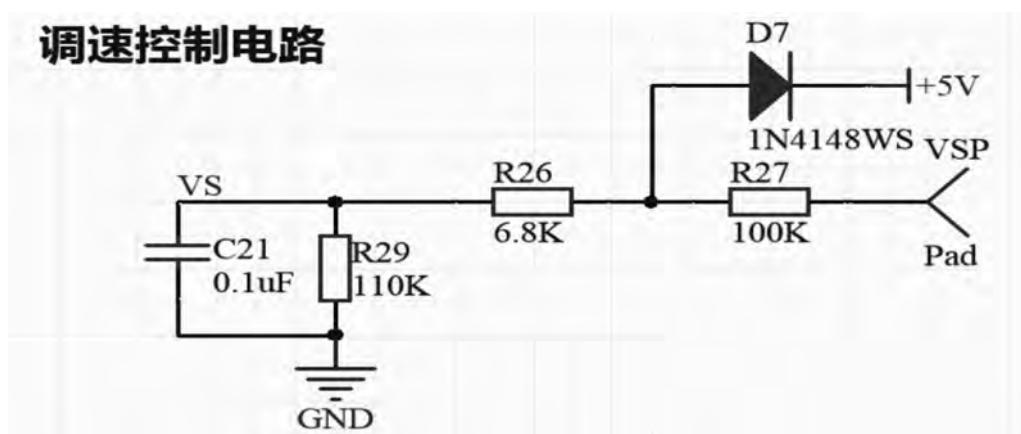


图5 无刷直流风机调速电路图

2.6 风机速度反馈 FG 信号驱动电路设计

该信号输出可以用于风机实际运行转速的监视与显示，也可以提供给上位机进行风机的闭环控制，实现用户特定的控制要求。我们通过一个82K的电阻上拉到5VDC上，确保速度反馈信号的输出为方波，我们反并联一个51V的稳压管，作为客户可能选择外置上拉电路的方式，当选择外

置上拉时，82K电阻取消，这样客户可以上拉到100VDC以下的电源上，而确保输出方波的幅值最大为51VDC.FG信号是通过单片机程序的计算而得到，不是固定的霍尔变换信号，可以灵活地满足多种要求，实现每转1个波形，2个波形，4个波形等。风机速度反馈FG信号驱动电路如图6所示。

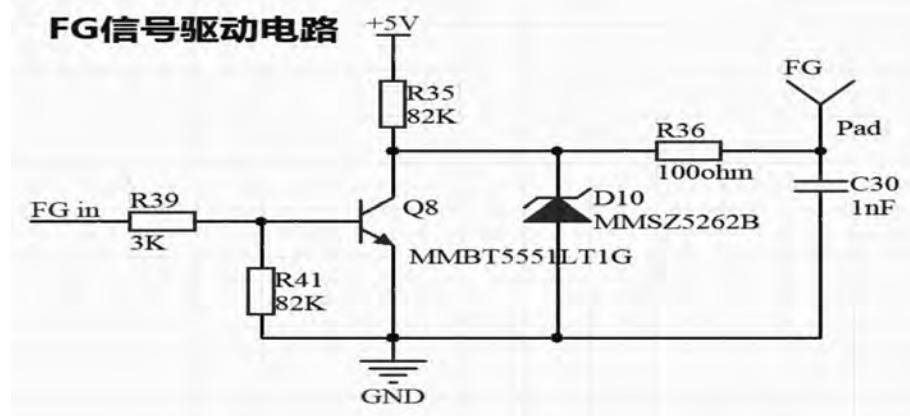


图6 风机速度反馈FG信号驱动电路图

3 外转子永磁无刷直流风机控制系统的软件设计

3.1 外转子永磁无刷直流风机的软件设计架构

本论文涉及到的外转子永磁无刷直流风机的单片机平台是32位的NM1100单片机，其MCU的资源正好满足本方案的资源要求，在风机控制程序设计时我们需要考虑到风机的特定要求和保护功能，然后我们再依据这个功能要求设计各自的控制模块，本论文涉及的风机主要功能要求有：过压保护、欠压保护、过流保护、无极调速功能、软启动、转速反馈信号FG信号输出、顺风启动、逆风启动、堵转保护和3次自启动等，还有一些对运行安全方面考虑的特定软件设计模块，如缓慢率限制模块、母线电压补偿模块、分段调速限制模块、错误监视模块、功率监视模块等。

3.2 外转子永磁无刷直流风机的软件的具体设计模块

由于本论文涉及的无刷直流风机控制程序十分复杂，程序代码具有上万行代码，在此就不一一展示其具体代码信息，为进一步理解控制程序设计的模块化思维和风机的特定控制功能要求，现把程序涉及的模块名称列出：

- 主程序模块 mian.c
- 表格数据化模块 table.c
- 调试模块 debug.c
- 延时模块 delay.c
- 电机参数模块 motor_parameter.c
- 滑差率模块 core_slip_lib.c
- 时钟模块 core_time_base.c
- 电机控制模块 motor_control.c
- 错误管理模块 error_manager.c
- 母线电流监视模块 bus_current_monitor.c
- ADC 转换模块 ADC_user.c
- 中断模块 int.c
- 显示模块 display.c
- 直流母线监测模块 DC_bus_monitor.c
- 堵转模块 locked_rotor.c
- 速度传感模块 speed_sensor.c
- 电压调节模块 VqVd_tunning.c
- PWM 模块 SVPWM.c
- 角度限制模块 angle_limited.c
- 附加功能模块 additional_function.c
- 自适应模块 self_learning.c
- 功率监视模块 power_monitor.c
- PI 调节模块 PI.c

缓慢率限制模块 slew_rate_limited.c

4 结 论

外转子永磁无刷直流风机控制系统的硬件电路设计和控制软件设计完成后，通过实际的产品进行验证得出以下结论：

1. 多重保护功能对风机的安全运行提供了保障，能够提高风机的运行寿命。
2. 通过超前导通角度的调整，能够使风机运行在更加高效的状态，在风机一定转速下能够减小输入电流，实现高效节能的目的和绿色能源产品开发的目的，广泛应用于家电、工业通风和电信等行业。
3. 通过软启动和自适应模块的处理、母线电压补偿等特殊算法，能够进一步提高风机运行的平滑性，减小齿槽脉动转矩，降低了风机的电磁噪音。

音。

4. 通过分段调试模块的控制，能够实现在指定的调速电压下实现指定的风机转速要求，实现特定的速度上升率。

5. 通过错误管理模块能够智能地判定运行错误并自动消除错误，包括霍尔失效的智能处理，当三个霍尔中一个霍尔故障时，风机自动切换到双霍尔运行，当 2 个霍尔发生故障时，风机自动切换到单霍尔运行。

6. 通过显示模块的 LED 闪烁次数可以判断风机故障发生模式，能够在调试和检修时快速找到故障区域，并作出相应的处理。

7. 通过正弦化的驱动处理，综合特定的程序处理，能够得到正弦的三相电流波形，如图 7 所示，该波形是通过示波器测试出来的实际运行电流波形。

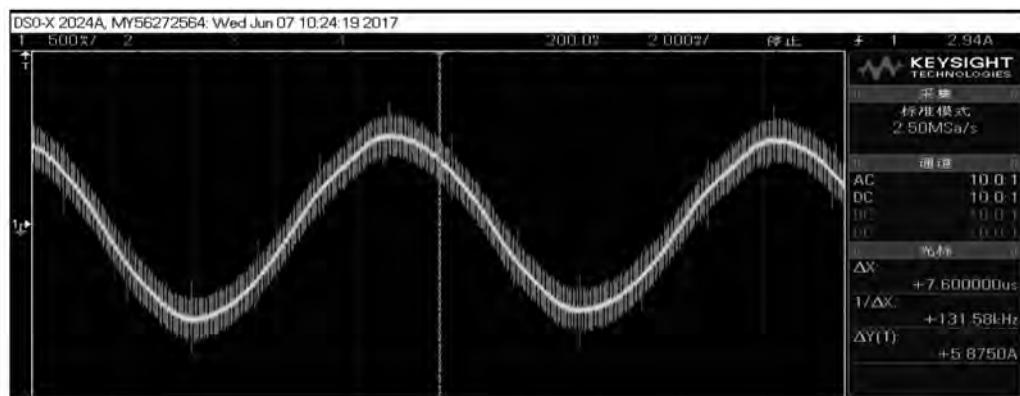


图 7 相电流波形图

8. 硬件电流中驱动主线上的电阻值和滤波电容值严重影响到驱动信号的振荡波形，为了获得高效的运行模式，由于 MOS 管的寄生电容和布线的电容及电阻等影响，这个元器件的数值需要在

实际中进行调试试验得出，本方案中，驱动主线上的电阻值为 10 欧姆和 100 欧姆时的驱动信号波形分别如图 8 和图 9 所示。



图 8 电阻为 10 欧姆时的驱动信号波形图

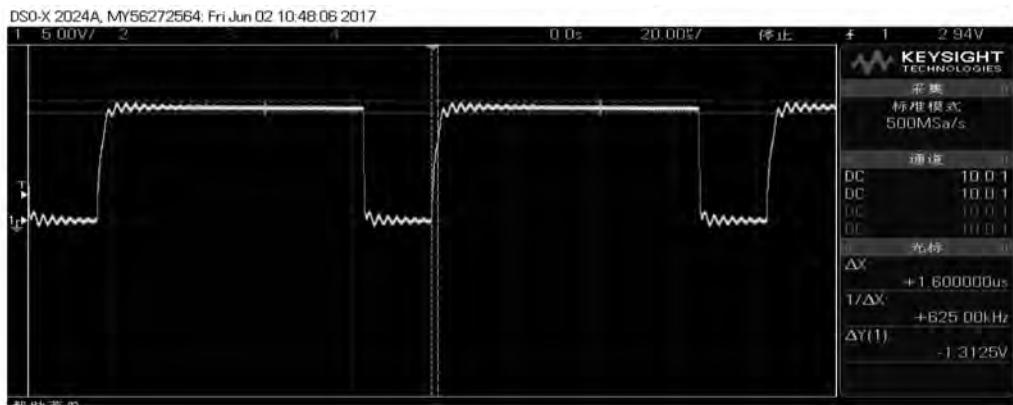


图 9 电阻为 100 欧姆时的驱动信号波形图

9. 本论文涉及的控制系统方案具有很高的实际运用价值，在无刷直流风机领域中得到了实际的验证。

10. 本论文中提及的顺风启动和逆风启动控制是风机控制的核心部分，尤其在轴流风机室外机的应用，解决了大风天气或台风天气风机难以启动或启动失效的问题。

参考文献：

- [1] Pillay P, Krishnan R. Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless dc Motors for Servo Drives [J]. IEEE Trans. Industry Applications, 1991, 27 (5).
- [2] Brushless DC motors [J]. OEM design, 1997 (6).
- [3] Shen JX, Zhu ZQ, Howe D. Sensorless Flux – Weakening Control of Permanent Magnet Brushless Machines Using Third – Harmonic Back – EMF [C]. Record of the 2003 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003:

1229–1235

- [4] TB6585FG, 3-Phase Sine-Wave PWM Driver for BLDC Motors, TOSHIBA data sheet 2008.
- [5] 李颖, 马瑞卿, 等. 一种基于 SPWM 的无刷直流电动机驱动新方法 [J]. 微电机, 2010(1).
- [6] 谭建成. 新编电机控制专用集成电路与应用 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.
- [7] Paul Kettle, Aengus Murray, Finbarr Moynihan. Sensorless Control of a Brushless DC motor using an Extended Kalman estimator [C]. PCIM'98 INTELLIGANT MOTION, 1998, 385~392.
- [8] 杨红伟, 李波. 一种无传感器 BLDCM 数字化控制系统设计 [J]. 电气传动, 2008(5).
- [9] HALL EFFECT SENSING AND APPLICATION, Honeywell.
- [10] Zhu Z Q. Fractional Slot Permanent Mag net Brushless Machines and Drives for Electric and Hybrid Propulsion Systems, Proc EVER'09.

基于永磁同步电机的汽车刹车辅助系统

Servo Drive Scheme of a New Brake Assist System

王潇¹, 郭有贵¹, 肖曦²

(1. 湘潭大学信息工程学院 湘潭 411100;
2. 清华大学电机工程与应用电子技术系 北京 100091)

摘要: 真空助力器是目前小型汽车上普遍采用的刹车辅助器, 不过其真空来源于发动机, 而新能源汽车为电动机驱动, 无法为其提供气体来维持压力。若在新能源汽车上采用真空助力器, 需要安装辅助的电子真空泵, 而电子真空泵仅能提供有限的真空度, 而且寿命有限。为了适应新能源汽车的发展, 有学者和工程师提出电动助力器的解决方案。对比现有的电动助力器, 本文提出一种永磁同步电机(PMSM)和一级滚珠丝杠结合的新型电动助力方案, 利用 PMSM 作为力矩放大及输出部件, 结合滚珠丝杠实现力矩的传递, 进而作用于主缸, 实现辅助刹车的功能。利用 Matlab/Simulink 工具箱搭建仿真模型, 并搭建基于 TMS320F28335 的永磁同步电机刹车辅助系统(PMSM-BAS)实验平台。仿真和实验结果证实了本文所提方案的可行性。

关键词: 刹车辅助系统; 永磁同步电机; 滚珠丝杠; 制动系统

Abstract: The vacuum booster is a brake assister commonly used in small cars, but the vacuum is derived from the engine, while the new energy vehicle is driven by an electric motor and cannot supply gas to maintain pressure. If a vacuum booster is used on a new energy vehicle, an auxiliary electronic vacuum pump is required, and the electronic vacuum pump can only provide a limited degree of vacuum and has a limited life. In order to adapt to the development of new energy vehicles, some scholars and engineers have proposed solutions for electric boosters. Compared with the existing electric booster, this paper proposes a new electric power assisting scheme combining PMSM and primary ball screw. PMSM is used as the torque amplification and output component, and the ball screw is used to realize the torque transmission. In addition, it acts on the master cylinder to realize the function of assisting the brake. The simulation model was built by Matlab/Simulink toolbox, and the experimental platform of permanent magnet synchronous motor brake assist system (PMSM-BAS) based on TMS320F28335 was built. Simulation and experimental results confirm the feasibility of the proposed scheme.

Key words: Brake assist system, Permanent magnet synchronous motor (PMSM), Ball screw, Braking system

0 引言

近年来, 新能源汽车行业蓬勃发展, 相关研究工作也逐渐成为研究热点。相比较于传统汽车, 新能源汽车采用电动机取代了内燃机驱动, 有节能、环保和噪音小等优点^[1-3]。内燃机虽然有着诸多的缺点, 但是却也在刹车助力方面起着重要的作用, 缺失了内燃机, 真空助力器便无法正常工作, 若希望继续使用真空助力器, 便需要安装辅助的电子真空泵^[4]。为了彻底改变刹车辅助方式, 有学者和工程师提出了电动助力器的解决方案, 以此替换真

空助力器。

目前较为成熟的电动助力器主要集中在博世集团和大陆集团, 相比之下, 博世集团的 iBooster 已经推出两代, 且普及率更高。结构方面, 采用了无刷直流电机和齿轮结合的方式, 这种方式对于齿轮寿命有着严重的依赖性。

本文研究的永磁同步电机为特种电机, 与传统电机结构上的最大区别为转子内圆为滚珠槽, 作为滚珠丝杠螺母, 可以直接和滚珠丝杠螺杆配合工作。其次, 其电压等级较低, 但是有着较高的电流等级, 因此可以承受较大的启动电流。

国家自然科学基金(51577095)和清华大学自主科研计划。

收稿日期 20xx-xx-xx 改稿日期 20xx-xx-xx

当前国内对于电动助力器的研究相对较少,而且多集中在整体设计或踏板力研究方面。文献[5]仅从汽车系统方面对电机基本指标参数进行了说明,对于具体电机控制系统并未进行较多表述。文献[6]利用动态可靠性分配仿真算法,对一电动助力器可靠性进行仿真分析。

本文研究一种新型的基于永磁同步电机的电动助力器刹车辅助系统,由永磁同步电机和一级滚珠丝杠结合构成。电机采用矢量控制策略,由踏板力传感器模型输出给定电机控制参数,对永磁同步电机进行控制,使其能够达到平滑助力的效果^[7,8]。根据实际汽车制动工况数据,采用仿真和实验结合的方式,验证控制系统的合理性和可用性。

1 永磁同步电机控制原理

通过坐标变换,永磁同步电机模型可以简化为以下形式^[9-11]。

电压方程

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + p\psi_d - \omega_e \psi_q \\ u_q = R_s i_q + p\psi_q + \omega_e \psi_d \end{cases} \quad (1)$$

定子磁链方程

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

电磁转矩方程

$$T_e = P_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (3)$$

式中 u_d , u_q , i_d , i_q , L_d , L_q , Ψ_d , Ψ_q 分别为 dq 轴电压、电流、电感以及磁链; R_s 为定子电阻; ω_e 为电角速度 (rad/s); Ψ_f 为永磁体磁链 (Wb); P_n 为电机极对数; p 为微分算子。

式(3)的第一项是由定子电流和永磁体磁链相互作用产生的转矩,称为电磁转矩;第二项是转子凸极效应产生的转矩,称为磁阻转矩。可见,对于表贴式 PMSM, $L_d = L_q$, 公式(3)仅保留第一项:

$$T_e = P_n \psi_f i_q \quad (4)$$

可以看出,如果维持 $i_d = 0$,则 PMSM 的电磁转矩仅与 i_q 相关。因此,在 $i_d = 0$ 控制策略中,通过坐标变换,可以使多变量,非线性,强耦合电磁转矩相当于简单的直流电动机电磁转矩关系模

型。因此,PMSM 可以借鉴直流电机的控制策略,并使其具有良好的控制性能。图 1 为常见的 $i_d=0$ 控制策略框图。

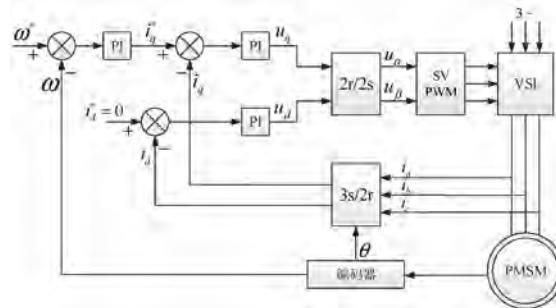


图 1 永磁同步电机 $i_d = 0$ 控制策略框图

2 助力过程分析

为了更好的控制助力电机的启动和运行,需要考虑以下两个方面的问题:

1、启动条件。考虑到汽车行驶过程中,踏板会因为各种因素产生抖动,进而被踏板力传感器检测捕捉,若检测到踏板力便启动助力电机,便会造成长期启动,进而增加电池电量的损耗。因此,应该为电机的启动设置一门槛值,当踏板力超过该门槛值时,电机启动,否则保持静止状态。

2、助力过程。若踏板力超过门槛值,电机便以最大设定扭矩启动,便会导致驾驶人产生踏空感,同时有可能出现急刹状况,产生危险。因此,应该设计一条助力曲线,使扭矩平稳上升,既实现平滑助力,又保证不发生危险。

考虑以上两点,设定踏板力门槛值为 50N,助力加速度为 300N/s,最大助力 600N.假设踏板力均匀增加,则可以绘制如下图所示助力过程。

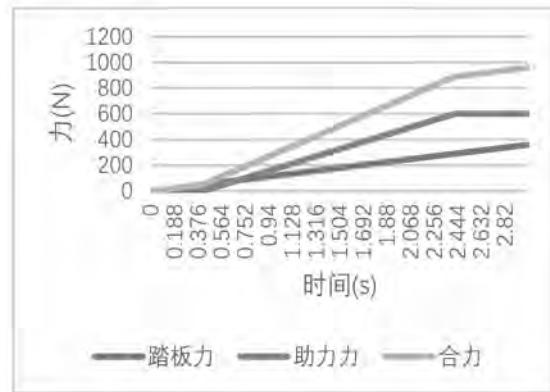


图 2 助力曲线

根据滚珠丝杠推力与扭矩的计算公式，可以得出相应的扭矩，进而控制电机的运行。

$$Fa = \frac{2\pi \cdot \eta_l \cdot T}{Ph} \quad (5)$$

其中， Fa 为产生的推力， T 为驱动扭矩， Ph 为进给丝杠的导程， η_l 进给丝杠的正效率。

根据助力过程及滚珠丝杠相关计算进行刹车辅助系统仿真分析，仿真模型如下图所示。

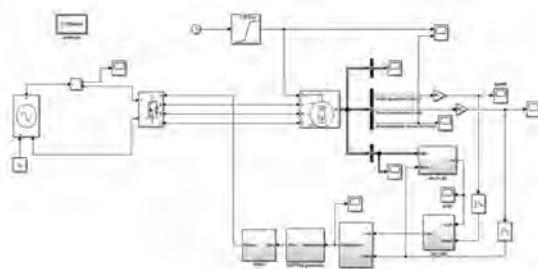


图 3 仿真模型

仿真中，踏板力的增长方式按照图所述，当踏板力超过门槛值，给定转速设定为 70r/min，电机由静止开始启动。当检测到踏板力减小过程，并且踏板力减小到下降过程的门槛值，电机转速给定改变为 0，电机开始减速。仿真结果如下图所示。

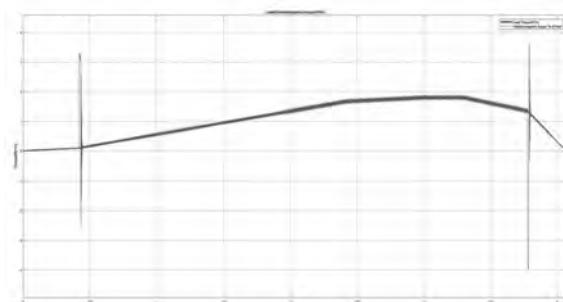


图 4 转矩曲线



图 5 转速曲线

由仿真结果可以看出，助力电机在启动过程中有较大的启动转矩，并且可以很快实现转矩跟踪及助力，并且转矩脉动较小。同时，转速有较快的动态过程，而且转速波动较小，基本上维持在给定转速。

3 实验验证

为了进一步验证方案的可行性，搭建了控制系统实验平台。平台主要包括控制单元，电压电流传感器及预处理单元，电源转换单元，解码器单元以及通信单元。控制单元采用了 TI 公司 DSP 芯片 TMS320F28335 作为主控制芯片；解码器单元负责将旋转变压器的输出信号进行解码处理，并传输给控制单元；通信单元负责与上层控制单元的通信，实现给定指令的接收与反馈。

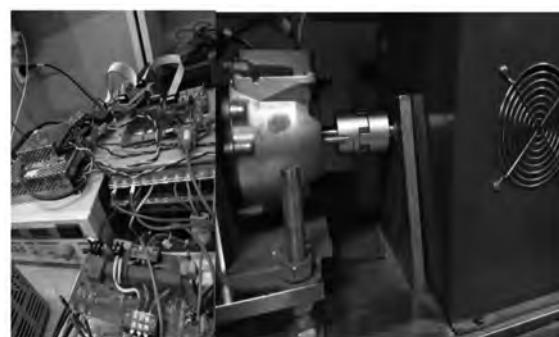


图 6 实验平台

实验中，利用测功机将负载转矩设定为 $0.1N \cdot m$ ，待电机启动后，逐渐升高负载转矩至 $1.123 N \cdot m$ ，也就是助力电机由 0 开始逐渐助力至 600N。

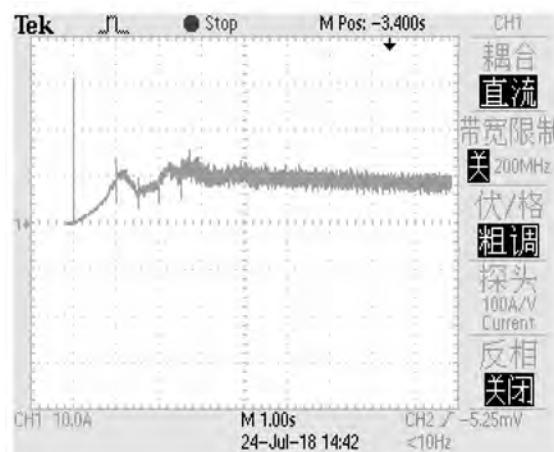


图 7 直流电流

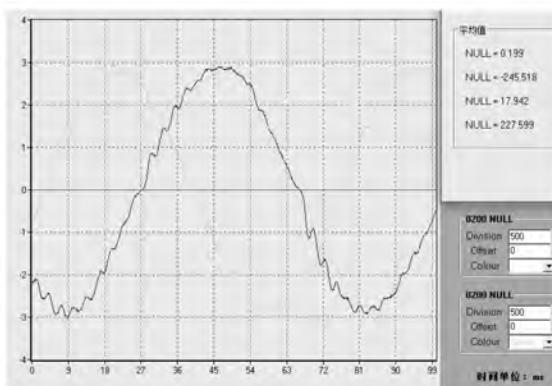


图 8 三相电流

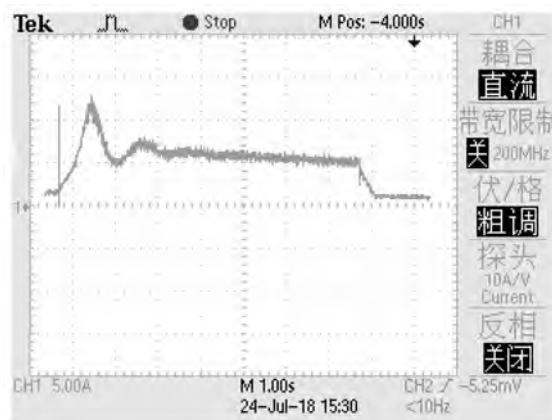


图 9 直流电流(含下降过程)

图为实验过程中直流电流的波形，可以看出电流的上升过程整体较为平缓，超调较小，当到达额定负载转矩时，可以快速趋于稳定。图为稳定状态下的三相电流，正弦度较好。图为验证制动过程的快速性，可以看出，电机可以在 0.4s 内实现助力机制动。

4 结 论

本文提出一种永磁同步电机和滚珠丝杠结合

的新型电动助力器刹车辅助系统控制方案，并提出一种根据踏板力检测控制助力系统工作的方法。通过搭建系统仿真模型，验证了将两者进行结合的控制系统的可行性。此外，搭建了系统实验平台，测试了该助力系统的启动和制动性能。本文所提方案为永磁同步电机的应用场景推广及其在结构设计上的延伸提供了新的思路。

参考文献

- [1] 张艳辉, 徐坤, 郑春花, 等. 智能电动汽车信息感知技术研究进展[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(4): 794–805.
- [2] 曲荣海, 秦川. 电动汽车及其驱动电机发展现状与展望[J]. 南方电网技术, 2016, 10(3): 82–86.
- [3] 薛梦觉, 康劲松, 魏俊天, 等. 电动汽车 IPMSM 驱动控制技术[J]. 电源学报, 2014, 12 (1): 28–34.
- [4] 孙志国. 天籁车刹车辅助系统的检修[J]. 生物技术世界, 2013 (11): 139–139.
- [5] 吴健. 制动系电动助力器助力策略的研究[D]. 华南理工大学, 2017.
- [6] 姜悦岭, 闫中华. 动态可靠性分配数字仿真算法在电动助力器中的应用[J]. 辽宁工业大学学报(自然科学版), 2001, 21(3):15–17.
- [7] 王磊, et al. "永磁同步电机转子位置提取近似分类支持向量机灰色预测方法." 电力系统保护与控制 23 (2010): 97–102.
- [8] 李永东, 朱昊. 永磁同步电机无速度传感器控制综述[J]. 电气传动. 2009, 39(9):3~10.
- [9] 王东文, 李崇坚, 吴尧, 等. 永磁同步电机的模型预测电流控制器研究[J]. 电工技术学报, 2014 (S1): 73–79.
- [10] 陈磊, 李洪章. 永磁同步电机的结构特点分析[J]. 电站系统工程, 2011.7(4):34.
- [11] 徐文伟. 永磁同步电机矢量控制的实现 [D]. 华南理工大学, 2013.

基于 ANSYS 的定子端盖过盈接触的分析研究

Analysis and Research on Interference Contact of Stator End

Cover Based on ANSYS

刘丹,李庆,高晓峰,李文字

(珠海凯邦电机制造有限公司 珠海 519110)

摘要: 运用 ANSYS 静力分析模块对塑封电机定子端盖过盈接触进行分析研究,采用可编辑的参数化设计通过拉拔力和材料的屈服强度来确定最优的端盖定子过盈量的取值范围,最终结合工程实践要求确定定子端盖过盈尺寸。塑封电机定子端盖最后通过拉拔力与压装试验表明文章运用的可编辑的参数化的定子端盖过盈接触的分析研究方法切实可行的,可以满足工程化生产的要求。

关键词: ANSYS; 塑封电机; 参数化; 过盈量

Abstract: The interference between stator and the end cover of plastic seal motor is analyzed by ANSYS static analysis module. The optimal design of the end cover and interference range between stator and stator is determined by drawing force and yield strength of the material by editable parameterized design. Finally, the interference size between stator and the end cover is determined by engineering practice. Finally, the drawing force and assembly test of stator and end cover of plastic seal motor show that the analysis of interference of the editable parameterized stator and end cover in this article is feasible and can meet the requirements of engineering production.

Key words: ANSYS; plastic seal motor; parameter set; interference mount

0 引言

目前,塑封电机的定子端盖的设计过程和过盈装配的数据,主要是参考一些现有的机械手册,还有就是依靠从业经验者经验累积来进行装配,缺乏相关理论的研究与支撑。过盈量是塑封电机设计的一个重要设计参数,它反映了电机性能的好坏。当定子与端盖联结的过盈量取值较大时,因超出塑封材料的最大屈服强度,会发生材料的塑性变形,塑封定子出现开裂,当过盈配合的过盈量取值较小值时,定子与端盖的接触就可能出现松动甚至脱落(拉拔力小于 800N),故过盈量值的确定至关重要。塑封电机仿真拉拔、压装过程中的支反力和等效应力情况,直接影响着电机性能。

本文运用 ANSYS Workbench 软件,对此类电机的过盈联结进行仿真分析,并与拉拔试验结果数据进行对比验证。根据对塑封电机的受力分析结果,可以对过盈量值进行优化设计,实现塑封电机拉拔、压装的仿真设计。

1 ANSYS 仿真设计

基于 ANSYS Workbench 有限元的过盈仿真设计方法是建立在数学算法、结构分析等优化设计方法。根据可编辑的参数化设计来对端盖定子过盈量的取值范围进行初步的确定,判断该范围的主要依据是:接触面的最小结合压力需要满足足够传递扭矩的要求,还同时需要满足定子端盖的最大等效应力不能超过其材料的屈服极限^[1,2]。

1.1 过盈量设计

过盈量选择过小,电机工作过程中会出现挤压力过小,无法满足传递扭矩与运动的要求,将产生相对滑动,甚至脱落,将会出现机械系统振动与噪声。但过盈量太大就会造成配合件挤压力的增大,使塑封定子发生应力集中,当达到某一极限的时候,将会出现疲劳失效、塑封定子开裂等现象。

1.2 可编辑的参数化设计

可编辑的参数化设计就是满足定子端盖间过盈量最优设计方案,也就是满足塑封电机设计要求的最有效可行的设计方案。定义基本要素偏移

量 offset, 通过设置该数值来控制过盈量, 其值为过盈配合的过盈量的二分之一^[3], 建立了可编辑的参数化模型中, 通过满足拉拔力大于 800N, 等效应力小于材料的屈服强度, 通过对比方案, 从中择优。

2 塑封电机定子端盖过盈接触优化分析

运用 Workbench 软件对塑封电机端盖和塑封定子的拉拔、压装过程进行仿真模拟, 分析这两种工况下塑封电机的受力情况。将端盖推出塑封定子总成的过程也就是得出拉脱力的过程, 当推出力正好大于端盖外圈与塑封定子接触面间最大静摩擦力时, 端盖将发生滑动, 此时的推出力即为拉脱力, 该拉脱力和最大静摩擦力相等。根据最小拉拔力值确定最小过盈量值, 最小拉拔力值为 800N, 故根据拉拔力值求出最小过盈量值。

通过压装过程, 塑封定子的等效应力小于材料的屈服强度, 来求解最大过盈量, 从而确定塑封

电机定子端盖过盈接触的过盈量范围。

如图 1 是一种塑封电机定子端盖的典型结构, 可看出定子与端盖通过过盈联结配合, 故过盈量对电机的性能起着至关重要的作用。



图 1 塑封电机定子端盖结构

2.1 塑封电机材料参数

通过对 BMC 塑封料进行性能参数测试, 得出相关参数如下(表 1)。

表 1 塑封电机的材料参数

| 材料 | 牌号 | 弹性模量(Pa) | 密度(Kg/m ³) | 屈服强度(MPa) | 抗拉强度(MPa) | 泊松比 |
|-----|------|----------|------------------------|-----------|-----------|-------|
| 冷轧钢 | 08AL | 2.19E+11 | 7830 | 175 | ≥270 | 0.27 |
| 塑封料 | BMC | 9E+09 | 1980 | 40 | ≥90 | 0.427 |

2.2 塑封电机定子端盖有限元模型

定子端盖模型建立假设如下:

- (1) 虽然塑封电机定子端盖的拉拔、压装过程是动态过程, 但因关系的不是瞬时冲击响应, 而是拉拔、压装过程结构静态响应, 故采用静态分析;
- (2) 在 Workbench 中的径向过盈配合的仿真分析时通常设置为摩擦接触, 所用对定子与的端盖的接触定义为摩擦接触;
- (3) 塑封电机塑封定子与端盖间的接触问题为非线性问题, 分析设置时需要将大变形打开;
- (4) 由于收敛等综合考虑接触刚度系数设置为 0.1, 建立接触时采用的接触算法是 Augmented Lagrange;
- (5) 利用拉拔力来确定过盈量的最小值;
- (6) 利用压装过程中, 塑封电机塑封定子的屈服强度来确定过盈量的最大值。

根据以上的假设条件来进行有限元建立模

型, 利用 Slice 工具对模型进行分割, 然后利用扫略方法、多区等生成六面体网格^[4]。图 2 为塑封电机定子端盖的网格模型。



图 2 电机网格模型

2.3 过盈量参数化优化模型

为了确定塑封电机定子端盖过盈量的最终过盈范围, 需要再进行最优设计。根据优化结构来最终确定优化变量与初始值, 运用设置参数寻优。

设计变量:Offset;

状态变量:Force Reaction, Equivalent Stress;

目标函数: 拉拔过程支反力不小于 800N, 压装过程塑封定子的等效应力不大于屈服强度。

最终优化目的, 找到最优的 Offset 值使得塑封电机拉拔过程支反力不小于 800N, 装配过程中塑封定子的等效应力不大于屈服强度, 才可以保证拉拔力不小于 800N, 塑封电机不出现开裂的现象。此时添加一个静力结构响应面分析流程图, 如图 3 所示。

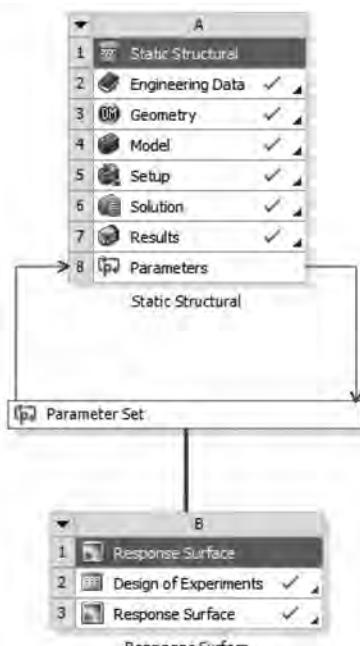


图 3 响应面分析流程

2.4 边界条件及载荷设置

拉拔过程, 四个孔固定约束, 端盖轴承室内表面位移载荷, 内表面 Z 向平移 2mm(分离); 压装过程, 塑封电机端盖与定子刚刚接触, 塑封定子底面固定约束, 端盖上表面位移载荷, 上表面 Z 向平移-2mm(压装)。



图 4 拉拔过程边界条件

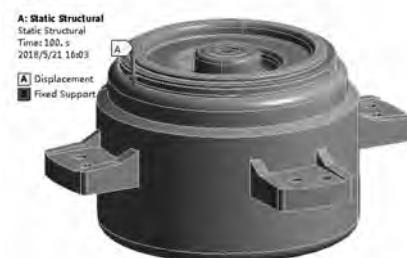


图 5 压装过程边界条件

2.5 拉拔仿真结果分析

拉拔过程, 四个孔固定约束, 端盖轴承室内表面位移载荷, 内表面 Z 向平移 2mm(分离); 摩擦力是一个先增大后减小的数值, 出现的最大值即为最大静摩擦力。故在分离过程中(0-1s), 分析每个偏移量值所对应的最大支反力值, 最大拉拔力与偏移量 offset 的关系如图 6、7 所示。

| Table of Schematic B2: Design of Experiments (Central Composite Design : Auto Defined) | | | | | |
|--|----------|--|-------------------------------|--|--|
| | A | B | C | D | |
| 1 | Name | P4 - Frictional - dingzi Taibuagli Offset (mm) | P2 - Force Reaction Total (N) | P3 - Equivalent Stress - Maximum (MPa) | |
| 2 | 1 (DP 0) | 0.065 | 802.62 | 17.814 | |
| 3 | 2 | 0.0585 | 724.58 | 16.05 | |
| 4 | 3 | 0.0715 | 885.8 | 19.589 | |
| 5 | 4 | 0.06175 | 765.15 | 16.927 | |
| 6 | 5 | 0.06825 | 844.69 | 19.677 | |

图 6 各个扫描点

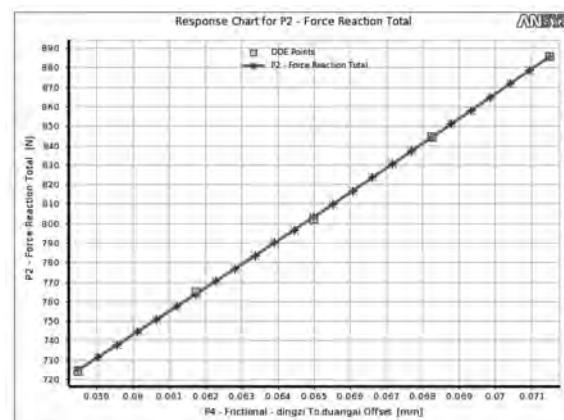


图 7 各个扫描点偏移量与拉拔力的关系图

在塑封电机端盖与塑封定子分离的过程中, 最大的拉拔力不小于 800N 时的最小偏移量为 0.065mm, 故最小过盈量为 0.13mm, 在该过盈量下的塑封电机, 仿真分析需要拉拔力为 802.62N 时, 两者将不在处于过盈状态, 可使定子与端盖分离。

软件仿真模拟的塑封电机过盈量为 0.13mm 时从分离初始、分离中间、分离结束过程, 见图 8、图 9、图 10。



图 8 分离初始



图 9 分离中间



图 10 分离结束



图 11 拉拔力云图

塑封电机在分离初始、分离中间、分离结束过程中，塑封定子的最大等效应力为 17.814MPa，小于其塑封定子材料的屈服强度 40MPa，综上分析，塑封电机安全。

所以得出结论，拉拔力大于 800N 时使定子与端盖分离的最小过盈量是 0.13mm，最小拉拔力为 802.62N。

2.6 压装端盖仿真结果分析

本文运用 ANSYS 有限元软件对塑封电机利用油压机压装过程进行弹塑性模拟，计算压装过程中塑封定子的最大等效应力，确定塑封电机的最大过盈量值。故在压装过程中(0~1s)，分析每个偏移量值所对应的最大等效应力值，其中最大等效应力与偏移量 offset 的关系如图 12、13 所示。

| Table of Schematic B2: Design of Experiments (Central Composite Design : Auto Defined) | | |
|--|----------|---|
| | A | B |
| 1 | Name | P4 - Frictional - dingzi To duangai Offset [mm] |
| 2 | 1 (DF 0) | 0.12 |
| 3 | 2 | 0.108 |
| 4 | 3 | 0.132 |
| 5 | 4 | 0.114 |
| 6 | 5 | 0.126 |

图 12 各个扫描点

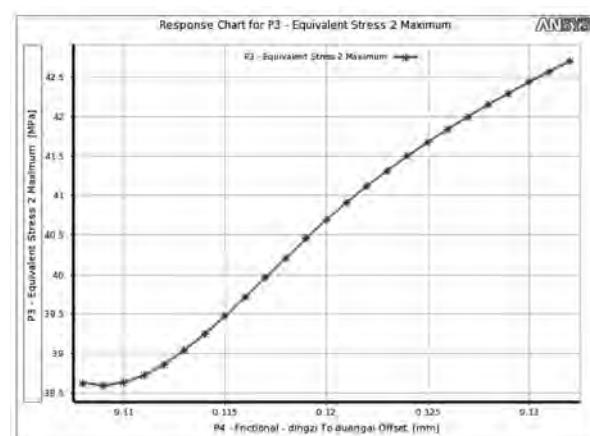


图 13 各个扫描点偏移量与等效应力的关系图

在塑封电机端盖与塑封定子压装的过程中，塑封电机的塑封定子的等效应力不大于材料的屈服强度时的最大偏移量为 0.12mm，故最大过盈量为 0.24mm，在该过盈量下的塑封电机，仿真分析塑封电机压装结束时塑封定子的等效应力为 40.818MPa 时，两者将处于过盈状态，塑封电机压装结束。

软件仿真模拟的塑封电机过盈量为 0.24mm 时从装配初始、装配中间、装配结束过程，见图 14、

图 15、图 16。



图 14 装配初始

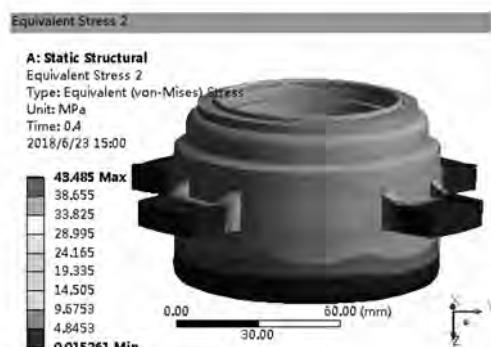


图 15 装配中间



图 16 装配结束

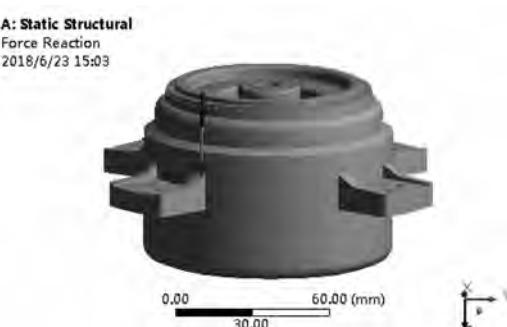


图 17 装压过程云图

塑封电机在装配初始、装配中间、装配结束过程中,随着塑封定子与端盖接触面积的增大,等效应力也相应地减少,压装结束时塑封定子的最大等效应力为 40.818MPa,大于其塑封定子材料的屈服强度 40MPa,综上分析,塑封定子有开裂的危险。

所以得出结论,等效应力不大于屈服强度时使定子与端盖压装的最大过盈量是 0.24mm。

3 实验验证

3.1 塑封电机过盈量优化

通过可编辑参数化优化设计对拉拔力和塑封定子的等效应力进行仿真分析,运用过盈量参数设计优化得到其范围。过盈量的范围为 0.13mm~0.24mm,即满足拉拔力不小于 800N,又满足塑封定子不发生破坏。

3.2 塑封电机拉拔力对比

塑封电机端盖拉拔力实验如下图 18 所示,将塑封电机定子总成的四个孔利用螺柱固定在工装 1 处,塑封电机的轴与工装 2 螺旋锁紧,然后再利用仪器拉端盖,仪器记录端盖被拉开的一瞬间拉拔力的数值,对 8 个产品进行测试,实验结果如下表 2 所示,其中最大的拉拔力为 1315N,最小的拉拔力为 632N。



图 18 拉拔力测试工装图

表 2 不同过盈量所对应的拉拔力实验数值

| 模号 | 定子口内径 (mm) | 端盖外径 (mm) | 实验拉拔力 (N) | 公差 (mm) |
|----|---------------|--------------|--------------|------------|
| G1 | 64.989 | 65.138 | 1026 | 0.149 |
| G2 | 64.974 | 65.135 | 1068 | 0.161 |
| G3 | 64.979 | 65.180 | 1315 | 0.201 |
| G4 | 64.982 | 65.125 | 960 | 0.143 |
| G5 | 64.995 | 65.130 | 805 | 0.135 |
| G6 | 65.000 | 65.164 | 1168 | 0.164 |
| G7 | 64.983 | 65.109 | 750 | 0.126 |
| G8 | 64.985 | 65.128 | 904 | 0.143 |

3.3 塑封电机压装对比

利用油压机对塑封电机进行压装实验，对 8 个产品进行测试，查看不同过盈量下的塑封电机的塑封定子是否开裂，实验结果如下表 3 所示，其中过盈量大于 0.23 左右，塑封定子会出现开裂的情况。

表 3 不同过盈量所对应的压装实验数值

| 模号 | 公差(mm) | 塑封定子是否开裂 |
|----|--------|----------|
| G1 | 0.201 | 否 |
| G2 | 0.243 | 是 |
| G3 | 0.164 | 否 |
| G4 | 0.205 | 否 |
| G5 | 0.251 | 是 |
| G6 | 0.183 | 否 |
| G7 | 0.236 | 是 |
| G8 | 0.241 | 是 |

3.4 过盈量设计

实验结果：拉拔力试验分析时，拉拔力不小于 800N 时的最小过盈量为 0.135mm，塑封定子出现开裂情况时最大过盈量为 0.236mm。

ANSYS 仿真分析结果，拉拔力不小于 800 时的最小过盈量为 0.13mm，等效应力不大于材料的屈服强度的最大过盈量为 0.24mm。

实验数据与 Ansys 数值模拟结果对比，过盈

量范围相差不大。

4 结语

采用 Ansys 的 Workbench 对 FW35X 塑封电机的定子端盖的过盈配合的接触情况做了仿真分析，总结了该塑封电机定子端盖在装配时过盈量的取值范围的仿真方法确定。通过调整端盖与塑封定子间的过盈量范围，可有效改善塑封定子与端盖间的配合情况，从而有效提高塑封电机端盖拉拔力，减少塑封定子的破裂问题和降低售后投诉测试电机端盖拉拔力不足的投诉风险。

输出一种全新的 Workbench 仿真分析手段，建立塑封类电机后端盖与塑封定子间过盈量范围的研究及应用方法，可将该方法推广应用到同类塑封电机确定过盈量范围的仿真研究中。

参考文献：

- [1] 高立. 基于 ANSYS 热机耦合的连杆衬套微动特性仿真研究[D]. 中北大学硕士研究生学位论文,2016.
- [2] 高晓果, 孔德龙, 赵聰, 等. 基于 ABAQUS 的轴承过盈配合接触应力分析[J]. 机械研究与应用,2015,28(2):9–13.
- [3] 乔文元. 基于 Workbench 连杆衬套过盈接触的分析研究[D]. 中北大学硕士研究生学位论文,2017.
- [4] 许京荆. ANSYS Workbench 工程实例详解[M]. 北京: 人民邮电出版社,2015.

基于解析法和有限元法 PMSM 电磁力波分析

Analysis of Electromagnetic Force Wave of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Analytical Method and Finite Element Method

王伟

(广东工业大学, 广东广州, 510006)

摘要: 本文针对一款现代纺织用 48 槽 8 极整数槽永磁同步电动机 (PMSM) 进行磁场谐波理论和径向力波分析。首先采用解析法对合成气隙磁场、定子电枢绕组磁场、转子永磁体磁场进行谐波分析，然后利用解析模型与有限元模型的结合，对比分析了径向电磁力波次数，并设计了基于 Python 的预处理程序，最后在完全去解析化的情况下采用有限元法分析了电磁力波的幅值和频率。通过对径向电磁力波空间和时间分布上的进一步仿真得出与力波次数表相同的谐波极对数，以及具体的力波幅值和频率。本文通过两者数据对比验证了有限元法的正确性，同时可以快速、直观地定量分析电磁力波的幅值和频率，误差极小；清楚地观察径向电磁力波空间和时间分布的波动程度及波动位置，对初步判断电机电磁振动噪声的影响程度和后续减振降噪的优化设计奠定了基础。

关键词: 永磁同步电动机；整数槽；解析法；谐波分析；电磁力波；有限元法

Abstract: In this paper, a modern textile integer slot permanent magnet synchronous motor (PMSM) with 48 slots and 8 poles is analyzed in the magnetic field harmonic theory and radial force wave. Firstly, the synthetic air-gap magnetic field, the stator armature winding magnetic field and the rotor permanent magnet magnetic field are performed by the analytical method in the harmonic analysis. Then, using the combination of analytical model and finite element model, the numbers of radial electromagnetic force wave are compared and analyzed, also a Python-based preprocessor is designed. Finally, the finite element method is used to analyze the amplitude and frequency of the electromagnetic force wave in the case of complete de-analysis. Through the further simulation on the spatial and time distribution of the radial electromagnetic force wave, the same number of harmonic pole pairs as the force wave number table is obtained, as well as the specific amplitude and frequency of the force wave. In this paper, the correctness of the finite element method is verified by the comparison of the data of the two methods. At the same time, the amplitude and frequency of the electromagnetic force wave can be analyzed quantitatively and quickly, and the error is minimal, clearly observing the degree and position of the fluctuations on the spatial and time distribution of the radial electromagnetic force wave, laid the foundation for the preliminary determination of the degree of influence of the electromagnetic vibration noise of the motor and the optimization design of the subsequent vibration damping and noise reduction.

Key words: permanent magnet synchronous motor; integer slot; analytical method; harmonic analysis; electromagnetic force wave; finite element method

0 引言

随着环境的发展和工艺的改善，现代居住的环保要求以及电机系统的控制技术对电机的振动噪声提出了更高的要求，使得振动噪声逐步成为衡量电机性能的重要指标之一。现在电机的主要噪声源涉及三个部分，包括电磁力波产生的电磁噪声、机械结构原因产生的机械噪声以及由于通

风所造成的空气噪声^[1]，而对于现代纺织用电机的电磁振动噪声却鲜有研究^[2-3]。为了响应电机能效提升计划，针对纺织工业中的电机进行径向电磁力波分析，提出在解析模型和有限元模型的基础上最终去解析化的有限元分析方法，为后续电机的减振降噪优化设计做铺垫。

目前，国内外对电磁力波的分析方法取得了诸多成果。文献[4]首先提出通过解析法采用磁势

乘磁导的方法计算气隙磁场，并且在考虑了定子开槽的影响下推导出电磁力波的表达式，但是该解析分析没有考虑电枢反应磁场以及电机瞬态磁场的分布，而且做了很多近似和假设，解析分析与实际工程误差很大。文献[5-8]最早对表贴式无刷永磁电机的气隙磁场进行解析分析，通过解析法分别计算了空载磁场、电枢反应磁场、定子齿槽效应以及负载合成磁场四中情况的瞬态磁场分布及表达式。但是解析法由于自身的局限性，对于铁磁材料饱和性和电机复杂结构等对气隙磁场的影响却只能被忽略和近似。随着有限元软件的版本更新和功能强化，其对于工程应用中的电磁分析具有更强的适用性。文献[9]基于有限元数值计算方法考虑了定子齿槽、磁路饱和对同步电机气隙磁场的特性影响。文献[10]针对永磁伺服电机详细介绍了有限元仿真电磁力波的具体步骤。文献[11]比较了分数槽永磁无刷电机径向电磁力的解析模型和有限元仿真结果。文献[12]分析了永磁同步电主轴分数槽电机的径向电磁力。

本文利用解析模型与有限元模型的双模型，通过由解析法过渡到有限元法的层层深入，对现代纺织用 PMSM 的径向电磁力波进行了详细分析，为后续电机的减振降噪优化设计提供了参考。

1 PMSM 气隙磁场的谐波解析分析

本节主要采用解析法分析 48 槽 8 极整数槽表贴式 PMSM，其气隙合成磁场主要是由定、转子磁场相互作用产生的，并在此基础上产生了径向电磁力波，其大小取决于定、转子磁动势和气隙比磁导^[13]。在三相绕组通入三相对称电流时，通过解析分析 PMSM 的气隙合成磁场和定、转子谐波磁场，为下一节与有限元法的结合及对比分析径向电磁力波次数作了理论指导。

1.1 PMSM 磁场和磁动势的谐波分析

PMSM 的气隙磁场，当不考虑饱和效应时，同时忽略铁心磁阻，即铁心部分无磁压降，气隙磁密的解析式为

$$b(\theta, t) = \lambda(\theta, t) \cdot f(\theta, t) \quad (1)$$

式中 $\lambda(\theta, t)$ 为气隙比磁导， $f(\theta, t)$ 为气隙磁动势。

当电机为表贴式 PMSM 且定子开齿槽，气隙比磁导的解析式为^[14]

$$\lambda(\theta, t) = \Lambda_0 + \sum \lambda_{il} \quad (2)$$

式中 Λ_0 为单位面积气隙磁导的不变量， λ_{il} 为定子齿槽引起的谐波比磁导的周期量。

在三相绕组通入三相对称电流时，PMSM 的气隙磁动势由定子基波磁动势、定子谐波磁动势和转子永磁体谐波磁动势所组成，气隙磁动势的解析式为

$$f(\theta, t) = f_0(\theta, t) + \sum_v f_v(\theta, t) + \sum_\mu f_\mu(\theta, t) \quad (3)$$

1.2 定子电枢绕组谐波磁场的解析分析

1.2.1 定子谐波磁动势

PMSM 定子谐波磁动势的解析式为

$$\sum_v f_v(\theta, t) = \sum_v F_v \cos(v\theta - \omega_0 t - \varphi_i) \quad (4)$$

式中 v 为定子磁场谐波极对数。

当非正弦分布电枢绕组通过定子基波电流，会在气隙中产生 v 次谐波磁动势，其转速为 $(n_{op})/v$ ，感应电动势与基波的角频率一致。

1.2.2 定子磁场谐波极对数

通过对定子磁场进行解析分析，当每极每相槽数为整数，即 $q = \frac{Z_1}{2mp}$ 为整数时，定子谐波磁场中只含有奇数次谐波。此时谐波极对数与谐波次数的关系为

$$v = (\pm 2mk_i + 1)p \quad (5)$$

式中 $k_i = 0, 1, 2, 3, \dots, m$ 为电机相数， p 为电机极对数。

将 $k_i = 0, 1, 2, 3, \dots$ 分别代入(5)式，可以得到定子磁场谐波极对数 $v = 4, -20, 28, -44, 52, -68, 76, \dots$ 。

1.3 转子永磁体谐波磁场的解析分析

1.3.1 永磁体谐波磁动势

PMSM 永磁体谐波磁动势的解析式为

$$\sum_\mu f_\mu(\theta, t) = \sum_\mu F_\mu \cos(\mu\theta - \mu\omega_0 t/p - \varphi_2) \quad (6)$$

式中 μ 为永磁体磁场谐波极对数。

解析时采用等效永磁体谐波磁动势表征电机实际非正弦转子永磁体磁场^[15]，会在气隙中产生 μ 次谐波磁动势，其转速为 n_0 ，感应电动势的角频率为 $(\omega_0\mu)/p$ 。

1.3.2 永磁体磁场谐波极对数

通过对永磁体磁场进行解析分析，永磁体磁场中只含有奇数次谐波。此时谐波极对数与谐波次数的关系为

$$\mu = (2k_2 + 1)p \quad (7)$$

式中 $k_2 = 0, 1, 2, 3, \dots, p$ 为电机极对数。

将 $k_2 = 0, 1, 2, 3, \dots$ 分别代入(7)式，可以得到永磁体磁场谐波极对数 $\mu = 4, 12, 20, 28, \dots$ 。

对于该款整数槽表贴式 PMSM，通过解析式(4)(6)和(5)(7)可以准确地定性分析谐波极对数与谐波磁动势之间的关系及磁场谐波性质，对于理论分析电机性能起到了参考作用。但上述解析法也存在一定的局限性，除了与实际工程存在误差外，主要是不能快速、直观以及整体性地定量分析定、转子磁场谐波幅值大小及幅值与谐波极对数之间的关系，不能明晰地观察定子电枢磁场和转子永磁体磁场气隙磁密分布的波动程度，以及与定子槽、极对数、永磁体等电机本体参数之间的关系；同时解析法无法有效、快速地剔除作为引起电磁振动噪声非主要根源的高次数小幅值谐波数据，对于下节力波次数表的形成无法节约时间成本，其冗余性影响了对电机的优化和设计。

2 PMSM 电磁力波次数的解析法与有限元法的对比分析

定、转子气隙磁场的径向分量相互作用形成径向电磁力波，是引起电磁振动噪声的主要因素。对于引起电机径向振动发生形变的电磁力波，次数越低，则形变就越大。定子铁心形变量随着力波幅值的增大而加剧，随着力波次数的四次方的增大而弱化，所以电磁振动噪声主要源于低次数大幅值的电磁力波。

2.1 径向电磁力波次数的解析分析

通过对 48 槽 8 极整数槽表贴式 PMSM 的定子磁场和转子磁场的谐波分析，可得出径向电磁力波次数的解析式为

$$\gamma = \nu \pm \mu \quad (8)$$

式中 ν 为定子磁场谐波极对数， μ 为永磁体磁场谐波极对数。

其中力波次数不大于 4 次的径向电磁力波更容易产生电磁振动噪声，所以将力波次数提高至大于 4 次时，电机的电磁振动噪声将明显得到抑

制^[16]。将解析式(5)和(7)代入(8)式，忽略数学表达式结果大于 4 的解析式，只保留可能产生力波次数为 0 或者 $2p$ 的部分，因此其主要径向电磁力波次数的解析式为

$$\begin{cases} \gamma = 2(k_2 - mk_1)p \\ \gamma = 2(k_2 - mk_1 + 1)p \end{cases} \quad (9)$$

式中 $k_1 = 0, 1, 2, 3, \dots, k_2 = 0, 1, 2, 3, \dots$ 。

将 $k_1 = 0, 1, 2, 3, \dots, k_2 = 0, 1, 2, 3, \dots$ 分别代入(9)式，可以得到径向电磁力波次数 $\gamma = 0, 8, 16, 24, 32, 40, 48, 56, 64, 72, \dots$ ，满足上述力波次数为 0 或者 $2p$ 倍的解析理论。

通过解析式(8)(9)可以定性地分析影响该款电机电磁振动噪声的主要力波次数，是否含有 4 次以下径向电磁力波，初步判断电磁振动噪声的影响程度。但上述解析法还是存在一定的局限性，不能快速、直观以及整体性地定量分析电磁力波的次数，不能明晰的观察径向电磁力波空间与时间分布的波动程度及波动位置。

2.2 径向气隙磁场的有限元仿真分析

采用解析法对 PMSM 磁场谐波理论和径向力波进行分析，虽然能较好地表达定、转子谐波，但是其快速性、直观性、整体性较差，而且对解析过程作了很多近似和假设，如忽略铁心磁阻、铁心饱和等，这些都会影响解析分析的准确性。所以，在解析法的基础上融入有限元法，对 PMSM 谐波磁场和径向电磁力波的分析是非常有意义的^[17]。

针对该款 PMSM 解析模型与有限元模型的结合过程如下：

(1) 直接采用有限元法仿真分析电机气隙磁场（额定负载时定子电枢磁场和空载永磁体磁场）。

(2) 分别对上述(1)中的气隙磁场波形进行快速傅里叶变化(FFT)分析，准确获得气隙磁场的基本波与谐波幅值。

(3) 对快速傅里叶变换(FFT)柱状图进行数据转换并做预处理。

(4) 设计基于 Python 和 Excel 结合的预处理程序^[18]如图 1 所示。

(5) 通过对比解析法分析得到的谐波极对数数据与有限元法仿真及 Python 预处理后的数据，来验证有限元法的正确性；同时结合解析式 $\gamma =$



图 1 Python 程序流程图



图 2 Excel 可视化界面

$\nu \pm \mu$, 使用预处理后的谐波极对数 ν 和 μ , 合成径向电磁力波次数表。

2.2.1 额定负载时定子电枢磁场谐波仿真

通过 ANSYS Maxwell 2D 建立有限元模型, 对定子绕组加载额定电流, 同时将转子永磁体材料设为空气, 如图 3 所示。

对图 3 有限元模型进行径向气隙磁密仿真, 可以得到额定负载时定子电枢磁场波形, 如图 4 所示。

对图 4 波形进行 FFT 分析, 可以得到各次谐波及其幅值, 如图 5 所示。

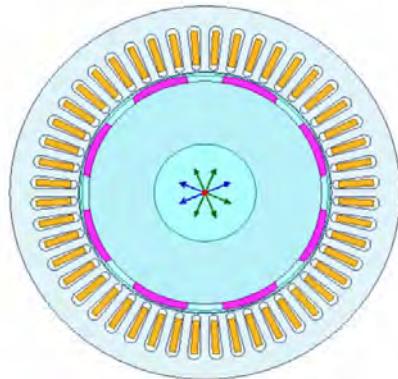


图 3 额定负载时电机有限元模型

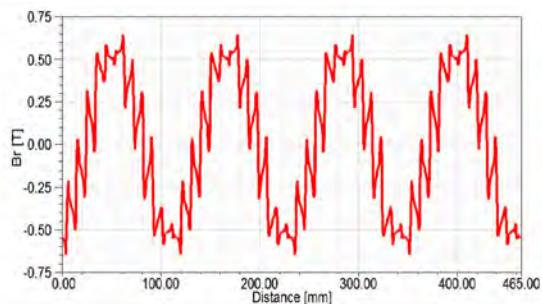


图 4 额定负载时定子电枢磁场波形图

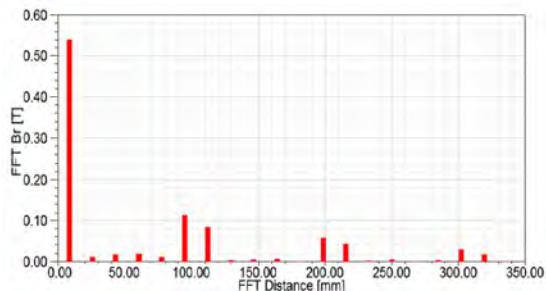


图 5 额定负载时定子电枢磁场 FFT 柱状图

对图 5 利用基于 Python 的设计程序进行预处理, 得到筛选后的磁场谐波数据及磁场谐波分析图, 如表 1 及图 6 所示。

由图 4 可知, 电枢磁场基本呈正弦性, 具有 4 个周期和 48 个小范围波动, 与电机极对数和定子槽数一一对应; 同时在定子齿冠与永磁体接近时存在明显波动, 即波峰和波谷处。由图 5、表 1 可知, 电枢磁场基波幅值最大, 为 0.56T, 且仅含有 1, 5, 7... 奇数次谐波。由图 6 可知, 有限元法有效地剔除了定子磁场中高次数小幅值谐波, 并将横坐标(Distance)转换成谐波极对数, 为下文快速形成力波次数表节约了时间成本, 避免了解析法的冗余性。

表 1 预处理后的定子电枢磁场谐波数据

| 谐波极对数 | Distance/mm | 幅值 /T | 谐波次数 |
|-------|-------------|-------------|------|
| 4 | 8.626284 | 0.560570672 | 1 |
| 20 | 43.131421 | 0.018550204 | 5 |
| 28 | 60.383989 | 0.01642758 | 7 |
| 36 | 77.636558 | 0.005953889 | 9 |
| 44 | 94.889126 | 0.119287785 | 11 |
| 52 | 112.141694 | 0.09325434 | 13 |
| 68 | 146.646831 | 0.008522071 | 17 |
| 76 | 163.899399 | 0.005400686 | 19 |
| 92 | 198.404536 | 0.068905035 | 23 |
| 100 | 215.657104 | 0.054245175 | 25 |
| 116 | 250.162241 | 0.006862987 | 29 |
| 140 | 301.919946 | 0.037166774 | 35 |
| 148 | 319.172515 | 0.021844872 | 37 |
| 188 | 405.435356 | 0.010005477 | 47 |

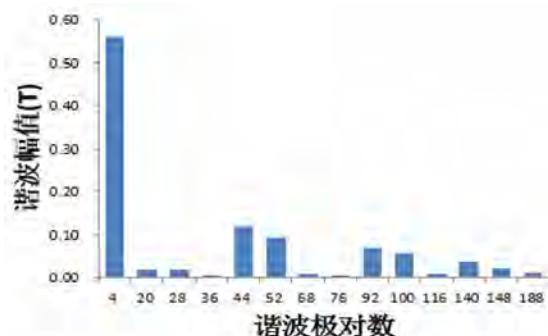


图 6 预处理后的定子电枢磁场谐波分析图

2.2.2 空载永磁体磁场谐波仿真

通过 ANSYS Maxwell 2D 建立有限元模型, 将定子绕组及激励删除, 如图 7 所示。

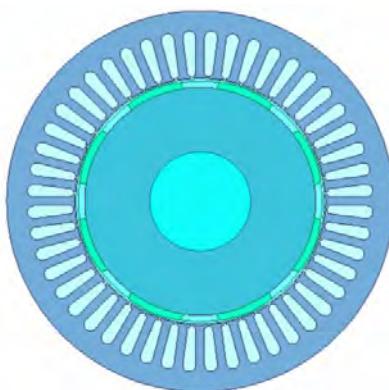


图 7 空载电机有限元模型

对图 7 有限元模型进行径向气隙磁密仿真, 可以得到空载永磁体磁场波形, 如图 8 所示。

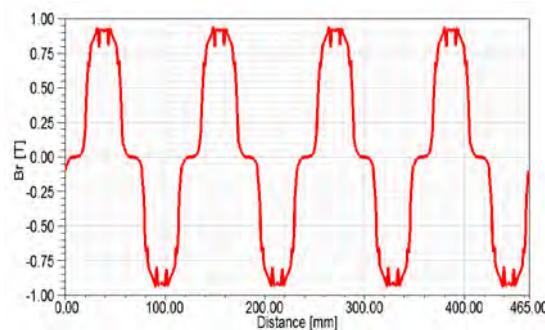


图 8 空载永磁体磁场波形图

对图 8 波形进行 FFT 分析, 可以得到各次谐波及其幅值, 如图 9 所示。

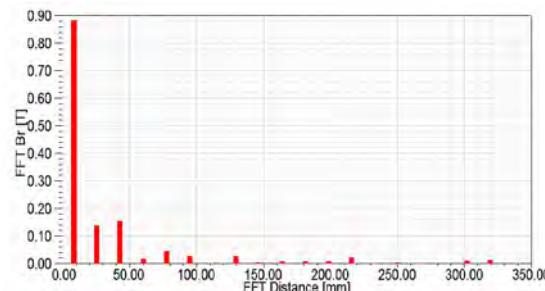


图 9 空载永磁体磁场 FFT 柱状图

对图 9 利用基于 Python 的设计程序进行预处理, 得到筛选后的磁场谐波数据及磁场谐波分析图, 如表 2 及图 10 所示。

表 2 预处理后的永磁体磁场谐波数据

| 谐波极对数 | Distance/mm | 幅值 /T | 谐波次数 |
|-------|-------------|-------------|------|
| 4 | 8.626284 | 0.88317652 | 1 |
| 12 | 25.878853 | 0.141075433 | 3 |
| 20 | 43.131421 | 0.156926709 | 5 |
| 28 | 60.383989 | 0.019838283 | 7 |
| 36 | 77.636558 | 0.048047954 | 9 |
| 44 | 94.889126 | 0.0278654 | 11 |
| 60 | 129.394263 | 0.025770758 | 15 |
| 68 | 146.646831 | 0.005443643 | 17 |
| 76 | 163.899399 | 0.00785563 | 19 |
| 84 | 181.151968 | 0.007032612 | 21 |
| 92 | 198.404536 | 0.008624123 | 23 |
| 100 | 215.657104 | 0.021210346 | 25 |
| 116 | 250.162241 | 0.005580734 | 29 |
| 140 | 301.919946 | 0.012535444 | 35 |
| 148 | 319.172515 | 0.012896188 | 37 |
| 188 | 405.435356 | 0.007204491 | 47 |
| 196 | 422.687925 | 0.007259744 | 49 |
| 244 | 526.203335 | 0.005162611 | 61 |

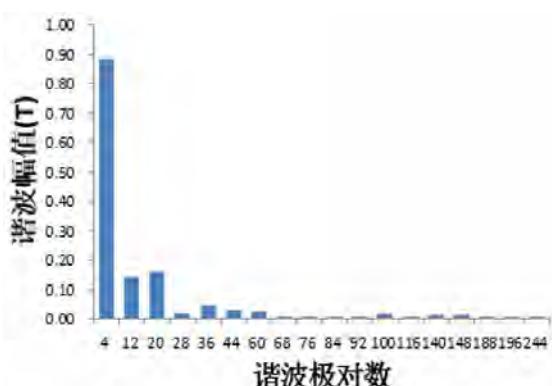


图 10 预处理后的永磁体磁场谐波分析图

由图 8 可知,永磁体磁场趋近于正弦波,具有 4 个周期与电机极对数是对应的;同时可以观察到磁场波动平稳,主要与磁极厚度有关。由图 9、表 2 可知,永磁体磁场基波幅值最大,为 0.88T,且也仅含有 1,3,5…奇数次谐波。由图 10 可知,有限元法有效地剔除了永磁体磁场中高次数小幅值谐波,并将横坐标(Distance)转换成谐波极对数,为下文快速形成功率表节约了时间成本,避免了解析法的冗余性。

2.3 解析模型与有限元模型的对比分析

通过解析式(5)、(7)得到的谐波极对数与有限元法仿真及 Python 预处理后的数据进行对比,如表 3、表 4 所示。

表 3 48 槽 8 极定子电枢磁场谐波极对数 ν

| | 解析法 | 有限元法 |
|---------|------------|------|
| $k_1=0$ | 4 | 4 |
| $k_1=1$ | -20 | 20 |
| | 28 | 28 |
| | <u>36</u> | |
| $k_1=2$ | -44 | 44 |
| | 52 | 52 |
| $k_1=3$ | -68 | 68 |
| | 76 | 76 |
| $k_1=4$ | -92 | 92 |
| | 100 | 100 |
| $k_1=5$ | -116 | 116 |
| | <u>124</u> | |
| $k_1=6$ | 140 | 140 |
| | 148 | 148 |
| $k_1=8$ | -188 | 188 |

表 4 48 槽 8 极转子永磁体磁场谐波极对数 μ

| | 解析法 | 有限元法 |
|----------|------------|------|
| $k_2=0$ | 4 | 4 |
| $k_2=1$ | 12 | 12 |
| $k_2=2$ | 20 | 20 |
| $k_2=3$ | 28 | 28 |
| $k_2=4$ | 36 | 36 |
| $k_2=5$ | 44 | 44 |
| $k_2=6$ | <u>52</u> | |
| $k_2=7$ | 60 | 60 |
| $k_2=8$ | 68 | 68 |
| $k_2=9$ | 76 | 76 |
| $k_2=10$ | 84 | 84 |
| $k_2=11$ | 92 | 92 |
| $k_2=12$ | 100 | 100 |
| $k_2=13$ | <u>108</u> | |
| $k_2=14$ | 116 | 116 |
| $k_2=15$ | <u>124</u> | |
| $k_2=16$ | <u>132</u> | |
| $k_2=17$ | 140 | 140 |
| $k_2=18$ | 148 | 148 |
| $k_2=23$ | 188 | 188 |
| $k_2=24$ | 196 | 196 |
| $k_2=30$ | 244 | 244 |

由表 3 可知,标注“ \square ”的 36 次谐波极对数只有有限元法算出,是因为解析法忽略了定子齿槽、铁心磁阻和饱和等非线性因素的影响,造成解析法的丢解。标注“ ”的 124 次谐波极对数只有解析法算出,其余数据完全一致。

由表 4 可知,标注“ ”的 52、108、124、132 次谐波极对数只有解析法算出,是因为在有限元法分析的数据预处理过程中,剔除了幅值较小的谐波次数。其余数据完全一致。

通过表 3 和表 4 关于谐波极对数 ν 和 μ 的对比可知,有限元法的结果与解析法趋近于一致,验证了有限元法的正确性,为下文形成功率表以及在工程中去解析化地快速分析作了铺垫。

基于上述分析并结合解析式 $\gamma = \nu \pm \mu$, 使用预处理后的谐波极对数 ν 和 μ , 合成径向电磁力波次数表,如表 5 所示。

由表 5 可知,该款 PMSM 径向电磁力波次数 γ 为 $0, 8, 16, 24, 32, 40, 48, 56, 64, 72 \dots$, 与解释式(9)的结果完全一致,满足上述力波次数为 0 或者

表 5 48 槽 8 极 PMSM 力波次数表

| $\mu \backslash \nu$ | 4 | 12 | 20 | 28 | 36 | 44 | 60 | 68 |
|----------------------|----|----|----|----|----|----|----|----|
| 4 | 0 | 8 | 16 | 24 | 32 | 40 | 56 | 64 |
| 20 | 16 | 8 | 0 | 8 | 16 | 24 | 40 | 48 |
| 28 | 24 | 16 | 8 | 0 | 8 | 16 | 32 | 40 |
| 36 | 32 | 24 | 16 | 8 | 0 | 8 | 24 | 32 |
| 44 | 40 | 32 | 24 | 16 | 8 | 0 | 16 | 24 |
| 52 | 48 | 40 | 32 | 24 | 16 | 8 | 8 | 16 |

注:由于篇幅限制,节选部分低阶定、转子谐波极对数

2p 倍的解析理论;还可以明确地知道该款电机的低次力波只有 0 次。通过在解析法的基础上,融入了有限元法,可以直接快速且直观地辨别定、转子磁场下不同谐波极对数相互作用所产生的径向电磁力波,对通过极槽配合、斜槽等传统方法消除低

$$p_r(\theta, t) = \frac{1}{2\mu_0} \times b^2(\theta, t) = \frac{1}{2\mu_0} \times [A(\theta, t) \cdot f(\theta, t)]^2 = \frac{1}{2\mu_0} \times \left[A_0 + \sum \lambda_i \right] \left[f_0(\theta, t) + \sum f_i(\theta, t) + \sum f_{\mu}(\theta, t) \right]^2 \quad (10)$$

式中 μ_0 为真空磁导率。

虽然解析式(10)的展开式可以物理概念清晰地表示产生径向电磁力波的磁场,但是求解过程复杂,计算量极大,所以只选择有限元法计算。

(2)采用有限元法对额定运行时径向电磁力波空间分布进行谐波分析,并做 FFT 分析,同时利用 Python 程序剔除冗余值绘制径向电磁力波空间分布谐波分析图,分别如图 11、图 12 和图 13 所示。

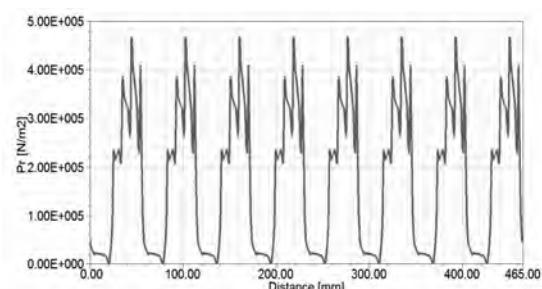


图 11 额定运行时径向电磁力波空间分布图

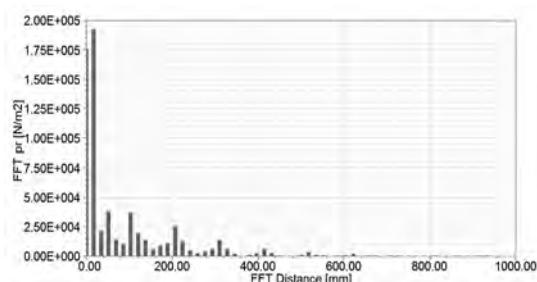


图 12 额定运行时径向电磁力波空间分布 FFT 柱状图

次力波提供了参考,更加验证了有限元法的准确性和高效性,也为下节完全去解析化夯实了基础。

3 PMSM 电磁力波幅值与频率的有限元分析

针对 48 槽 8 极整数槽表贴式 PMSM,已经采用解析法和有限元法的结合模型分析了径向电磁力波次数,突显了有限元法的快速性、直观性以及整体性。因此,为了可以在工程应用中完全去解析化地快速分析电磁力波,本节通过对该款电机的力波进行空间分布和时间分布的有限元仿真进一步分析电磁力波的幅值与频率。

3.1 径向电磁力波幅值

(1)由 Maxwell stress tensor,推导出定子铁心内表面的径向电磁力波 $p_r(\theta, t)$,如式(10)所示。

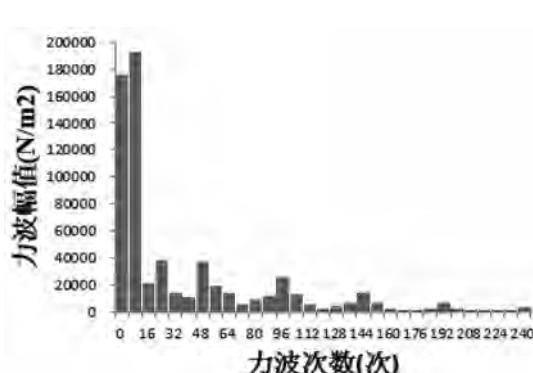


图 13 额定运行时径向电磁力波空间分布谐波分析图

根据第 2 节解析式(9)所阐述的解析理论,对于该款 PMSM 的径向电磁力波次数应满足 γ 为 0 或者 8 的倍数。由图 13 所示,径向电磁力波空间分布谐波次数主要是 8、16、24、32、40…等 8 的整数倍次数与解析式(9)和表 5 的结果完全一致;同时,又给出了具体的幅值,除了直流分量外,即 $\gamma=0$ 所对应的分量为 175.988 kN/m^2 ,其余幅值较大的谐波次数为 8 次、16 次、24 次、48 次、96 次,所对应的幅值依次为 192.461 kN/m^2 、 21.626 kN/m^2 、 38.423 kN/m^2 、 37.573 kN/m^2 、 25.545 kN/m^2 。

通过额定运行时对径向电磁力波进行空间分布谐波分析,可以准确地得到电磁力波次数及所对应的幅值,省去了冗长复杂的解析过程,为后续振动噪声的分析和去解析化提供了直接而且有效

的依据。

3.2 径向电磁力波频率

(1) 由定子谐波磁场频率 f_0 与转子永磁体谐波磁场频率 $(2k_1-1)f_0$, 推导出该款 PMSM 的电磁力波频率 f , 如式(11)所示。

$$f = f_0 \pm (2k_1-1)f_0 = 2k_1 f_0 \quad (11)$$

式中 $k_1=1, 2, 3 \dots, f_0$ 为基波频率。

将 $k_1=1, 2, 3 \dots$ 分别代入 (11) 式, 其中 $f_0=100\text{Hz}$, 可以得到电磁力波频率 $f=200, 400, 600, 800, 1000\dots$ 。

虽然解析式(11)的计算过程简捷,但是对于后续 PMSM 机械结构的模态分析只有单一变量,没有参考性;同时,解析法求解的模态参数可能存在误差。

(2) 采用有限元法对额定运行时径向电磁力波时间分布进行谐波分析,并做 FFT 分析,同时利用 Python 程序剔除冗余值绘制径向电磁力波时间分布谐波分析图, 分别如图 14、图 15 和图 16 所示。

为了研究径向电磁力波时间分布的主要谐波频率,通过在某一个定子齿冠内表面取一点,仿真该点在额定运行时径向电磁力波随着时间变化的波形,如图 14 所示。可知,径向电磁力波时间分布呈周期性变化,以 5ms 为周期。对于 90ms 以后的

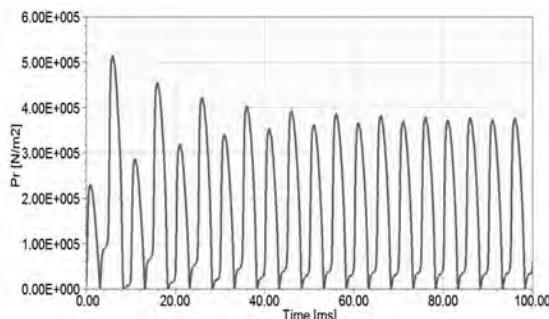


图 14 额定运行时径向电磁力波时间分布图

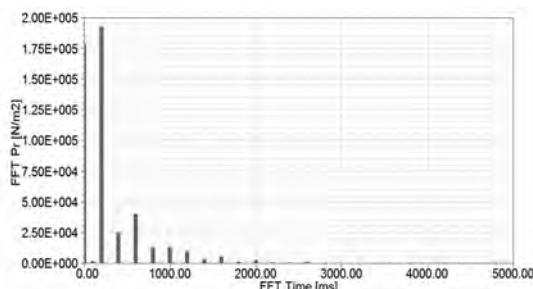


图 15 额定运行时径向电磁力波时间分布 FFT 柱状图

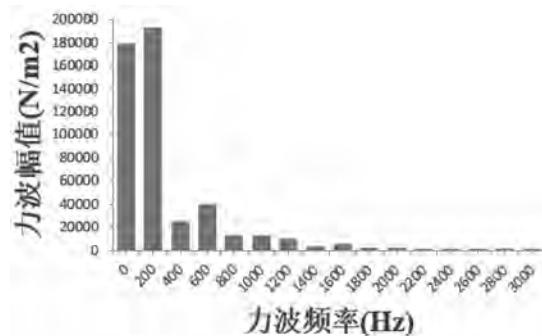


图 16 额定运行时径向电磁力波时间分布谐波分析图

波形趋于稳定。取图 14 波形稳定后的 2 个周期进行 FFT 分析,即 90ms~100ms 稳定区,同时做预处理,结果如图 16 所示。径向电磁力波时间分布谐波频率主要是 200, 400, 600, 800, 1000\dots 等电源基频的偶数倍频率与解析式(11)的结果完全一致,符合解析理论;同时,也给出了具体的幅值,除了直流分量外,即 $f=0$ 所对应的分量为 $178.745\text{kN}/\text{m}^2$, 其余幅值较大的谐波频率为 200Hz、400Hz、600Hz、800Hz、1000Hz, 所对应的幅值依次为 $192.637\text{kN}/\text{m}^2$ 、 $24.962\text{kN}/\text{m}^2$ 、 $40.553\text{kN}/\text{m}^2$ 、 $12.847\text{kN}/\text{m}^2$ 、 $13.424\text{kN}/\text{m}^2$, 还可以看出,随着频率的递增,谐波幅值呈下降趋势。

通过额定运行时对径向电磁力波进行时间分布谐波分析,可以准确地得到电磁力波频率及所对应的幅值,为后续完全去解析化分析 PMSM 的固有频率、振型、共振频率以及防止高频率小幅值径向电磁力波产生共振现象提供了有效的对比和参考。

4 结语

本文首先采用解析法对气隙谐波磁场进行解析分析,推导出定子和转子谐波解析式,然后通过解析模型与有限元模型的结合形成力波表,最后过渡到完全去解析化只通过有限元法仿真分析 PMSM 随空间和时间变化的径向电磁力波幅值和频率。

通过递进式的分析表明,解析法在合适的情况下能获得物理概念较清晰的解析解,但对于工程应用中非线性等问题却有局限性。而有限元法适应了当今工程分析的需要,对于各种各样的电磁计算问题具有较强的适应性,计算精度高,已获得广泛的应用。本文也通过解析法校验了有限元

计算结果的准确性。对于完全去解析化分析现代纺织用 PMSM 的电磁力波，以及后续模态分析和电磁噪声的优化奠定了基础，具有实际的参考意义。

参考文献

- [1] 王明贤, 李连进, 马有福. 电动机噪声的有效控制[J]. 环境保护科学, 1989(2):36~37.
- [2] 陶睿. 浅谈纺织车间降噪的意义及措施[J]. 山东纺织经济, 2009, 2009(6):152~153.
- [3] Pusch, Cherif, Farooq, 等. 借助结构噪声分析检测纺织机械故障[J]. 国际纺织导报, 2009, 37(6):54~56.
- [4] Yang S J. Low-noise electrical motors[M]. Oxford University Press, 1981.
- [5] Z. Q. Zhu, D. Howe. Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet DC Motors, Part I: Open-circuit Field[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(1):124~135.
- [6] Z. Q. Zhu, D. Howe. Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet DC Motors, Part II: Armature Reaction Field[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(1):136~142.
- [7] Z. Q. Zhu, D. Howe. Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet DC Motors, Part III: Effect of Stator Slotting [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(1):143~151.
- [8] Z. Q. Zhu, D. Howe. Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet DC Motors, Part IV: Magnetic Field on Load [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1993, 29(1):152~158.
- [9] Benbouzid M E H, Reyne G, Derou S, et al. Finite element modeling of a synchronous machine: Electromagnetic forces and modes shapes[J]. Magnetics IEEE Transactions on, 1993, 29(2):2014~2018.
- [10] Neves C G C, Carlson R, Sadowski N, et al. A study on magnetic vibration sources identification in induction\`nmotors by FEM simulation and experimental procedures [J]. 1998, 1: 237~242 vol.1.
- [11] Zhu Z Q, Xia Z P, Wu L J, et al. Analytical Modeling and Finite-Element Computation of Radial Vibration Force in Fractional -Slot Permanent -Magnet Brushless Machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010, 46 (5): 1908~1918.
- [12] 于慎波, 姜菲菲, 王辉, 等. 永磁同步电主轴分数槽电机的径向电磁力分析 [J]. 组合机床与自动化加工技术, 2014 (6):15~18.
- [13] 陈世坤. 电机设计[M]. 机械工业出版社, 2004.
- [14] Huang S, Aydin M, Lipo T A. Electromagnetic vibration and noise assessment for surface mounted PM machines[C]// Power Engineering Society Summer Meeting. IEEE, 2001: 1417~1426 vol.3.
- [15] 宋志环. 永磁同步电动机电磁振动噪声源识别技术的研究[D]. 沈阳工业大学, 2010.
- [16] 刘景辉, 黄开胜, 陈治宇, 等. 永磁同步电动机径向电磁力的分析[J]. 微特电机, 2013, 41(5):16~18.
- [17] 赖文海. 基于电磁场有限元计算的电动机定子磁场谐波分析与研究[D]. 广东工业大学, 2016.
- [18] 杜晓彬, 黄开胜, 蔡黎明. 基于 Python 程序设计的 PMSM 气隙磁密分析[J]. 微特电机, 2017(12):10~13.

容错式混合励磁轴向磁场磁通切换电机控制策略研究

Research of Control Strategy for Fault-Tolerant Hybrid Excited Axial

袁晓强, 张蔚 *, 於锋, 翟良冠

(南通大学电气工程学院 南通 226019)

摘要: 容错式混合励磁轴向磁场磁通切换 (Fault-Tolerant Hybrid Excited Axial Field Flux-Switching, FT-HEAFFS) 电机是一种新型定子双凸极永磁电机, 具有轴向尺寸短、转子结构简单、转矩密度大和容错能力强等优势, 适用于电动汽车的电驱动系统。为提高电驱动系统带故障运行性能, 并降低电机铜耗, 提出一种基于模型预测转矩控制的 FT-HEAFFS 电机容错控制策略。本文在一台 6/13 极 FT-HEAFFS 电机的结构特征和数学模型基础上, 针对三相四桥臂容错逆变器拓扑, 基于恒磁动势和铜耗最小原则, 分别对模型预测转矩控制和直接转矩控制下的 FT-HEAFFS 电机容错控制系统进行仿真研究。仿真结果表明, 电机单相开路故障容错后, 两种控制方法均可在降低铜耗的情况下维持电机转矩、磁链基本不变, 保证系统稳定运行。相比于直接转矩控制, 采用模型预测转矩控制的 FT-HEAFFS 电机容错控制系统具有较小的转矩和磁链脉动, 更适合用在电动汽车的 FT-HEAFFS 电机调速控制系统中。

关键词: 混合励磁轴向磁场磁通切换电机; 模型预测转矩控制; 直接转矩控制; 开路故障; 电动汽车

Abstract: Fault-tolerant hybrid excited axial field flux-switching (FT-HEAFFS) motor is a novel type of doubly salient stator-type permanent magnet motor with advantages of short axial size, simple rotor structure, high torque density and strong fault tolerance, which is suitable for electric driving system of electric vehicle. To improve the fault-tolerant operating performance and reduce the copper loss of motor, the fault tolerant control strategy of the FT-HEAFFS motor based on model predictive torque control (MPTC) is proposed in this paper. Under the condition of three-phase four-leg inverter topology and principles of constant magnetomotive force and the minimum copper loss, the simulation research of fault tolerant control system based on structural characteristics and mathematical model of a 6/13-pole FT-HEAFFS motor is done by the control of MPTC and direct torque control respectively. The simulation results show that the two control methods can keep the torque and flux-linkage almost unchanged when the copper loss reduced ,which ensure the stable operation of system after single-phase open circuit fault tolerance. Compared with the direct torque control, the fault tolerant control system of FT-HEAFFS motor under the model predictive torque control has smaller torque and flux linkage ripple, which is more suitable for the application in FT-HEAFFS motor speed control system.

Key words: hybrid excited axial field flux-switching motor; model predictive torque control; direct torque control; open circuit fault; electric vehicle

1 引言

随着科学技术的快速发展, 永磁电机广泛应用于电动汽车的电驱动系统。但由于电驱动系统控制的复杂性和运行工况的多样性, 易发生故障, 在电动汽车等领域将可能造成重大事故。因此, 高可靠性和高连续性场合中的永磁电机驱动系统设计已经成为国内外学者的研究热点^[1]。

容错式混合励磁轴向磁场磁通切换 (Fault-Tolerant Hybrid Excited Axial Field Flux-Switching, FT-HEAFFS) 电机是一种新型定子双凸极永

磁电机^[2], 兼具磁通切换电机和混合励磁电机的优点。该电机结构紧凑, 功率密度大, 效率高, 抗退磁能力强; 增置励磁绕组使得气隙磁场可调, 可提高输出转矩和拓宽调速范围^[3-4]。适合用在电动汽车的变频调速控制系统中。

目前 FT-HEAFFS 电机的控制策略主要是矢量控制和直接转矩控制。矢量控制实现转子磁链与电磁转矩解耦, 能够获得较好的稳态性能, 但需要参数整定且动态响应较慢^[5-6]。直接转矩控制无需旋转坐标变换, 结构简单且动态响应快, 但直接转矩控制基于对磁链和转矩的滞环控制, 将会造

成转矩和磁链脉动过大^[7-8]。模型预测转矩控制(Model Predictive Torque Control, MPTC)以转矩和定子磁链为控制目标,通过建立最小化目标函数在线循环寻优预测出下一时刻的电压矢量。MPTC实现简单、动态响应快、跟踪精度高,在电机驱动和控制领域受到广泛应用^[9-12]。文献[13-15]提出将MPTC应用于磁通切换永磁电机的控制系统,这种方法控制精度高、动态响应快,转矩和磁链脉动得到降低。尽管如此,MPTC在磁通切换电机的容错控制领域仍未有学者进行过深入研究。文献[16-17]提出FT-HEAFFS电机的故障容错控制,对其容错控制性能进行研究分析。文献[16]以铜耗最小为原则,通过反电动势之间的相互关系求解,推导出容错控制算法,该方法可有效降低故障前后的铜耗,并保持转矩基本稳定,但控制算法复杂且控制精度不高。文献[17]对基于铜耗最小的空间矢量脉宽调制容错控制方法进行研究,结果表明控制方法能够实现容错前后转矩和磁链基本不变,但系统响应速度较慢。

本文以一台6/13极FT-HEAFFS电机作为研究对象,提出一种基于MPTC的FT-HEAFFS电机容错控制策略。在分析电机结构和推导电机数学模型的基础上,基于恒磁动势不变和铜耗最小原则,针对三相四桥臂容错逆变器拓扑,分别对DTC和MPTC下的FT-HEAFFS电机容错控制系统进行仿真对比研究,验证了所提容错控制算法的可行性和优越性。

2 三相FT-HEAFFS电机

2.1 电机结构及其工作原理

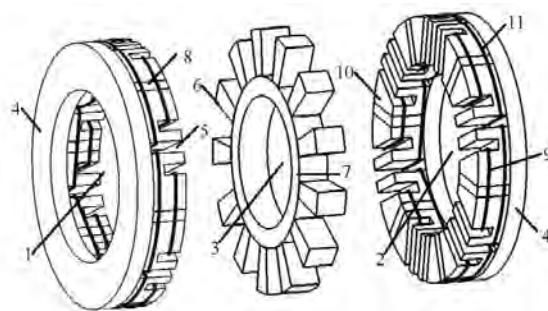


图1 三相FT-HEAFFS电机三维结构图

1-定子,2-定子,3-转子,4-非导磁固定盘,5-隔离槽,
6-转子极,7-非导磁材料,8-永磁体,
9-电枢绕组,10-U型铁芯,11-励磁绕组

图1为6/13极FT-HEAFFS电机三维结构图,电机由两个相同结构的外定子和一个内转子组成。每个定子由12个U型导磁铁心,6块永磁体、6个电枢绕组和6个励磁绕组构成,2个U型导磁铁心和1个永磁体构成一个定子单元,6个定子单元构成一个定子,永磁体沿圆周方向交替充磁。转子共有13个齿,均匀放置在非导磁圆环的外圆周上,既无永磁体也无绕组。放置在隔离槽中的励磁绕组组成独立的励磁回路,当电驱动系统发生故障时,可通过励磁绕组实现容错控制。

图2(a)为FT-HEAFFS电机不加励磁时工作原理图。两定子相对永磁体充磁方向相反,定子的6个电枢线圈分成三相,径相相对的两个电枢线圈串联构成一相。当转子齿运动到U型铁芯c1,c1'位置时,线圈中的磁通达到箭头所指方向的最大值;当转子齿继续运动到U型铁芯c2,c2'位置时,线圈中的磁通达到c2,c2'之间箭头方向最大值,实现磁通切换。图2(b)、(c)为FT-HEAFFS电机混合励磁时的工作原理图,实线和虚线分别表示永磁体励磁和直流励磁绕组励磁时所产生的磁通路径,图2(b)中每相定子绕组合成磁通量得到加强,实现增磁,图2(c)中定子绕组合成磁通量被削弱,实现弱磁。

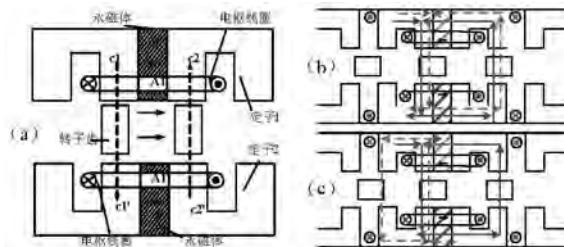


图2 FT-HEAFFS电机工作原理

利用径相相对两个电枢线圈的互补性,将两个电枢绕组串联成一相,能够使主要谐波相互抵消,从而使磁链和反电动势拥有更好的正弦度,有限元仿真结果如图3所示。

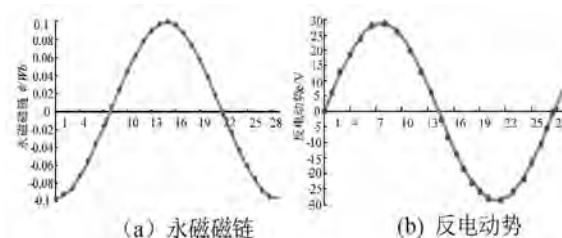


图3 FT-HEAFFS电机有限元计算结果

2.2 数学模型

借鉴传统永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) 建模分析方法, 得到 FT-HEAFFS 电机 dq 坐标系下的数学模型, 其基本方程如下:

1) 磁链方程

$$\begin{cases} \psi_d = L_d i_d + M_{sf} i_f + \psi_{pm} \\ \psi_q = L_q i_q \\ \psi_d = L_f i_f + \frac{3}{2} M_{sf} i_d + \psi_{pmf} \end{cases} \quad (1)$$

2) 电压方程

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + M_{sf} \frac{di_f}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_q i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + M_{sf} i_f + \psi_{pm}) \\ u_f = R_f i_f + \frac{3}{2} M_{sf} \frac{di_d}{dt} + L_f \frac{di_f}{dt} \end{cases} \quad (2)$$

3) 电磁转矩方程

$$T_e = \frac{3}{2} p i_q \psi_{pm} + \frac{3}{2} p i_d i_q (L_d - L_q) + \frac{3}{2} p M_{sf} i_f i_q \quad (3)$$

4) 运动方程

$$T_e - T_l = \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (4)$$

式中, R_s, R_f 分别为定子电阻和励磁绕组电阻, L_d, L_q, L_f 分别为直、交轴电枢电感和励磁电感, i_d, i_q, i_f 分别为直、交轴电枢电流和励磁电流, u_d, u_q, u_f 分别为直、交轴电枢电压和励磁电压, $\psi_d, \psi_q, \psi_{pm}, \psi_{pmf}$ 分别为直、交轴绕组中合成磁链、永磁磁链和励磁绕组中永磁磁链, M_{sf} 为相绕组与励磁绕组的互感, T_l 为负载转矩, ω_r 为机械角速度, p 为极对数, J 为转动惯量, B 为摩擦系数。

3 FT-HEAFFS 电机控制策略

单相绕组开路故障是三相电机的主要故障之一。本文针对单相绕组开路故障, 分别对三相 6/13 极 FT-HEAFFS 电机的 DTC 和 MPTC 容错控制进行研究对比分析。

3.1 容错控制算法

FT-HEAFFS 电机正常运行时, 定子三相对称电流形成的电枢旋转磁动势呈圆形, 当单相绕组开路故障时, 绕组的不对称使磁动势变为椭圆, 致

使电机的输出转矩产生大幅脉动。运用恒定磁动势法, 能保证单相绕组开路前后的磁动势维持圆形不变, 保证电机稳定运行。

正常运行时三相绕组相电流为:

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos \theta_e \\ i_b = I_m \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi) \\ i_c = I_m \cos(\theta_e + \frac{2}{3}\pi) \end{cases} \quad (5)$$

三相绕组相电流产生的三相旋转磁动势为:

$$\begin{cases} F_a = Ni_a \\ F_b = Ni_b \\ F_c = Ni_c \end{cases} \quad (6)$$

由式(5)-(6)可得三相相电流合成电枢磁动势为:

$$\begin{aligned} \sum F &= F_a + aF_b + \alpha^2 F_c \\ &= \frac{3}{2} NI_m (\cos \theta_e + j \sin \theta_e) \end{aligned} \quad (7)$$

式中 I_m 为相电流幅值, N 为每相串联绕组匝数, $\alpha = 1 \angle 120^\circ$ 。

图 4 为三相四桥臂容错逆变器拓扑结构。当 A 相绕组发生故障则切除之, 同时 D 相桥臂接入, D 相与非故障相构成新的三桥臂结构。

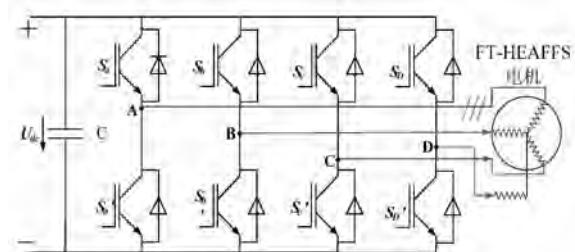


图 4 三相四桥臂容错逆变器拓扑结构

电机容错运行状态下的三相相电流为:

$$\begin{cases} i_a = 0 \\ i_b = I_m' \cos(\theta_e - \frac{2}{3}\pi + \theta_B) \\ i_c = I_m' \cos(\theta_e + \frac{2}{3}\pi + \theta_C) \end{cases} \quad (8)$$

其中 I_m' 为非故障相电流幅值, θ_B, θ_C 分别为 B、C 相电流相位变化值。此时三相相电流合成电枢磁动势 $\sum F'$ 计算同式 (7)。令 $\sum F = \sum F'$, 算得 $\theta_B = -30^\circ, \theta_C = 30^\circ, I_m' = \sqrt{3} I_m$, 代入式(8)得:

$$\begin{cases} i_a = 0 \\ i_b = \sqrt{3} I_m' \cos(\theta_e - \frac{5}{6}\pi) \\ i_c = \sqrt{3} I_m' \cos(\theta_e + \frac{5}{6}\pi) \end{cases} \quad (9)$$

由式(5)和式(9)不难看出,容错后非故障相电流是正常运行时的 $\sqrt{3}$ 倍,当带载较重时易引发二次故障,会对电机造成严重损害。通过式(3)可知,FT-HEAFFS 电机励磁绕组给电机增磁可使励磁电流 i_f 为正, i_q 减小,从而非故障相电流幅值降低。本文以电机铜耗最小为优化目标,提出了结合励磁电流调节的最小铜耗容错控制方法,FT-HEAFFS 电机的铜耗 P_{copper} 可以通过式(10)计算得到:

$$\begin{aligned} P_{copper} &= i_f^2 R_f + 2(\sqrt{3} \frac{\psi_{pm}}{\psi_{pm} P_{v(i_f)}} I_s)^2 R_s \\ &= i_f^2 R_f + \frac{6 I_s^2 R_s}{P_{v(i_f)}} \end{aligned} \quad (10)$$

式中, $P_{v(i_f)}$ 为 FT-HEAFFS 电机增磁时相磁链幅值函数。

函数 $P_{v(i_f)}$ 由实验测得数据并拟合为:

$$P_{v(i_f)} = 1.251 - 0.2507 e^{-0.5533 i_f} \quad (11)$$

将式(11)代入式(10)并求导,求解得最优励磁电流,通过调节最优励磁电流可最大化降低非故障相定子电流幅值,减小控制系统的铜耗。

3.2 直接转矩控制

DTC 无需旋转坐标变换、电流内环以及 PWM 环节,具有结构简单、动态响应快等优点。将 DTC 应用于 FT-HEAFFS 电机的容错控制会获得较好的动态性能。基于 DTC 算法的 FT-HEAFFS 电机容错控制框图如图 5 所示。该 FT-HEAFFS 电机控制系统主要包括 6 个模块:速度环控制模块、磁链和转矩 Bang-Bang 控制模块、磁链估算和转矩计算模块、开关电压矢量选择模块、三相四桥臂容错逆变器和 H 桥逆变器模块、励磁电流 PWM 生成模块。

给定转速与实际测得转速比较后经转速调节器输出参考转矩作为转矩环的输入,参考转矩和磁链分别与转矩和磁链计算模块实时计算得到的值作比较,然后再送入滞环比较器,根据输出结果确定开关电压矢量,控制容错逆变器的通断。当电

机 A 相开路故障时,A 相开关量切换至 D 相,实现对电机的容错控制;同时,通过调节最优励磁电流可最大化降低非故障相定子电流幅值,减小控制系统的铜耗。

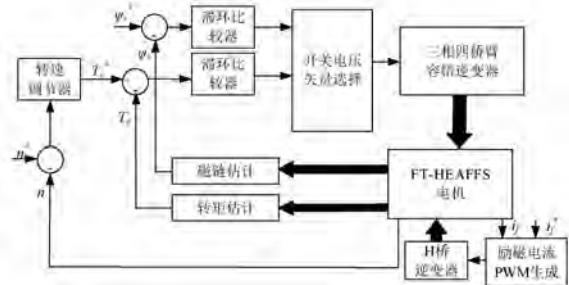


图 5 基于 DTC 算法的电机容错控制系统结构框图

3.3 模型预测转矩控制

MPTC 不同于 DTC 在线查表的控制方式,该控制方式通过评估每个采样周期的转矩和磁链,根据价值函数来选择最优电压矢量,即选择使价值函数最小时所对应的电压矢量来控制逆变器开关管通断。该方法无需复杂的 PWM 调制,算法简单,适于非线性因素处理,约束能力较好,可有效减小转矩和磁链的纹波,提高电机的动态响应性能。

本文提出的基于 MPTC 的 FT-HEAFFS 电机容错控制系统结构框图如图 6 所示。

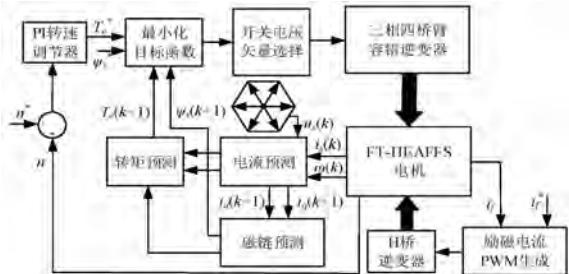


图 6 基于 MPTC 的电机容错控制系统结构框图

将式(2)中 u_d, u_q 进行欧拉离散化得电流预测模型为:

$$\begin{cases} i_d(k+1) = (1 - \frac{R_s T_s}{L_d}) i_d(k) + \omega_e(k) T_s \frac{L_q}{L_d} i_q(k) + \frac{T_s}{L_d} u_{sd}(k) \\ i_q(k+1) = -\omega_e(k) T_s \frac{L_d}{L_q} i_d(k) + (1 - \frac{R_s T_s}{L_q}) i_q(k) + \frac{T_s}{L_q} u_{sq}(k) - \frac{\omega_e(k) T_s (\psi_{pm} + M_{sf} i_f)}{L_q} \end{cases} \quad (12)$$

式中, T_s 为采样周期, k 和 $k+1$ 分别为 k 时刻采样

和 $k+1$ 时刻采样。

将式(12)代入式(1)可得定子磁链预测模型为:

$$\begin{cases} \psi_{sd}(k+1) = L_d i_d(k+1) + M_{sf} i_f + \psi_{pm} \\ \psi_{sq}(k+1) = L_q i_q(k+1) \end{cases} \quad (13)$$

将式(12)代入式(3)可得转矩预测模型为

$$T_e(k+1) = \frac{3}{2} p i_q(k+1) [\psi_{pm} + i_d(k+1)(L_d - L_q) + M_{sf} i_f] \quad (14)$$

所采用的目标函数定义为:

$$G = |T_e(k+1) - T_e^*| + \lambda |\psi_s(k+1) - \psi_s^*| \quad (15)$$

式中 T_e^* 和 ψ_s^* 分别为转矩和磁链的参考值, λ 为权值系数。

4 系统仿真

为验证所提基于 MPTC 的 FT-HEAFFS 电机容错控制策略的控制性能, 本文在 Simulink 中分别搭建该电机的 MPTC 和 DTC 控制系统仿真模型, 并对其动稳态性能、容错控制效果进行仿真对比研究。电机参数如表 1 所示。

表 1 FT-HEAFFS 电机参数

| 参数 | 数值 | 参数 | 数值 |
|------------------|-------|---------------------------|---------|
| 相组电阻/ Ω | 2.4 | 永磁磁链幅值/Wb | 0.1 |
| 相绕组自感/mH | 18.75 | 转动惯量/(kg·m ²) | 0.0008 |
| 相绕组互感/mH | 2.44 | 摩擦系数 | 0.00001 |
| 励磁绕组电阻/ Ω | 1.52 | 直轴电感 i_d /mH | 0.0063 |
| 励磁绕组自感/mH | 5.28 | 交轴电感 i_q /mH | 0.0065 |
| 绕组漏感/mH | 1 | 额定功率/W | 600 |

图 7—图 11 为基于 DTC 和 MPTC 的容错控制系统仿真波形图。转速设定为 200r/min, 负载转矩给定值始终为 7.6N·m, 励磁电流 i_f 取 0.3335A, 权值系数 λ 取 300。0~0.05s 时, 电机启动, 转速稳定上升至 200r/min; 0.05~0.15s 时, 电机在转速 200r/min 稳定运行; 0.15s 时电机 A 相绕组发生断路故障并在 0.15~0.2s 故障运行; 0.2s 时切除故障相进行容错控制, 在 0.2~0.3s 容错运行; 0.3s 时加入励磁电流, 在 0.3~0.4s 实现铜耗最小的故障容错运行。0~0.4s 内分别对 DTC 和 MPTC 两种控制策略不同工况下电机驱动系统进行仿真研究与对比。

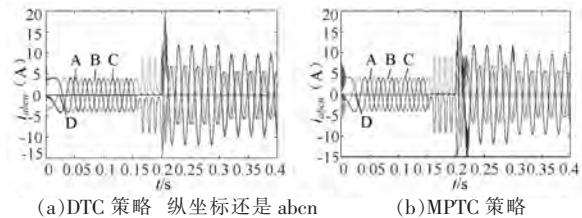


图 7 三相电流波形

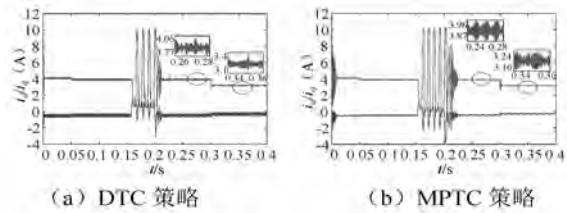


图 8 交直轴电流波形

图 7 为 DTC 和 MPTC 控制策略下的三相电流波形, 可以看出两种策略控制效果基本一致, 即电机开路故障时, 不加励磁容错控制时, A 相幅值为 0, B、C 相变为正常运行情况下的 $\sqrt{3}$ 倍且相角偏转 $\pm 30^\circ$; D 相替代切除的故障相, 与 B、C 相电流重新达成平衡, 结果与理论分析吻合; 最小铜耗容错控制时, 正常相电流幅值由 6.9A 降为 5.6A, 降幅达到 18.8%。图 8 为两种控制策略下的交直轴电流波形, 以故障容错后的 d 轴电流脉动为例: 不加励磁容错运行时, FT-HEAFFS 电机在 DTC 控制策略下 d 轴电流在 3.77A~4.06A 之间波动, 而在 MPTC 控制策略下 d 轴电流波动仅为 3.87~3.96A, 电流脉动减小 86.7%; 最小铜耗容错运行时, DTC 控制策略下的 d 轴电流脉动率为 10.1%, MPTC 控制策略下的 d 轴电流脉动率为 2.5%, 电流脉动显著降低。

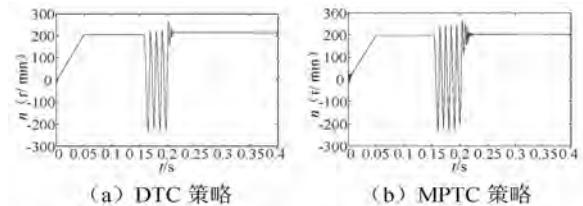


图 9 转速波形

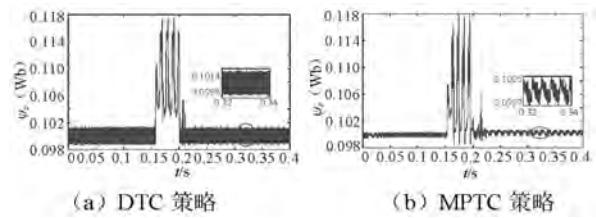


图 10 磁链波形

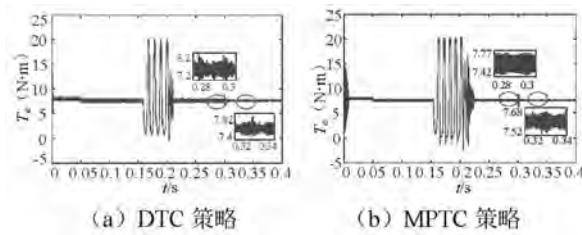


图 11 转矩波形

图 9–图 11 分别为转速、磁链和转矩波形。两种控制策略下的转矩、转速和磁链在故障前后都能快速跟上参考值,且超调较小。不加励磁容错运行阶段,MPTC 控制策略下的磁链和转矩脉动率分别为 0.8% 和 4.6%,DTC 控制策略下的脉动率 2.8% 和 13%;在铜耗最小故障容错运行阶段,MPTC 控制策略下的转矩脉动明显降低,脉动率仅为 2.2%,相比于 DTC 控制策略,转矩脉动降低 60%。由图可见,基于 MPTC 的容错控制策略对电机转矩、磁链脉动改善效果明显。

5 结 论

本文针对一种新型三相 6/13 极 FT-HEAFFS 电机,研究分析了基于 MPTC 和 DTC 的容错控制策略,搭建了两种控制策略下的单相开路故障容错控制系统并进行仿真对比研究。研究结果表明:两种容错控制策略均使得故障容错后电机转矩、定子磁链和转速达到近似正常运行时的控制效果;采用铜耗最小的容错优化算法能够有效降低相电流幅值,从而降低故障后的电机损耗;相比于 DTC 容错控制策略,MPTC 容错控制策略下的电机转矩和定子磁链脉动明显降低,提高了电机故障运行的稳态性能。

参 考 文 献:

- [1] 谭茀娃,金如麟,李川.现代交流电机控制的现状与展望[J].大电机技术,2003, 28(s1):3–6.
- [2] Aydin M, Huang S, Lipo T A. Design, Analysis, and Control of a Hybrid Field -Controlled Axial -Flux Permanent -Magnet Motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 57(1):78–87.
- [3] 张千帆,吴红星,程树康.轴径向气隙混合磁路多边耦合电机的弱磁控制 [J].哈尔滨工业大学学报,2006, 38(10):1654–1656.
- [4] Zhang W, Liang X, Lin M, et al. Design and Analysis of Novel Hybrid-Excited Axial Field Flux-Switching Permanent Magnet Machines [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2016, 26(4):1–5.
- [5] 韩臻,白玉庆,裴召刚.混合励磁同步电机新型矢量控制算法研究[J].电工电气,2014(3):13–17.
- [6] 符晓,戴鹏,伍小杰,等.电励磁同步电动机模型预测控制[J].浙江大学学报,2011, 45(5):815–817.
- [7] 王宇,邓智泉.并列式混合励磁磁通切换电机直流发电系统功率角线性控制策略[J].中国电机工程学报,2012, 32(12):136–145.
- [8] 张蔚,王文林,於锋.模块式轴向磁场磁通切换永磁电机控制策略[J].控制工程,2017,(11):2300–2306.
- [9] Miranda H, Cortes P, Yuz J I, et al. Predictive Torque Control of Induction Machines Based on State-Space Models [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6):1916–1924.
- [10] 滕青芳,柏建勇,朱建国,等.基于滑模模型参考自适应观测器的无速度传感器三相永磁同步电机模型预测转矩控制[J].控制理论与应用,2015, 32(2):150–161.
- [11] 夏长亮,张天一,周湛清,等.结合开关表的三电平逆变器永磁同步电机模型预测转矩控制 [J].电工技术学报,2016, 31(20):83–92.
- [12] 张昌凡,吴公平,何静,等.一种永磁同步电机失磁故障容错预测控制算法 [J].电工技术学报,2017, 32 (15):100–110.
- [13] 黄文涛,花为,於锋.考虑定位力矩补偿的磁通切换永磁电机模型预测转矩控制方法[J].电工技术学报,2017, 32(15):27–33.
- [14] 许泽刚,谢少军,毛鹏.混合励磁磁通切换电机等效磁路模型[J].中国电机工程学报,2011, 31(30):124–131.
- [15] 贾红云,程明,花为,等.基于死区补偿的磁通切换永磁电机定子磁场定向控制[J].电工技术学报,2010, 25(11):48–55.
- [16] 赵文祥,张步峰,吉敬华,等.降低铜耗的容错式磁通切换永磁电机容错控制算法 [J].农业工程学报,2015, 31(17):228–234.
- [17] Zhang W, Liang X, Yu F. Fault-Tolerant Control of Hybrid Excitation Axial Field Flux-Switching Permanent Magnet Machines [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2018, 54(11):1–5.

单相永磁无刷直流电机启动及运行分析

Starting and Running Analysis of Single Phase Permanent Magnet Brushless DC motor

陈志文, 卓祖德, 李庆

(珠海凯邦电机制造有限公司 珠海 519110)

摘要: 单相永磁直流无刷电机, 虽然兼具交流电机低成本和多相直流电机高效率的优点, 但因单相永磁直流无刷电机定子只有 1 相绕组, 采用常规的方法电机不能启动, 同时电机运行时存在转矩脉动大等问题, 使其应用受到限制。为了解决这些问题, 本文从单相永磁直流电机的原理出发, 利用 Ansoft 有限元分析, 通过案例分析, 得到了用定转子不同心的结构来解决单相永磁直流无刷电机启动的方法, 以及通过适时调整电流与反电动势相位关系, 能提高电机启动和电机运行性能的结论。

关键词: 单相永磁直流无刷电机; 电机启动; 电机运行

Abstract: Although the single-phase permanent magnet brushless DC motor has advantages of low cost and high efficiency, its stator has only 1 phase winding which can't adopt the conventional method to start, and at the same time the problem of large torque ripple occurred when the motor is running makes limited application. In order to solve these problems, we obtained the method to start the single-phase permanent magnet brushless DC motor by stator structure in different hearts starting from the principles of single-phase permanent magnet brushless DC motor, using Ansoft finite element analysis and cases analysis, and through adjusting current and back EMF phase relationship timely, it can improve the motor starting and running performance.

Key words: single-phase permanent magnet brushless DC motor; motor startup; motor operation

0 引言

单相永磁直流无刷电机, 因其具有成本低、效率高、调速范围宽、寿命长等优点, 已在家电行业得到应用, 单相永磁直流无刷电机虽具有很多优势, 但因单相永磁无刷直流电机定子只有 1 相绕组, 导致此类型电机也存在固有的缺限, 最主要的就是电机启动和转矩脉动大的问题。

单相永磁直流无刷电机从静止状态启动时, 因电机只有 1 相绕组, 绕组通电后, 在电机气隙中只能产生正、负序相等的脉振磁势, 在此磁势的作用下电机无法启动, 因此此类电机首先要解决如何启动的问题; 在电机正常运转时, 绕组通入的是交变电流, 因电机只有 1 相绕组, 产生的电磁力矩的波动幅度也较其它电机大, 因此如何降低电机的转矩脉动, 使电机运行平稳, 有较小的振动和噪音, 也是需要解决的问题; 本文将从电机基本原理出发, 电机采用槽、极数相等的方案, 并结合 Ansoft 软件仿真分析的论证, 来对相关问题进行阐

述。

1 单相永磁直流无刷电机启动方法

对于单相永磁直流无刷电机, 在启动时, 因定子只有 1 相绕组, 在定子绕组通入电流时, 定子形成的是幅值 h 变化而位置不变的磁场, 此磁场为一脉振磁场, 如图 1 所示。如果单相直流电机定转子结构仍采用常规的结构, 即定、转子采用同心式结构, 如图 2 所示, 此时定子齿中心与转子磁瓦中心重合, 定、转子中心夹角 W 为 0 度, 而气隙磁场是由定、转子磁场所合成的, 由式 1 可知, 因夹角 W 等于 0 度, 定、转子合成磁动势 TE 也等于 0, 也就是

$$TE=FE*TD*\sin W \quad \text{式 1}$$

说气隙合成磁场仍是一脉振磁场, 此脉振磁场的正、负序磁势相等,(定子和转子的合成磁动势为零, 定子与转子之间相互作用不产生力矩, 电机转子不能起动), 不会在转子上产生转矩, 转子因没有驱动力, 而不能转动起来, 因此对于单相直

流电机而言，怎么才能使电机转动起来是首要解决的问题。

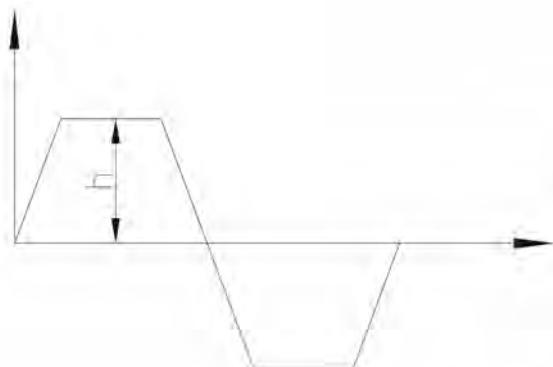


图 1

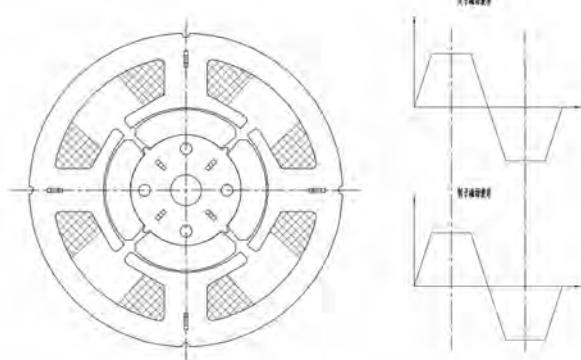


图 2

当定、转子磁场的中心线不重合,而是存在一定的夹角时,从式 1 可知,当夹角 W 不为零,电磁转矩 TE 值相应也不会等于零,而是随夹角 W 的变化而变化,按相关的资料所述,当电机定子极靴内圆 ϕD_2 与定子外圆 ϕD_1 不同心,而是存在有一偏心 Δ 时,如图 3 所示,将使电机形成不均匀气隙磁场,不均匀气隙磁场使电机气隙各处磁阻不同,在此不均匀气隙磁阻的作用下,电机在静止时定子齿中心与转子磁瓦中心将不再重合,而是会偏转一个角度 W ,如图 4 所示,在电机定子绕组通入电流后,此 W 角度的存在将使电机的电磁转矩不再为零,电机将产生力矩而启动运转起来,至此电机将获得正常启动的能力。 W 角的大小直接影响启动力矩的大小,偏心量 Δ 越大,偏心角 W 也将越大,从式 1 可知,启动力矩也将越大,但是过大的 W 角,将会使气隙变化太大,使气隙磁场脉动增大,反而使电机的运行性能变差,因此 W 角应有一个合理的范围,按经验偏心量 Δ 应在 0.6~2 之间较好。

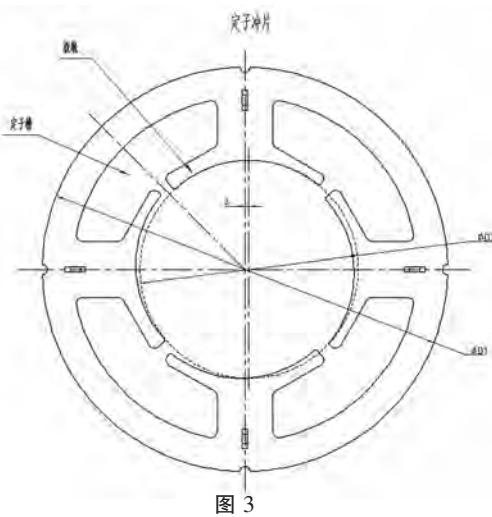


图 3

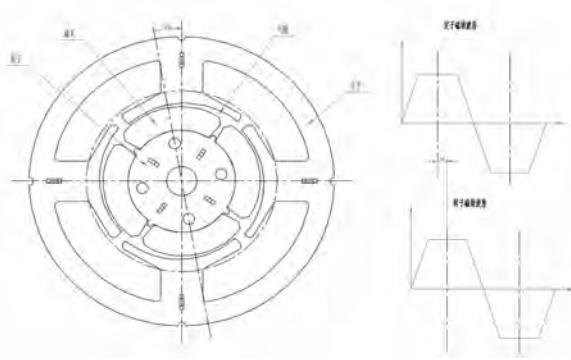


图 4

2 电机启动时电流角度

因单相电机采用了不均匀气隙,在静止时,会导致转子与定子中心线不重合,偏转一个 W 角度,在定子通入电流后,电机转子转动,定子绕组产生反电动势,此时,反电动势值不会从 0 度开始,而是会超前一个角度,超前角度的大小与 W 角度大小有关, W 角度越大,反电动势超前的角度也将越大,启动时反电动势值计算公式如式 2 所示。因反电动势相位超前,

$$E = [(P \cdot N \cdot \epsilon \sin w \cdot n) / (60a)] \quad \text{---式 2}$$

而同时电流也有相位,因此就出现了反电动势相位与电流相位是否同相的问题,基于此本章将对电机在启动时,电动势相位与电流相位的关系(相对位置)对电机的影响展开论述

2.1 启动时反电势与电流相位不同相

按上所述,单相电机采用不均匀气隙时,会导致转子磁瓦中心与定子齿中心偏转 W 角度,此时当通入定子的电流相位仍从 0 度开始时,将使转

子磁场相位超前定子电流 W 电角度相位, 定子电流相位与转子磁场相位如图 5 所示; 定子线圈通入电流, 将会形成定子磁场, 忽略定子磁路磁阻、线圈分布等对磁场的影响, 可认为定子磁场相位、波形与电流相同, 也就是定子磁场与转子磁场的相位不同。

我们知道, 电机能量转换是由气隙磁场来完成, 而气隙磁场是由定子磁场和转子磁场所合成而来, 在定磁场和转子磁场不同相时, 将使合成后的气隙磁场不仅含有大量谐波而畸变 (如图 6 所示), 而且也使气隙磁场的相位与定子磁场相位、转子磁场相位不同, 而是超前定子磁场相位。

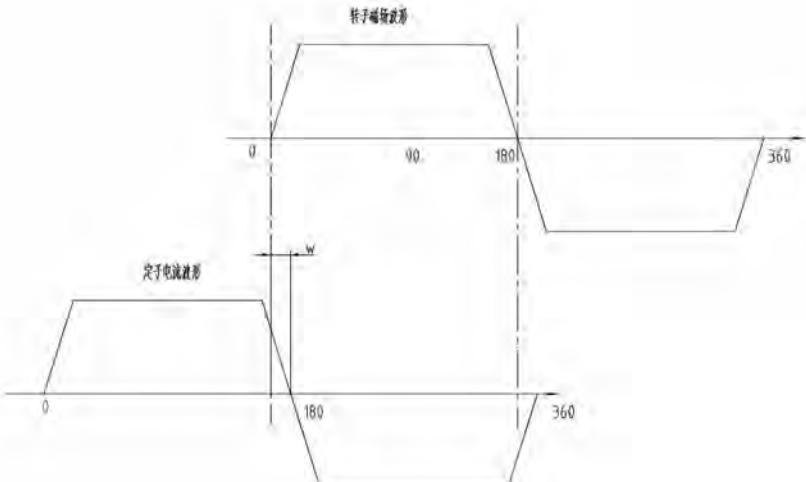


图 5

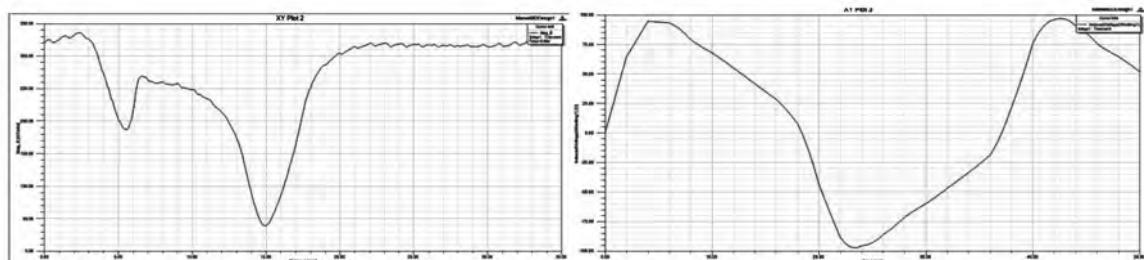


图 6 气隙磁场波形

图 7 反电动势波形

电机反电动势是由气隙磁场产生的, 在气隙磁场含有大量谐波时, 电机反电动势相应也含有大量谐波, 电机反电动势波形产生畸变, 如图 7 所示; 因反电动势相位与气隙磁场相位相同, 电流相位也与定子磁场相位相同, 而气隙磁场又超前定子磁场, 因此电机反电动势相位也超前电流相位, 如图 9 所示。因此可以反过来得出, 电机反电动势与电流相位不同, 将导致电机气隙磁场波形中含有大量谐波, 电机力矩波动大(如图 10 所示), 振动和噪音大, 效率低, 电机运行性能变差。

以下以我们开发的一款单相电机为例来说明, 此电机采用 4 槽 4 极, 不均匀气隙方案, 计算模型如图 8 所示, 经计算, 在电机静止时, 电机定子齿中心线与转子磁瓦中心线偏离角度为 14.076

度, 而电流相位按 0 电角度开始, 相关计算结果如下。

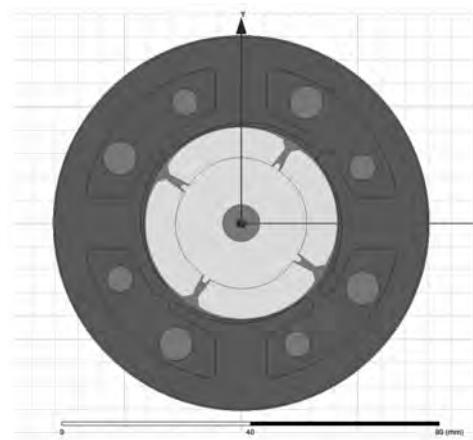


图 8 电机计算模型

a 反电势与电流相位对比

反电势与电流对比曲线,如图 9 所示,红线为反电动势波形,橙线为电流波形,从图中可知,反电动势相位超前电流的相位。

b 电机力矩波形

电机通入电流的相位角从 0 度开始,仿真计

算的力矩曲线如图 10 所示,从图可知,启动时力矩从 0 开始增大,力矩有正有负,在低于 0 时成为制动转矩,在大于 0 时成为推动力矩,在制动力矩和推动力矩交替下,使得电机的振动大幅增大,噪音增加,效率降低。



图 9 反电动势与电流波形

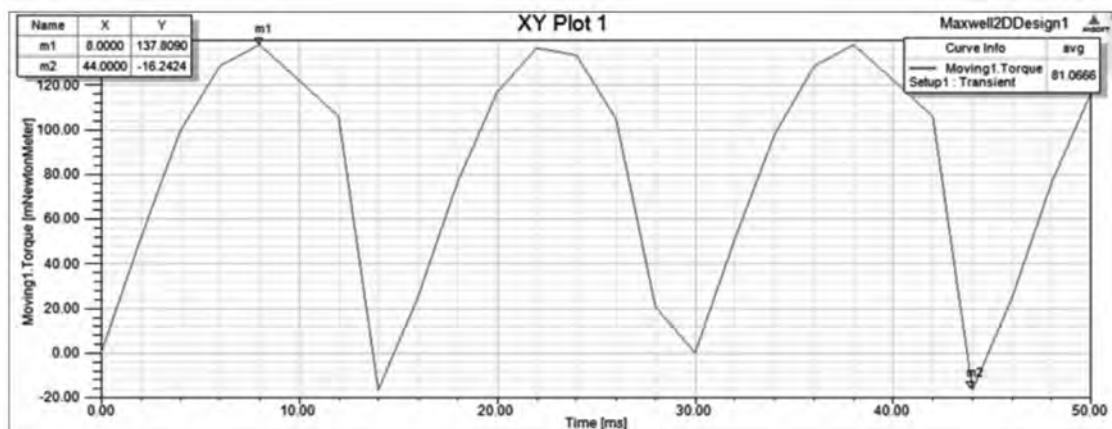


图 10 电机力矩波形

2.2 启动时反电动势与电流相位同相

电机启动时,根据上面所述,因电机气隙磁场与反电动势同相位,当电机定子中通入的电流相位与反电动势同相位时,如图 11 所示,将使电机气隙磁场谐波大为减少,气隙磁场波形变形小,如图 ** 所示,电机力矩波形波动减小,振动和噪音小,电机效率高,电机运行性能好。下面仍以上面的 4 槽 4 极电机为例,对电机运行时电流相位问题进行分析:

a 反电动势与电流相位图

按上所述,电机在静止时,定子齿中心线与转子磁瓦中心线偏离角度为 14.076 度,将电机电流相位角提前 10.3503 度,经用 ANSOFT 软件仿真计算后,反电势与电流曲线如图 11 所示,从图可知,反电动势和电流相位相同

b 力矩波形

力矩如图 12 所示,从图可知,电机启动时力矩值约为 20Mn.M,电机的启动能力大为增加,启动性能大为改善;波形中力矩最低值约为 18Mn.M,已无制动力矩,电机的力矩波动降低,运转相对平

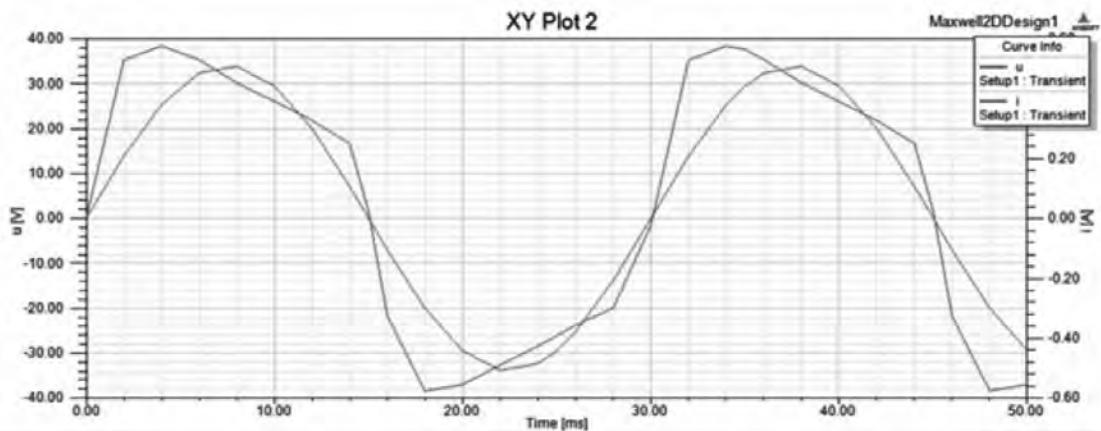


图 11 反电势与电流相位波形

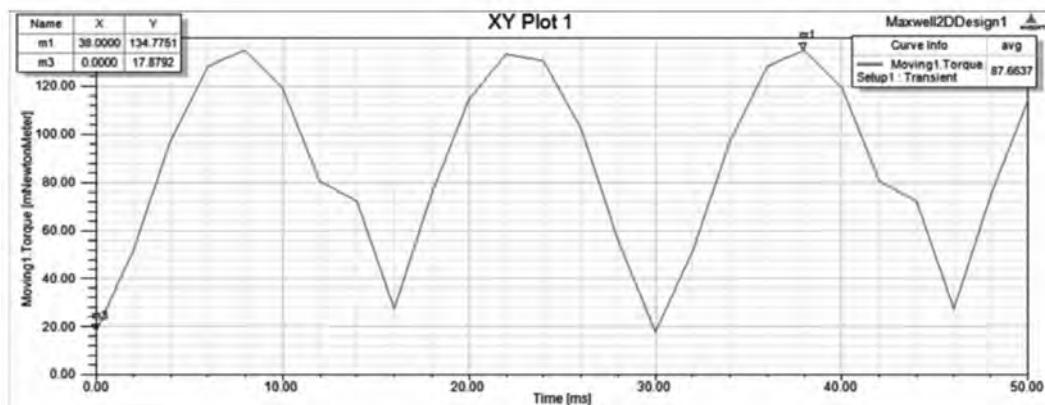


图 12 力矩波形

稳,振动减小,噪音降低,效率增大。

2.3 小结

从以上的分析可知,在电机启动时应将电机电流角度超前反电动相位,使电机电流与反电动势同相位,才能使生产的电机效率高,振动和噪音低,电机品质才好。

3 电机运行

电机启动后,电机转子从下 1 个旋转周期开始,在某一瞬间,转子磁瓦中心必定会和定子槽中心相重合,也就是转子磁场和定子齿中心相差 90 度电角度,电机反电动势为零,此时如果电流不换相,仍按启动时的超前角度运转的话,电机反电动势与电流相位将不同,电机运转性能变差,为此需要对电机转动时电流相位与转子磁场相位问题进行分析,以下将从相位不同和相位相同两个方面展开论述。

3.1 电流相位与转子磁场相位不同

电机启动后,在转子磁瓦中心与定子槽中心重合的瞬间,假如此时电机定子电流不换相,在转子磁瓦的中心与定子槽中心重合的瞬间,如图 13 所示,此时转子磁场将不会通过电机的主磁路与线圈交链,而是从 N 极出来后通过气隙和定子极靴,再到相临的 S 极磁瓦,最后再经过转子铁芯所形成的磁路,此磁路为漏磁磁路,转子磁能都经过漏磁回路,主磁路经过的转子磁场磁能可视为 0,此时转子不向主磁路提供磁能,但定子中仍有电流通过,定子磁场仍能在气隙中产生磁场,此气隙磁场为脉振磁场,不会产生转矩,但此时转子在气隙不均匀产生的力矩及转子转动惯量双重力的作用下,转子仍能克服阻力转动,在转子磁瓦的中心越过定子槽中心时,转子磁场将向主磁路提供磁能,且转子向主磁路提供的磁能随着转子位置的变化逐渐增大,与此同时定子电流却逐渐减小,定

子磁场也逐渐减小,气隙产生的力矩很小,直到转子转到图 13 所示的 W 位置时,定子电流换相,此时定子将不产生磁场,定子磁场为 0,气隙只有转子磁场产生的脉振磁势,气隙磁场不产生力矩,直到电流完成换相,电机气隙磁场才能向转子提供力矩;也就是说在转子磁瓦中心与槽中心重合开始,直到定子电流完成换相期间,因定子电流与转子磁场不同相,导致磁场谐波大,电机的力矩波动大,电机振动大,噪音差,效率低。

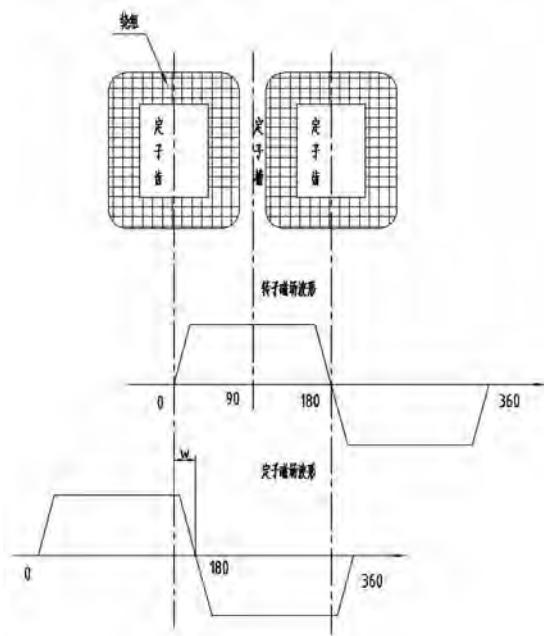


图 13

3.2 电流相位与转子磁场相位相同

电机启动后,在转子磁瓦中心与定子槽中心重合的瞬间,假如此时电机定子电流换相,在换相的瞬间电流为零,定子不产生磁场,定子的磁动势为零,而转子因全部磁能均通过气隙、定子极靴形成的漏磁路,而不通过电机主磁路,使电机主磁路中无磁能,从主磁路看,定子磁场为 0,转子磁场也为 0,气隙合成磁能也为 0,此时定子电流相位与转子磁场相位相同;但此时转子在气隙不均匀产

生的力矩及转子转动惯量双重力的作用下,虽然气隙磁场不提供力矩,但转子仍能克服阻力转动,使电机在定子电流换相的瞬间仍能继续转动;当电机定子换相完成后,电机有电流流入,定子产生磁场,而转子磁瓦中心位置也转过定子槽中心位置,开始向主磁路提供磁能,在定、转子磁场的作用下,气隙中形成气隙磁场,电机转子产生力矩而继续转动,直到下一个换相周期,如此重复电机将不停的转动做功;电机电流为 0 时,转子向主磁路提供的磁能为 0,在电流开始流入电机时,转子向主磁路提供磁能,因此我们可说电流相位与转子磁场相位相同,电机的定子与转子的合成磁能将最大化,电机按此方式运行时,产生力矩将最大,效率将最高,转矩波动最小,电机振动小,噪音低。

3.3 小结

经过以上分析,单相直流电机在完成启动后,电机定子电流相位应进行调整,应调整到与转子磁场的相位相同,才能使电机的运行性能最好。

4 结论

本文对单相永磁无刷直流电机的启动和运行进行了论述和仿真计算,得出了电机启动时电流相位需要超前反电动势相位,运行时电流相位应与转子磁场相位同相的结论;在此条件启动和运行时,电机产生力矩将最大,效率将最高,转矩波动最小,电机振动小,噪音低,电机具有很好的性能。

参考文献:

- [1] 梁伟.单相无刷直流电机及其无位置传感器控制系统研究,浙江大学硕士论文[D],2014.
- [2] 李立毅,李小鹏,寇宝泉,程树康,不对称气隙小功率单相无刷直流电动机的定位力矩分析与计算,微特电机[J],2002.
- [3] 罗玲,张洁琼,郭小雷,不对称气隙单相永磁直流电动机定位转矩分析,微特电机[J],2011.

U型无铁芯直线电机的振动模态计算与分析

Vibration Mode Calculation and Analysis of U-Type Ironless Linear Motor

岳非弘¹, 李争¹, 王群京²

(1 河北科技大学电气工程学院, 石家庄 050018;

2 安徽大学高节能电机及控制技术国家地方联合工程实验室 合肥 230601)

摘要: 为优化 U 型无铁芯直线电机结构, 提高电机工作运行的稳定性和工作效率, 对 U 型无铁芯直线电机进行了振动模态计算分析。对直线电机系统进行了模态研究计算, 建立了单自由度直线电机模型, 以及其简化振动模型。分别对直线电机整体系统、动子的振动与形变情况, 直线电机定位结构的振动与形变情况进行计算分析, 并进行磁固耦合分析, 得到了应力分布和形变位移分布。计算直线电机固有频率和振型, 对直线电机系统进行了瞬时动态学分析同时发现影响单自由度直线电机振动的纵向、横向振动存在耦合振动, 并进行了分析。仿真计算的分析结果将为下一步直线电机的优化设计提供了借鉴和参考。

关键词: 无铁芯直线电机; 模态分析; 特征频率; 振动

中图分类号: TM301 文献标识码:

Abstract: In order to optimize U-shaped ironless linear motor structure and improve stability and working efficiency of motor working, the vibration mode calculation analysis of U-shaped ironless linear motor was carried out. The modal research and calculation of linear motor system was put forward, and single-degree-of-freedom linear motor model and its simplified vibration model were established. The vibration and deformation of linear motor overall system and mover, vibration and deformation of linear motor positioning structure were calculated and analyzed, and magnetic-solid coupling analysis was carried out to obtain the stress distribution and deformation displacement distribution. Natural frequency and vibration mode of linear motor were calculated and instantaneous dynamic analysis of linear motor system was carried out. At the same time, coupled vibration of longitudinal and lateral vibrations affecting the vibration of single-degree-of-freedom linear motor was found and analyzed. The analysis results of simulation calculation provided reference for the optimization design of subsequent motor.

Key words: ironless linear motor; modal analysis; characteristic frequency; vibration

0 引言

随着工业的发展, 对直线电机的应用越来越广泛, 同时对直线电机的功率密度等要求越来越高。功率密度的提高, 将致使直线电机结构刚度的减小, 引起电磁振动幅值较大, 甚至会产生噪声, 这些问题严重阻碍了无铁芯直线电机的技术发

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51577048, 51637001, 51877070); 河北省自然科学基金资助项目(E2018208155); 河北省留学人员科技活动项目择优资助项目(C2015003044); 河北省高等学校科学技术研究重点项目(ZD2018228); 河北省级研究生创新资助项目(CXZ-ZSS2018085); 高节能电机及控制技术国家地方联合工程实验室开放课题基金资助项目(KFKT201804)。

展。同时电机的振动也将影响电机的传输工作, 因此, 研究 U 型无铁芯直线电机振动模态是十分必要的。一般电机振动的原因主要分三类: 一类是, 电磁振动, 是由直线电机定子永磁体与通电的动子线圈产生的交变气隙磁场所激发, 从而引起电磁振动并且产生噪声。第二类是, 机械振动, 由于轴承等结构不平衡因素导致。第三类是, 空气动力学振动。对于直线电机, 引起振动产生的主要原因是电磁振动。直线电机的电磁振动是作用到电机定子永磁体结构上的电磁力波和永磁体结构的各阶径向模态共同决定的。现阶段对于电机的振动噪声的研究主要集中在异步电机和电励磁同步电机。对于直线电机在振动模态的研却比较少永磁电机^[1-3]。直线电机振动现阶段主要的计算分析方

法是解析法和有限元分析法。目前,对于电机振动的研究,主要方法有解析法和有限元法,解析法针对结构非常简单或者针对一些特殊情况的电机振动可以进行准确的计算^[4]。文献[5-6]计算了永磁同步电动机的振动的影响及径向电磁力的分布,针对U型无铁芯直线电机不对称的结构不适用。文献[7-9]针仅对电机的定子结构进行模态分析,未将电机的整体结构的模态分析以及振动频率考虑进去。因此,本文从永磁体激发的磁场以及气隙磁场波形入手,对无铁芯直线电机的构成结构和整体系统振动情况进行模态分析计算。

1 直线电机工作原理与特性分析

1.1 直线电机结构及工作原理

无铁芯直线电机的物理模型如图1无铁芯直线电机物理模型图所示。U型无铁芯直线电机分为定子和动子两部分。直线电机的定子部分由背铁和永磁体组成。动子部分没有铁芯,是将线圈放入到由稀土永磁体粘结而成的凹槽里。在动子的外部整体均匀涂抹环氧树脂材料。环氧树脂材料具有非常好的粘结特性。由于本文所研究的电动子部分无铁芯线圈,因此该电机对推力密度的要求也降低了,同时使电机具有较好的刚度^[10]。

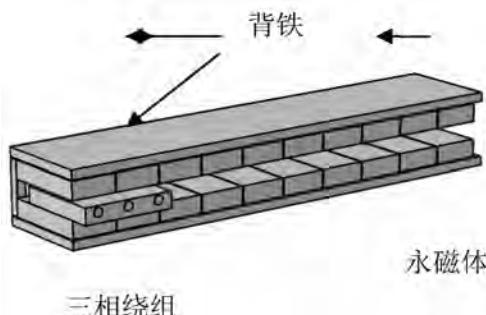


图1 无铁芯直线电机物理模型图

Fig.1 Core model of ironless linear motor

无铁芯直线电机是将永磁体通过背铁固定,动子线圈固定在轨道上,线圈通电后,永磁体和线圈之间会产生交变磁场,进而产生可分解为纵向、横向两个方向的电磁力。动子线圈在电磁力的牵引作用下做直线运动。无铁芯直线电机由于铁芯和线圈断开引起边端效应,但是当电机级数大于或等于6时可以忽略边端效应^[11-12]。

1.2 直线电机电磁波特点

在直线电机运动过程中,随着动子线圈位置

的改变气隙磁导率也发生变化,将会导致转矩波动显著增加,产生相应的电磁振动。根据电机工作的基本原理,定子永磁体磁势和动子线圈电枢磁势主要降落在气隙。气隙磁密主要由定子基波磁密、定子永磁体谐波磁密和动子线圈谐波磁密构成,气隙磁密表达式为:

$$b(\theta, t) = f(\theta, t)\lambda(\theta) \quad (1)$$

上式中, $\lambda(\theta)$ 表示气隙磁导,只将气隙磁导的平均分量与一阶齿谐波分量加入考虑,则可近似表示为式(2):

$$\lambda(\theta) = A_0 + A_1 \cos(\theta) \quad (2)$$

其中, A_0 表示气隙磁场的平均分量, A_1 表示一阶齿谐波分量的幅值。

在ansoft软件建立有限元模型,对无铁芯直线电机的磁场密度以及气隙磁密进行仿真计算,得到图2为直线电机空载状态磁密波形图,图3为气隙磁密分布图。由于存在边端效应,永磁体间隙磁导率不同,致使磁密波形产生畸变,有谐波分量。在直线电机工作时,动子运动位置随时间改变,气隙磁场也会产生变化,直接导致电机运行时转矩发生波动,进而使直线电机的电磁振动程度加重。同时对气隙磁密波形进行傅里叶分解得到气隙磁场频谱,如图4所示,各次谐波对整体波形的干扰非常大。

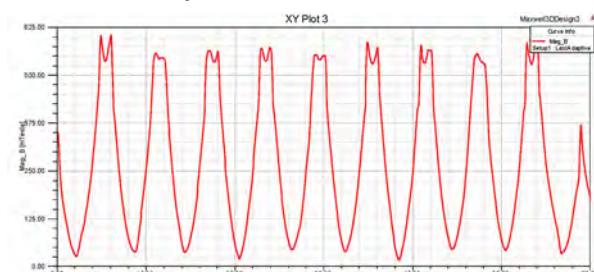


图2 直线电机空载状态磁密波形

Fig.2 Linear motor no-load state magnetic density waveform

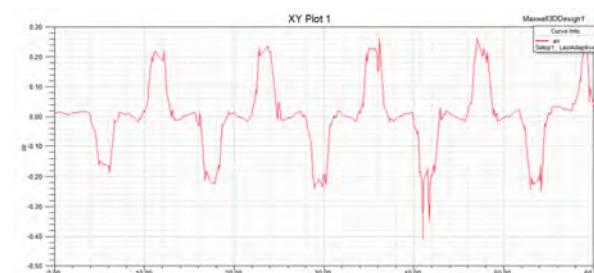


图3 直线电机气隙磁密分布图

Fig.3 Linear motor air gap magnetic density distribution map



图 4 直线电机气隙磁场频谱

Fig.4 Linear motor air gap magnetic field spectrum

2 直线电机系统振动模型建立

2.1 直线电机模态分析与单自由度振动模型

对直线电机进行模态分析可以确定电机系统的振动特性,即电机结构的特征频率和振动形变。模态分析的实质是,当电机在没有阻尼和没有载荷时,来求解有限个自由度的运动方程的矢量。无铁芯直线电机系统自由振动方程可表示为:

$$[M]\{\ddot{u}\}+[K]\{u\}=\{0\} \quad (3)$$

当分析结构为线性系统,式(3)中 $[M]$ $[K]$ 为实对称矩阵,则式(3)具有间歇运动的解可表示为:

$$\{u(x, y, z, t)\}=\{\phi(x, y, z)\} e^{j\omega t} \quad (4)$$

在式(4)中, $\{\phi(x, y, z)\}$ 表示位移增幅, $\{u(x, y, z, t)\}$ 则表示位移矢量, ω 表示简谐运动角频率。

整理式(3)与式(4)去掉含 t 的项,得到式(5):

$$[K-\omega^2 M]\{\phi\}=\{0\} \quad (5)$$

使 $\{\phi\}$ 有非零解,即系数行列式的值是零,解得一组离散解 λ_i ($i=1,2,\dots,n$),带入到式(5)得到式(6):

$$[K-\lambda_i M]\{\phi_i\}=\{0\} \quad (i=1,2,\dots,n) \quad (6)$$

建立单自由度振动模型如图 5 所示。在此将直线电机的动子线圈与支撑结构以及滑动轨道将直线电机作为研究对象,可以将该结构化简为与弹簧的连接。直线电机振动模型如图 5 所示。

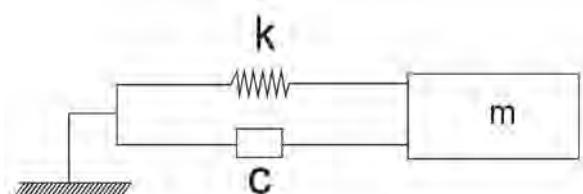


图 5 单自由度振动模型

Fig.5 Single degree of freedom vibration model

2.2 直线电机有限元模型建立

在对无铁芯直线电机进行有限元分析建模时,为简化计算,将直线电机的系统中对整体振动影响不大的零部件省略,转化成为对应的边界条件和约束条件。无铁芯直线电机整体系统有限元模型示意图如图 6 所示。在仿真计算分析时,将有限元模型进行合理的网格剖分,有利于得到更为准确的仿真计算结果。

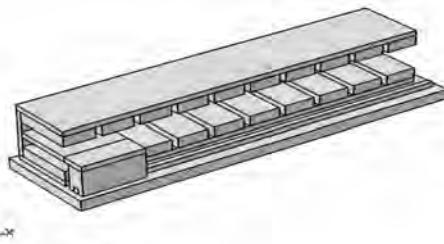


图 6 无铁芯直线电机整体系统有限元模型示意图

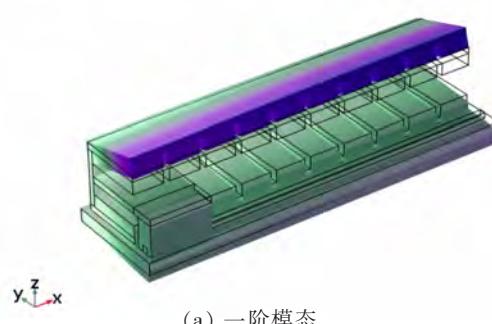
Fig.6 Schematic diagram of finite element model of iron coreless linear motor system

3 模态计算与分析

3.1 直线电机自由模态分析

自由模态分析是指电机在没有约束和作用力的状态下,计算得到模态。在 comsol 仿真分析中,选择固体力学模块进行结构分析,该模块同时可以计算位移、应力及形变等结果。在计算分析设置中选择特征频率板块,用于计算线性或线性化模型的特征模态和特征频率。对在完全自由状态下对直线电机整体系统进行模态分析,在固体力学模块不添加任何约束,仅对电机各部分结构进行材料设置。分别截取整体系统前 4 阶的模态变化图。直线电机系统整体振型具体如图 7 所示。

特征频率=3392 Hz 表面: 总位移 solid.disp



(a) 一阶模态

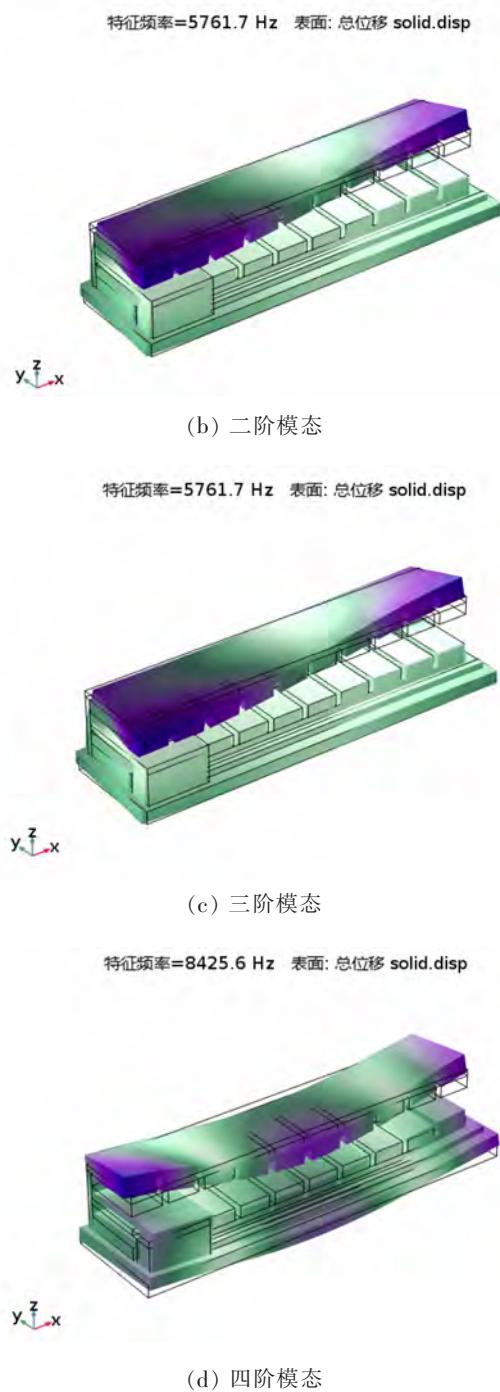


图 7 整体系统前 4 阶的模态变化图
Fig.7 Modal change diagram of the first 4 orders of the overall system

从图 7 电机整体系统的模态变形,可以看出,在无施加任何约束时,电机的前 4 阶的模态响应变化就是电机材料固有的、整体的特性。分别对电机的各部分结构进行固有频率的计算,截取动子线圈以及其滑动支架的前 4 阶特征频率如表 1,发

现动子线圈和滑动支架的前 4 阶特征频率与电机整体系统特征频率为同一数量级,可能在工作状况下产生共振。

表 1 直线电机部分结构特征频率表
Table.1 Linear motor part structure characteristic frequency table

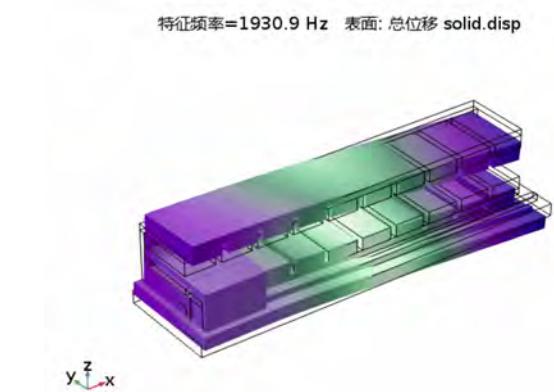
| 模态阶数 | 动子线圈(Hz) | 滑动支架(Hz) |
|------|----------|----------|
| 1 阶 | 2119.1 | 1575.2 |
| 2 阶 | 3165.2 | 4317.4 |
| 3 阶 | 4049.6 | 4889.6 |
| 4 阶 | 5373.1 | 8178.5 |

3.2 直线电机瞬时动态计算

在使用 comsol 软件进行瞬态仿真计算时,输入计算所需的结构材料特性,各部分间的连接情况,以及所受载荷和边界约束等。选取固体力学模块,增加磁场和电流模块,进行瞬态磁固耦合计算和频域模态研究计算。在固体力学模块添加固定约束,将直线电机背铁固定在底座,同时与定子永磁体表面耦合,约束电机整体系统的自由度。

在对单自由度直线电机进行瞬时动态振动特性分析时,考虑到直线电机需要传递牵引力,根据磁密波动情况,将动子线圈所受牵引力分解为横向和纵向分力,分别进行仿真计算。

如图 8 所示为电机在横向电磁力的作用下的振动模态图 单位:μm,从图中可以看出当直线电动机动子线圈受到横向电磁力作用,沿 x 方向无负载工作时,电机整体系统都有一定程度的形变,且随着频率的增高,形变的程度也在逐渐增加。



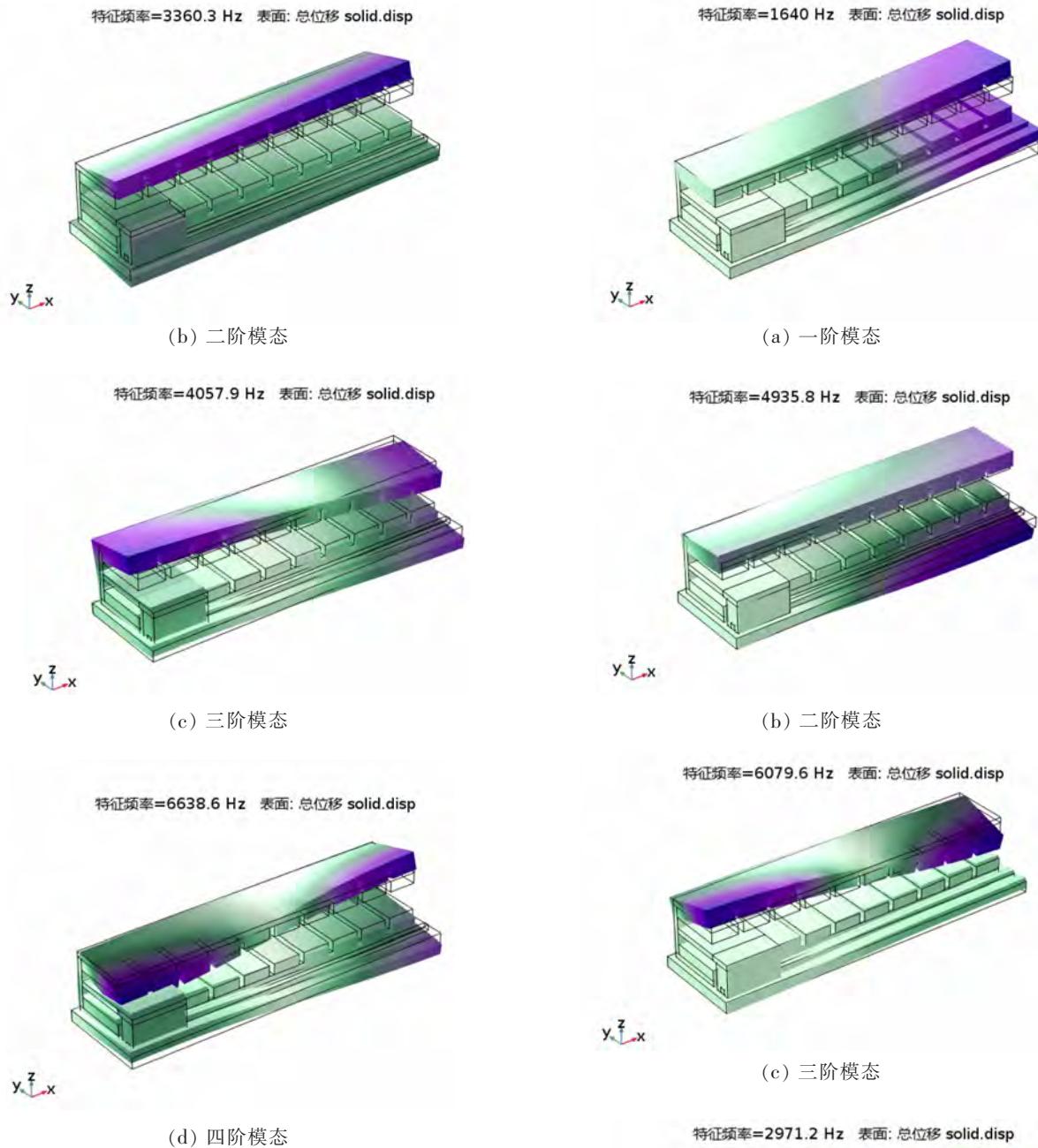


图 8 横向电磁力的作用下的振动模态图
Fig.8 Vibration mode diagram under the action of transverse electromagnetic force

如图 9 所示为直线电动机子线圈仅受到纵向电磁力时的振动模态图。对比图 8 与 9, 发现即使电机受到与运动方向垂直的作用力也会引起电机整体系统的振动, 各阶模态频率虽相差不多, 但对系统发生的形变总位移纵向电磁力对其影响更为严重。

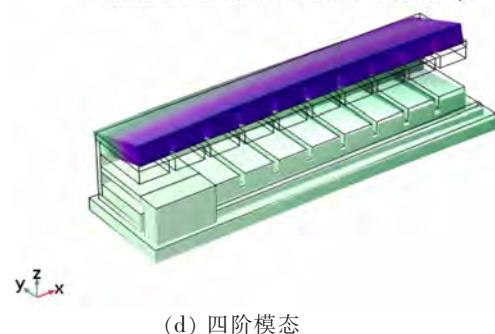


图 9 纵向电磁力的作用下的振动模态图
Fig.9 Vibration mode diagram under the action of longitudinal electromagnetic force

3.3 磁固耦合

当动子线圈移动在电磁牵引力的作用下发生位移时,动子线圈通入电流,与定子永磁体产生的磁场相互作用产生牵引力,同时将发生磁固耦合,产生磁致伸缩应力^[13]。然而磁固耦合现象又为电机发生共振时的主要变形之一。所以在研究电机结构系统中,讨论线圈通电产热后,动子线圈以及滑动支架受到的力所产生的形变,也是造成电机工作中产生振动的一部分原因。图 10 为直线电机工况 1 秒时动子线圈以及滑动支架所受应力形变示意图,可以看出在滑动支架与轨道接触的部分发生形变最严重,也正是因此,在直线电机工作运行的过程中会使电机的振动增强。

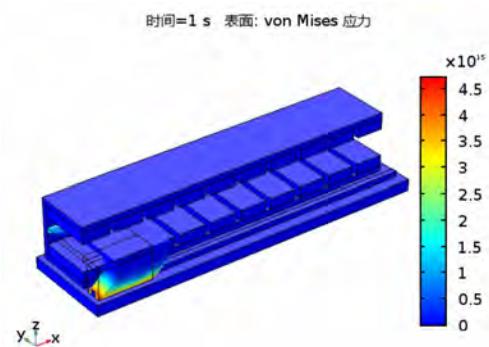


图 10 直线电机工况 1 秒时动子线圈以及滑动支架所受应力形变示意图

Fig.10 Schematic diagram of the stress deformation of the mover coil and the sliding bracket in the case of a linear motor operating condition of 1 second

4 结 论

无铁芯直线电机具有高效、高精度等一系列优点。介绍了无铁芯直线电机的结构原理和电磁特性,分别基于 Ansoft 与 comsol 建立了 U 型无铁芯直线电机的三维有限元电磁仿真模型,计算得到电机磁密分布、气隙磁密、气隙磁密的频谱。简化建立了直线电机振动模型,对直线电机进行了模态分析,得出电机整体结构的特征频率和振型。电机结构的前 4 阶模态频率较低,直线电机在空

载工况时调速过程中所产生的电磁力容易导致电机结构发生共振。其次,将电动机子线圈所受电磁牵引力分解为横向和纵向两个方向的分力,分别施加到动子线圈上计算得到模态频率。最后,发现当发生磁固耦合产生磁致伸缩应力也会使动子线圈与滑动支撑发生应变,导致电机在工作过程中产生振动。为直线电机避免共振起到了预见性作用,为后续的优化工作避免共振和设计提供帮助。

参考文献

- [1] 刘景辉, 黄开胜, 陈治宇, 等. 永磁同步电动机径向电磁力的分析[J]. 微特电机, 2013, 41(5):16–18.
- [2] 付彬, 罗世辉, 许自强, 等. 直线电机振动特性对车轮多边形问题的影响研究[J]. 振动与冲击, 2018, 37(1):150–155.
- [3] 张济民, 周和超, 胡用生. 副构架直线电机转向架车辆动力学及振动研究[J]. 振动与冲击, 2008, 27(12):164–166.
- [4] 李良, 蒋宇晨. 三相交流永磁同步电动机电磁振动的理论建模与分析[J]. 机械强度, 2016(1):27–31.
- [5] Sun T, Kim J M, Lee G H, et al. Effect of Pole and Slot Combination on Noise and Vibration in Permanent Magnet Synchronous Motor[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2011, 47(5):1038–1041.
- [6] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 2010.
- [7] 黄克峰, 徐晔, 王金全. 永磁同步电机振动特性模态研究[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(3):22–27.
- [9] 邱家俊. 机电耦联动力系统的非线性振动[M]. 科学出版社, 1996.
- [10] 李争, 孙克军, 王群京, 等. 一种多自由度电机三维磁场分析及永磁体设计[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(7): 65–71.
- [11] 崔广渊. 共振式直线电机的机电动力学分析和优化设计[M]. 中国科学技术大学出版社, 2004.
- [12] Cameron D E, Lang J H, Umans S D. The origin and reduction of acoustic noise in doubly salient variable-reluctance motors [J]. Industry Applications IEEE Transactions on, 1992, 28(6):1250–1255.
- [13] 李方, 叶佩青, 张辉. Multi-physics analysis of permanent magnet tubular linear motors under severe volumetric and thermal constraints[J]. 中南大学学报(英文版), 2016, 23(7):1690–1699.

表贴式永磁同步电动机的模态分析

Modal Analysis of A Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor

王伟

(广东工业大学, 广东广州, 510006)

摘要: 采用有限元法对一款表贴式永磁同步电动机 (PMSM) 进行模态分析, 建立电机各部分结构如定子系统包括定子铁心、绕组、机壳、端盖以及转子系统的有限元模态模型。仿真得到各部分结构的径向模态振型及固有频率, 分析各结构部件对电机固有频率的影响, 并采用锤击法验证了有限元分析的准确性。试验结果表明, 相对误差在 5.5% 以内, 满足实际工程的需要, 为后续调整电机结构改变固有频率以期达到减振降噪的效果, 提供了理论依据。

关键词: 有限元法; 模态振型; 固有频率; 模态分析

Abstract: The modal analysis of a surface-mounted permanent magnet synchronous motor (PMSM) was carried out by finite element method, and the finite element modal modes of each part of the motor structure, such as stator system including stator core, winding, shell, shield and rotor system, were established. The radial mode shapes and natural frequency of each part were simulated, and the influence of each structural component on the natural frequency of the motor was analyzed. The accuracy of the finite element analysis is verified by the hammering method. The test results show that the relative error is less than 5.5%, which satisfies the needs of actual engineering, and provides a theoretical basis for the subsequent adjustment of the natural frequency of the motor structure to achieve the effect of vibration damping and noise reduction.

Key words: finite element method; mode shape; natural frequency; modal analysis

0 引言

随着新技术与新材料的发展, PMSM 凭借损耗低、温升低、功率因数高、效率高以及其他多种优势, 广泛应用于日常生活和社会生活中, 不但在微特电机市场中具有高质量、高数量的市场份额, 而且在电力推进系统中蓬勃发展^[1]。其中, 电磁振动与噪声是衡量永磁电机性能的重要指标, 也是优化设计中急需解决的关键问题。

针对 PMSM 的电磁振动与噪声, 一般要着重研究两个关键环节^[2]: 第一, 是引起电磁振动与噪声的径向电磁力波, 主要分析电磁力波空间分布与时间分布所对应的次数与频率及相应的幅值。第二, 是与电机机械结构有关的模态参数, 主要分析各阶径向模态振型及相应的固有模态频率。当第一环节与第二环节发生交叉, 即径向电磁力波的频率与模态固有频率接近时, 极易产生电磁共振现象, 加剧电机的振动与噪声, 进而影响电机的

质量和寿命。因此, 基于动力学对机械结构模态参数的分析是研究 PMSM 振动与噪声不可或缺的关键步骤。

文献 [3] 针对车用永磁电机的振动与噪声问题, 基于 JMAG 与 LMS Virtual.Lab 软件分析了定子结构模态, 同时还进行了电磁振动与噪声分析。文献 [4] 通过类比法推导了定子固有频率的解析式, 并采用 ANSYS 有限元软件仿真分析了定子机械结构的固有模态振型及所对应的模态频率, 为优化设计 PMSM 提供了参考和理论依据。文献[5] 通过耦合流体与固体解析方程, 利用 Workbench 平台进行二次开发, 对轴流泵转子系统进行空气与水中模态分析, 对比分析发现水介质会降低转子系统各阶固有频率且呈不规则变化。文献[6] 针对分数槽永磁电机, 基于振动与噪声测试仪器 PULSE 研究分析了极槽配合与 SPWM 载波对振动噪声的影响, 为减振降噪提供了依据。

本文主要研究永磁同步电动机各部分结构对

电机模态参数的影响规律,分别将电机定子铁心、定子绕组、定子机壳、定子端盖以及转子系统的 Maxwell 3D 模型依次叠加带入 Workbench 中进行模态分析,探究模态振型与模态频率的变化程度和变化趋势对电磁振动及噪声的影响,并采用锤击法进行模态试验与仿真结果对比验证了 ANSYS 平台仿真分析的正确性。

1 永磁同步电动机模态理论分析

模态是指机械结构的固有振动特性,每一个模态都有特定的模态振型和模态频率。分析这些模态参数的过程称为模态分析,它是一种确定结构振动特性的技术^[7]。电机中所有结构都具有各自的模态参数^[8],而各部分结构的质量和刚度所产生的效应会影响其固有特性。因此,通过仿真分析永磁同步电动机各部分结构的模态参数,确定各阶振型和固有频率,可以为避免共振现象以及电机结构系统的设计提供理论依据。

针对模态分析的计算方法主要有:(1) 理论解析方法(2)有限元仿真方法。

模态分析的理论解析定义是将线性定常系统振动微分方程组解耦,利用数值运算将物理坐标变换为模态坐标,使其成为一组以模态坐标及模态参数描述的独立方程,以便求出系统的模态参数^[9]。模态分析是基于动力学进行结构研究的方法,动力学问题遵循的方程为^[10]:

$$[M]\{\ddot{x}\}+[C]\{\dot{x}\}+[K]\{x\}=\{F(t)\} \quad (1)$$

式中:[M]为质量方程,[C]为阻尼方程,[K]为刚度方程,{F(t)}为力矢量,{\ddot{x}}为加速度矢量,{\dot{x}}为速度矢量,{x}为位移矢量。

其中永磁同步电动机的模态分析属于无阻尼模态分析^[11],因此阻尼方程[C]为零,力矢量{F(t)}也为零,动力学方程(1)式可简化为:

$$[M]\{\ddot{x}\}+[K]\{x\}=\{0\} \quad (2)$$

永磁同步电动机的模态分析实质是经典的特征值问题,电机振动属于变化性运动,因此位移矢量为正弦函数,如式(3)所示:

$$x=x \sin(\omega t) \quad (3)$$

所以,经典特征值方程为

$$([K]-\omega^2[M])\{x\}=\{0\} \quad (4)$$

其中方程的特征值为自振圆频率 ω_i ,特征向量 $\{x_i\}$ 为模态振型,与振型相对应的自振频率 f 为 $\omega_i/2\pi^{[12]}$ 。

永磁同步电动机的有限元模态分析只与本体结构的自身材料属性有关,因此,需要定义电机材料的泊松比、密度、弹性模量属性参数,本文表贴式永磁同步电动机铁心、绕组、机壳、端盖以及转子系统等各部分结构的材料参数如表 1 所示。

表 1 表贴式永磁同步电动机各结构材料参数

| 材料属性 | 泊松比 | 密度 /kg/m ³ | 弹性模量/MPa |
|-------|------|-----------------------|----------|
| 铁心 | 0.28 | 7650 | 200000 |
| 绕组 | 0.36 | 8900 | 110000 |
| 机壳、端盖 | 0.31 | 7100 | 120000 |
| 永磁体 | 0.25 | 7800 | 160000 |
| 磁极 | | | |

2 永磁同步电动机各部分结构的模态分析

模态分析主要用于确定设计结构或部件的模态参数,即固有模态振型和模态频率。因为电机结构模态参数的错综复杂,本文只研究径向振型及其相应的固有频率。当电机结构的固有频率与径向电磁力波的频率接近时,会产生剧烈振动,同时产生较大的噪声,为有效抑制电磁振动与噪声,必须明确电机各部分结构模态振型和固有频率的变化规律以及对质量和刚度的依赖程度,是分析电磁振动与噪声不可或缺的重要流程^[13-14]。

本文基于 ANSYS 平台的多物理场耦合分析,通过 ANSYS RMxprt 建立永磁同步电动机的模型,利用 ANSYS Maxwell 3D 建立电机的实体模型,并将 3D 模型导入 ANSYS Workbench 中进行模态仿真,从 Modal 模块中筛选主要阶次的模态径向振型及对应的固有频率,图 1 为多物理场耦合界面。最终通过模态视图与频率折线图对比分析电机各部分结构的振动特性以及模态参数的变化规律。

2.1 定子铁心结构的模态分析

通过 ANSYS 平台的物理耦合场,从 Work

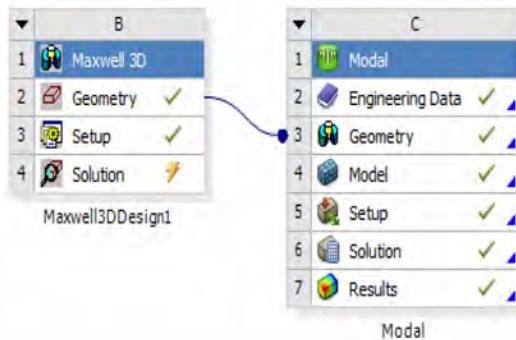


图 1 多物理场耦合界面视图



图 2 基于 ANSYS 平台的多物理场耦合分析流程图

bench 的耦合路径中打开 Maxwell 3D 软件，在其中剔除定子铁心以外的所有电机部件结构，利用 Modal 模块进行模态仿真并从仿真结果中筛选出 2~6 阶定子铁心正对称与反对称模态振型及对应的固有频率，如表 2 和图 3、图 4 所示。

表 2 定子铁心正对称与反对称固有频率

| 模态阶数 | 固有频率/Hz | |
|------|---------|--------|
| 2 | 499.13 | 753.61 |
| 3 | 1324.3 | 1687.5 |
| 4 | 2331.6 | 2702.2 |
| 5 | 3312.8 | 3647 |
| 6 | 4036.6 | 4325.1 |

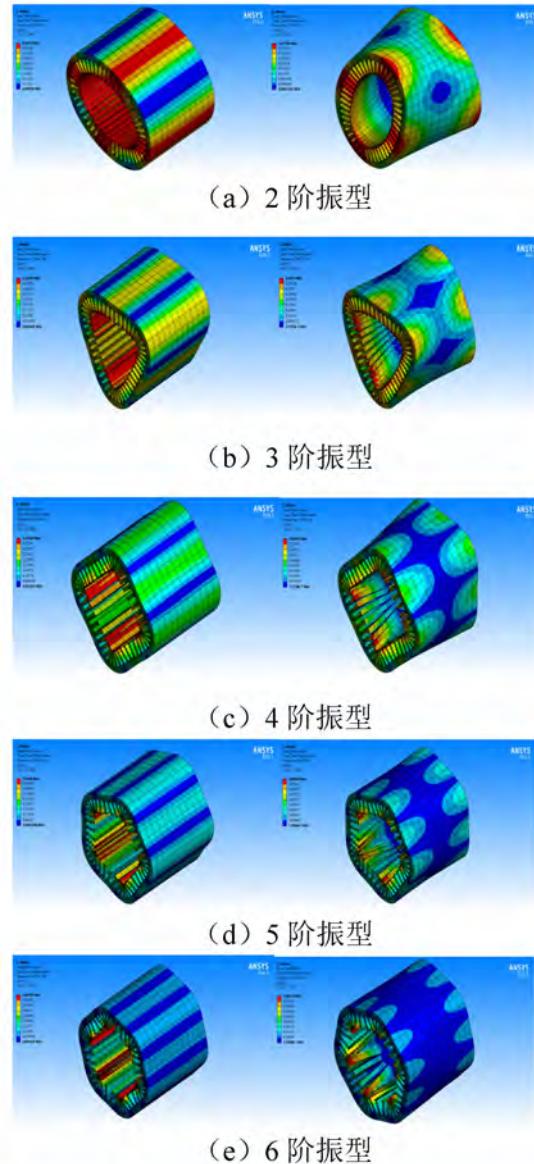


图 3 定子铁心正对称与反对称模态振型

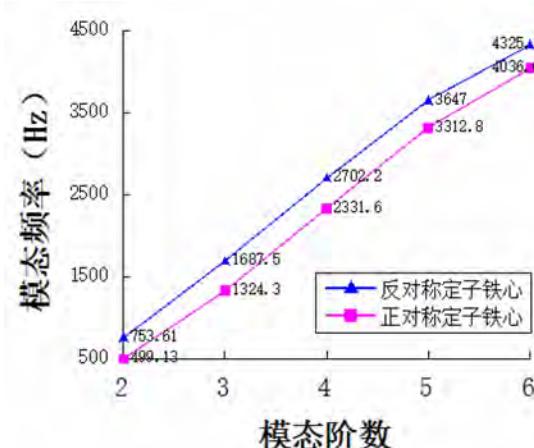


图 4 定子铁心正对称与反对称固有频率折线图

由图 3 可以看出, 定子铁心每阶模态都有正对称与反对称振型, 其中 2~6 阶振型分别为椭圆形、三角形、四边形、五边形、六边形。由表 2 和图 4 可以看出, 反对称振型的固有频率明显大于正对称振型, 固有频率都是随着模态阶数的增加而增加。对于正对称阵型两两模态阶数之间的频率相对变化量为 165.32%、76.06%、42.08%、21.85%; 反对称阵型两两模态阶数之间的频率相对变化量为 123.92%、60.13%、34.96%、18.59%, 可知随着模态阶数的增加, 频率相对变化量增速放缓。在低阶时, 质量效应小于刚度效应对固有频率的贡献; 而在高阶时, 质量效应大于刚度效应的贡献, 且高阶模态之间频率的变化会越来越小。所以, 高阶模态更容易产生共振现象, 应当避免电磁力波的频率接近高阶频率造成电磁共振。

2.2 定子绕组结构的模态分析

绕组因其结构较为复杂, 如端部长度、端部扭转变形量、绕组线圈间隙、绕组与定子接触程度等, 对电机模态分析产生了较大影响, 故采用将绕组作为附加质量并入定子铁心的方法。

同定子铁心模态分析一样, 采用 ANSYS 平台的物理耦合场, 从 Workbench 中的耦合路径打开 Maxwell 3D 软件, 在其中只保留定子铁心和绕组结构, 利用 Modal 模块进行模态仿真并从仿真结果中筛选出 2~6 阶附加绕组的定子铁心模态振型及对应的固有频率, 如表 3 和图 5、图 6 所示。

表 3 附加绕组的定子铁心固有频率

| 模态阶数 | 固有频率 /Hz | 频率相对变化量/% | |
|------|-------------|-----------|--------|
| | | 两两模态之间 | 相比定子铁心 |
| 2 | 500.05 | | 0.18 |
| 3 | 1327.2 | 165.41 | 0.22 |
| 4 | 2339.5 | 76.27 | 0.34 |
| 5 | 3320.6 | 41.94 | 0.24 |
| 6 | 4043.5 | 21.77 | 0.17 |

由图 5 可以看出, 左侧视图为附加绕组的定子铁心的 2~6 阶径向模态振型, 右侧视图为仅定子铁心的 2~6 阶径向模态振型, 同定子铁心模态分析一样, 其振型分别为椭圆形、三角形、四边形、五边形、六边形。定子铁心的形变程度远大于绕组的形变程度, 故对附加绕组的振型来说, 绕组能在

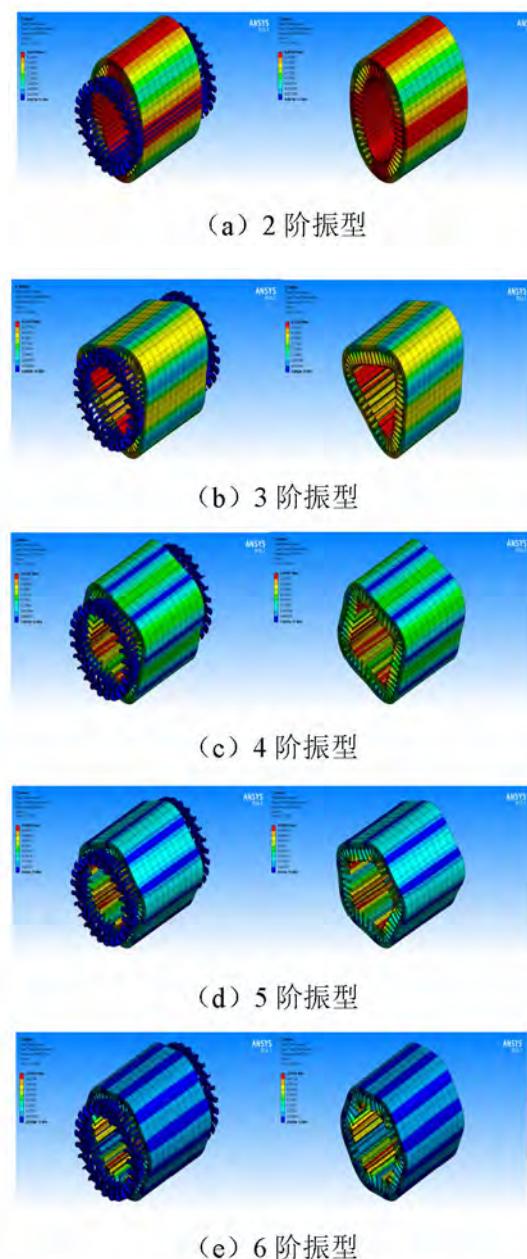


图 5 附加绕组的定子铁心模态振型

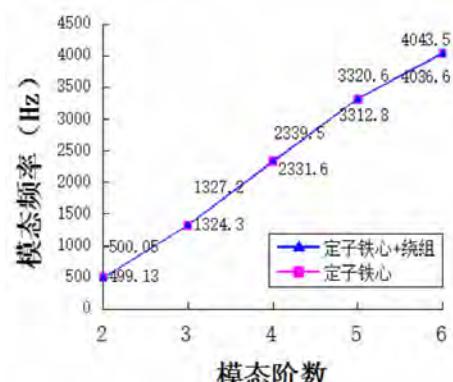


图 6 附加绕组的定子铁心固有频率折线图

一定程度上增加定子铁心刚度继而提升模态频率。由表 3 可以看出,附加绕组的定子铁心固有频率随着模态阶数的增加而增加,两两模态阶数之间的频率相对变化量为 165.41%、76.27%、41.94%、21.77%,可知随着模态阶数的增加,频率相对变化量增速放缓。在低阶时,刚度效应对固有频率起主要贡献作用;而在高阶时,质量效应起主要贡献作用,且高阶模态之间频率的变化会越来越小。所以,高阶模态更容易产生共振现象。由图 6 可以看出,附加绕组的定子铁心固有频率略大于定子铁心的固有频率、两者的频率折线图几乎重合。相比于定子铁心的固有频率,附加绕组后的频率相对变化量先上升后下降,由 0.18% 升到 0.34% 再将为 0.17%,可知定子铁心放置了绕组结构后,固有频率有所增加,且对四阶振型影响最大。这是因为附加绕组增加了定子铁心的刚度,相较于质量效应,刚度效应对固有频率起主要贡献作用。

2.3 定子机壳结构的模态分析

实际电机外壳形状较为复杂,具有定位台阶、散热筋、螺丝等结构,会加大模型网格剖分的难度和细节处理,同时会增加 ANSYS 平台的运算时间,故将电机外壳等效为圆环状柱体结构与电机铁心紧密接触。这样处理不仅可以缩短运算时间,且对结构的模态分析影响也较小,如图 7 所示。基于 ANSYS 平台的多物理场耦合分析,从仿真结果中筛选出 2~6 阶附加绕组和机壳的定子铁心模态振型及对应的固有频率,如表 4 和图 8、图 9 所示。



图 7 机壳的实际图与等效图

表 4 附加绕组和机壳的定子铁心固有频率

| 模态 阶数 | 固有频率 /Hz | 频率相对变化量/% | |
|----------|-------------|-----------|------------|
| | | 两两模态之间 | 相比附加绕组定子铁心 |
| 2 | 638.98 | | 27.78 |
| 3 | 1669.1 | 161.21 | 25.76 |
| 4 | 3053.2 | 82.92 | 30.51 |
| 5 | 4019.3 | 31.64 | 21.04 |
| 6 | 4571 | 13.73 | 13.05 |

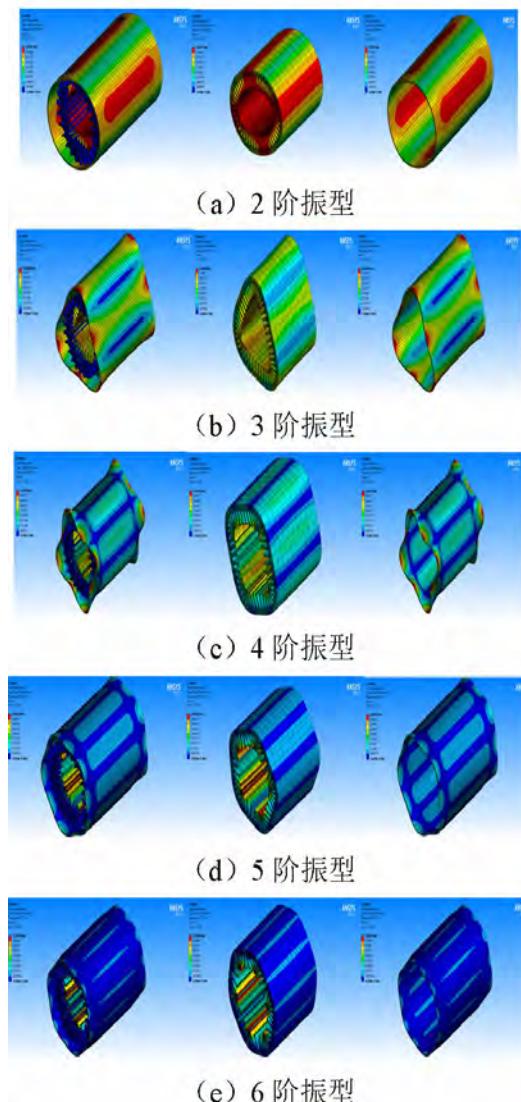


图 8 附加绕组和机壳的定子铁心模态振型

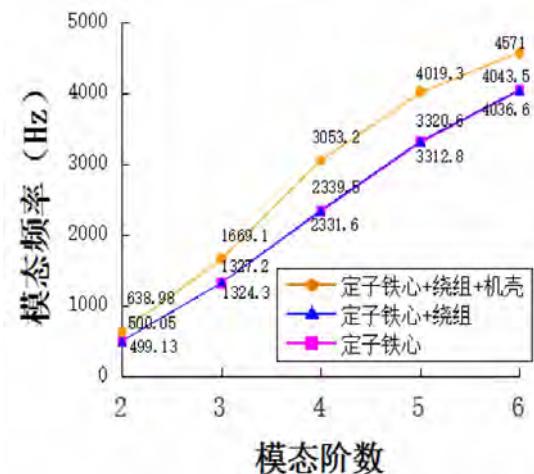


图 9 附加绕组和机壳的定子铁心固有频率折线图

由图 8 可以看出,左侧视图为附加绕组和机壳的定子铁心的 2~6 阶径向模态振型,中间视图为仅定子铁心的 2~6 阶径向模态振型,右侧视图为仅机壳的 2~6 阶径向模态振型,三者振型一致,也分别为椭圆形、三角形、四边形、五边形、六边形。由表 4 可以看出,附加绕组和机壳的定子铁心固有频率随着模态阶数的增加而增加,两两模态阶数之间的频率相对变化量为 161.21%、82.92%、31.64%、13.73%;低阶时,刚度效应大于质量效应对固有频率的贡献作用,频率快速增加;而在高阶时,质量效应大于刚度效应的贡献作用,频率增速放缓,且高阶模态之间频率会越来越接近。所以,高阶模态更容易产生共振现象。相比于附加绕组的固有频率,附加绕组和机壳后的频率相对变化量出现了波动,由 27.78% 降到 25.76% 再升为 30.51% 又降到 13.05%,可知机壳结构对定子铁心的刚度效应和质量效应呈现交替影响。由图 9 可以看出,附加绕组和机壳的定子铁心固有频率明显大于定子铁心、附加绕组定子铁心的固有频率。可知定子铁心增加机壳后,固有频率大幅度增加,这是因为机壳结构增加了定子铁心的刚度,远大于质量效应对固有频率的影响作用,故使频率上升。

2.4 定子端盖结构的模态分析

在电机各部分结构的模态分析中,将定子铁心、绕组、机壳和端盖组成的整体称为定子系统,相对应由转子铁心、永磁体磁极和转轴组成的转子系统。所以,对附加端盖定子铁心的模态分析即是对定子系统的分析。在建立前后端盖 3D 模型时,同样采取与机壳一样的等效处理方法,同时端盖与机壳作紧密接触处理。仿真分析得到 2~6 阶附加端盖定子铁心即定子系统的模态振型及对应的固有频率,如表 5 和图 10、图 11 所示。

表 5 定子系统固有频率

| 模态 阶数 | 固有频率 /Hz | 频率相对变化量/% | |
|----------|-------------|-----------|------------|
| | | 两两模态之间 | 相比附加机壳定子铁心 |
| 2 | 872.59 | | 36.56 |
| 3 | 1797.1 | 105.95 | 7.67 |
| 4 | 3041 | 69.22 | -0.40 |
| 5 | 4073.2 | 33.94 | 1.34 |
| 6 | 4629.2 | 13.65 | 1.27 |

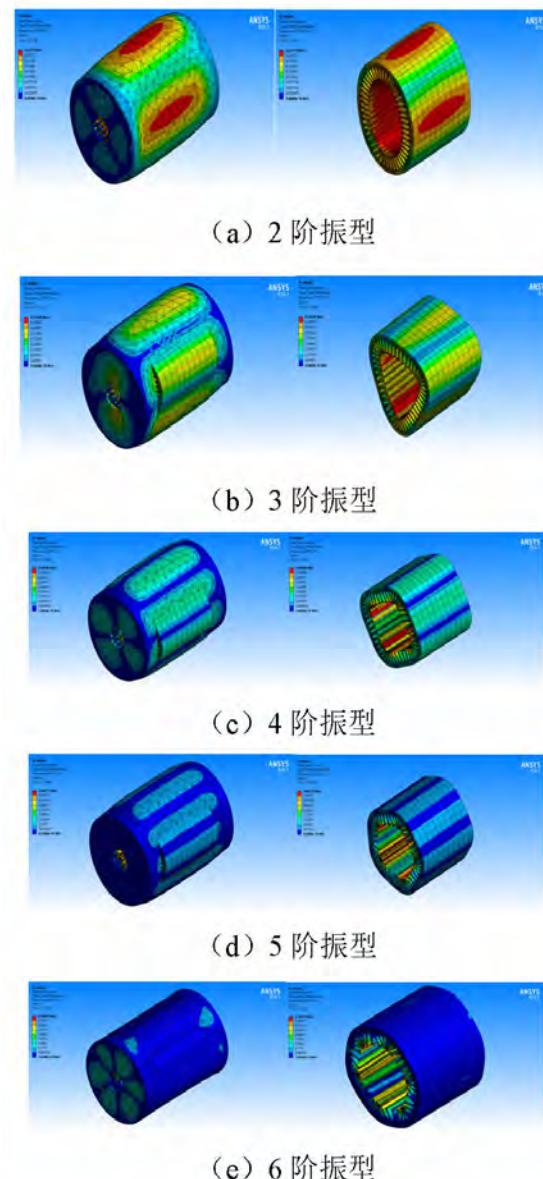


图 10 定子系统模态振型

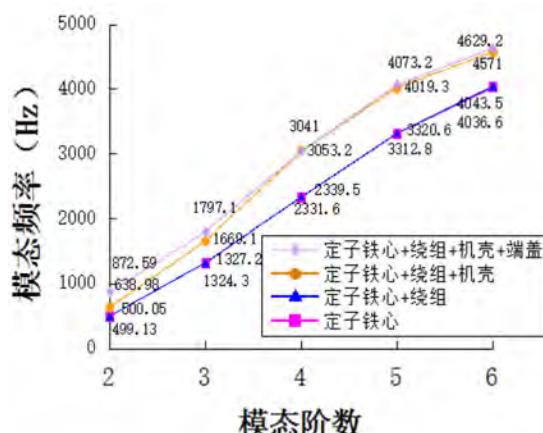


图 11 定子系统固有频率折线图

由图 10 可以看出,左侧视图为定子系统的 2~6 阶径向模态振型,右侧视图为仅定子铁心的 2~6 阶径向模态振型,同样为椭圆形、三角形、四边形、五边形、六边形。由表 5 可以看出,定子系统固有频率也是随着模态阶数的增加而增加,两两模态阶数之间的频率相对变化量为 105.95%、69.22%、33.94%、13.65%;随着质量效应与刚度效应的变化,频率增速逐渐放缓,且高阶模态之间频率会越来越接近。所以,高阶模态更容易产生共振现象。相比于附加机壳的固有频率,定子系统的频率相对变化量呈现快速下降趋势由 36.56% 降到 1.27%,尤其在 4 阶模态时,附加端盖的定子系统频率出现负增长。这是因为前后端盖的质量主要分布在径向方向,所以端盖会产生轴向振动并与定子铁心的径向振动相互制约,影响了定子系统固有频率。由图 11 可以看出,定子系统固有频率明显大于定子铁心、附加绕组定子铁心的固有频率,同时略大于附加绕组和机壳的定子铁心固有频率。可知定子铁心增加端盖后,固有频率大幅度增加,相当于增加了定子铁心的刚度,同时也说明端盖结构与机壳机构对固有频率的影响作用较为接近。

2.5 整机结构的模态分析

为了分析电机整机的模态参数,必须考虑转子系统的影响作用^[15]。采用 ANSYS Maxwell 3D 建立转子系统 3D 模型,包括转子铁心、永磁体磁极、转轴,将其加入定子系统,利用 Workbench 进行模态分析。从仿真结果中得到 2~6 阶整机的模态振型及对应的固有频率,如表 6 和图 12、图 13 所示。

由图 12 可以看出,左侧视图为整机的 2~6 阶径向模态振型,右侧视图为仅定子铁心的 2~6 阶径向模态振型,同之前的模态分析一样,依然为椭圆形、三角形、四边形、五边形、六边形。由表 6、图 13 可以看出,整机固有频率也是随着模态阶数的增加而增加,两两模态阶数之间的频率相对变化量逐渐减小,随着质量效应与刚度效应对固有频率贡献作用的变化,频率增速逐渐放缓,且高阶模态之间频率会越来越接近。所以,高阶模态更容易产生共振现象。相比于定子系统的固有频率,整机的频率相对变化量呈现负增长。这是因为转子系统的加入相当于增加了整机的质量,质量效应大于刚度效应的贡献作用,故会降低固有频率。

表 6 整机固有频率

| 模态 阶数 | 固有频率 /Hz | 频率相对变化量/% | |
|----------|-------------|-----------|--------|
| | | 两两模态之间 | 相比定子系统 |
| 2 | 856.84 | | -1.80 |
| 3 | 1772 | 106.81 | -1.40 |
| 4 | 3000.9 | 69.35 | -1.32 |
| 5 | 4030.4 | 34.31 | -1.05 |
| 6 | 4591.7 | 13.93 | -0.81 |

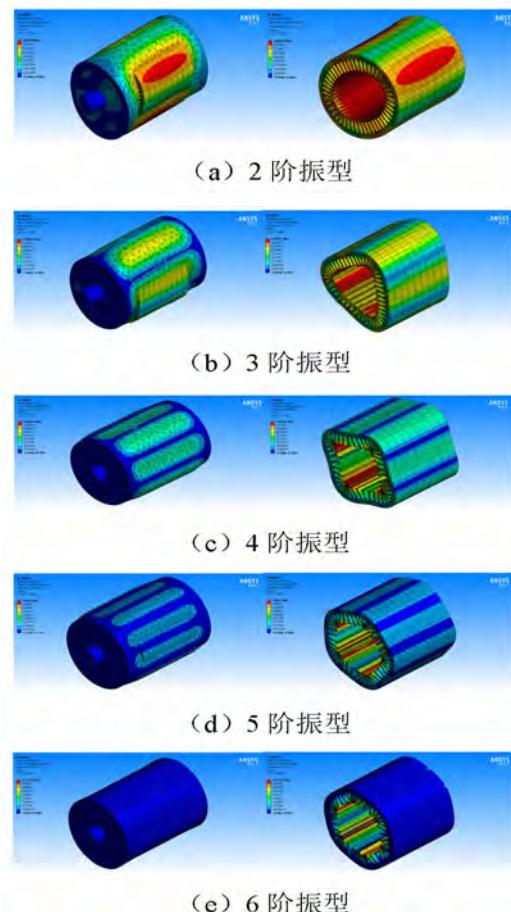


图 12 整机模态振型

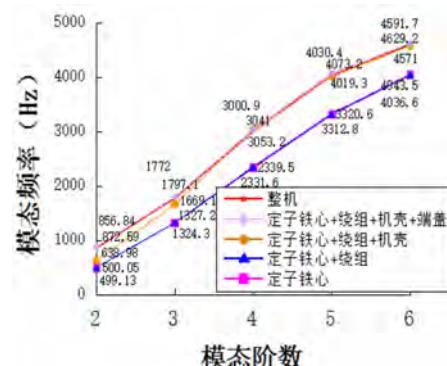


图 13 整机固有频率折线图

从电机各部分结构的模态分析可以看出,各部分对固有频率的影响效果不同、差异很大,因此在分析电机的模态参数时,应当考虑各结构间的关系、分析各部分的模态参数,综合考量。

3 样机的模态试验

电机的模态试验是对样机上已确定的激振点输入动态信号,将输出响应信号得到的数据拟合为相关函数来确定电机的固有频率。为验证基于 ANSYS 平台的电机结构有限元模态分析的正确性,本文采用锤击法进行模态试验。试验设备包括样机、传感器、分析仪、计算机、力锤等部分,如图 14 所示。图 15 为模态试验现场。

通过力锤法测量得到的整机固有频率,选取其中 2~6 阶的试验值与有限元仿真值进行比较,如表 7 所示。

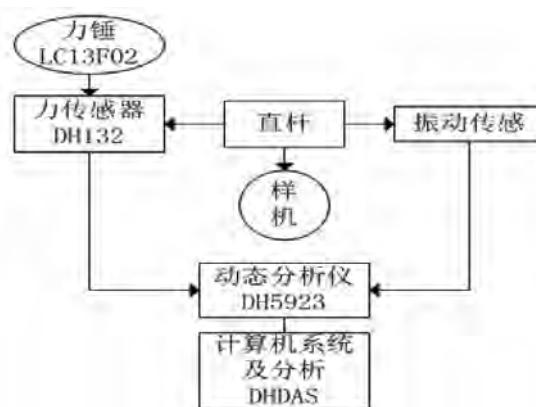


图 14 试验设备架构图



图 15 模态试验样机与现场

表 7 整机固有频率试验值与仿真值的对比

| 模态阶数 | 试验值/Hz | 仿真值 /Hz | 相对误差/% |
|------|--------|---------|--------|
| 2 | 813.26 | 856.84 | 5.36 |
| 3 | 1686.1 | 1772 | 5.09 |
| 4 | 2868.3 | 3000.9 | 4.62 |
| 5 | 3865.7 | 4030.4 | 4.26 |
| 6 | 4413.8 | 4591.7 | 4.03 |

由表 7 可知,整机固有频率的试验结果相对于有限元仿真结果整体偏小,这是因为有限元方法对实际电机的复杂结构做了等效处理,忽略了这部分结构的质量效应对固有频率的贡献作用。相对误差在 5.5% 以内,验证了有限元方法的准确性。同时,为了避免共振现象的产生,应当使电磁力波的频率远离模态固有频率^[16-17],可以通过对电机各部分结构的质量与刚度做适当的调整以达到效果。

4 结语

本文通过采用有限元法对表贴式永磁同步电动机进行模态分析,得到了电机各部分结构的模态参数,对比分析了各结构如定子铁心、绕组、机壳、端盖以及转子系统对电机模态振型及固有频率的影响。由仿真结果可知,绕组结构会使定子铁心固有频率略有上升;机壳结构会使定子铁心固有频率大幅增加;端盖结构同样会使定子铁心固有频率大幅增加,但由于其轴向振动与机壳振动相互制约,所以与机壳影响效果相近;转子系统则会使固有频率在定子系统的基础上略微下降。这些影响规律取决于结构质量和刚度效应对结构模态振型和固有频率的贡献程度。通过理论研究依赖结构质量和刚度分布的固有频率和模态振型有助于设计低噪低振的电机结构^[18]。力锤法试验结果表明,与仿真结果相对误差在 5.5% 以内,验证了有限元方法的准确性,为后续调整电机结构避免共振、声场计算奠定了基础。

参考文献

- [1] 王鑫, 李伟力, 程树康. 永磁同步电动机发展展望[J]. 微电机, 2007, 40(5):69–72.
- [2] 陈永校. 电机噪声的分析和控制 [M]. 浙江大学出版社, 1987.
- [3] 倪明, 廖连莹, 左言言, 等. 车用永磁电机电磁振动与噪声分析[J]. 微特电机, 2015, 43(3):9–13.
- [4] 黄克峰, 徐晔, 王金全. 永磁同步电机振动特性模态研究[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(3):22–27.
- [5] 陈宇杰, 郑源, 阚阙, 等. 轴流泵转子系统水中模态分析[J]. 排灌机械工程学报, 2017, 35(2):126–132.
- [6] 刘洋, 陈丽香, 唐任远, 等. 永磁同步电动机的振动及噪声试验研究[J]. 电气技术, 2009(4):18–20.
- [7] 沃德·海伦, 斯蒂芬·拉门兹, 波尔·萨斯. 模态分析理论

- 与试验[M]. 白化同、郭继忠译. 北京:北京理工大学出版社, 2001.
- [8] 张笑华, 任伟新, 禹丹江. 结构模态参数识别的随机子空间法[J]. 福州大学学报(自然科学版), 2005, 33(s1):46–49.
- [9] 翟群杰. 基于有限元法的水平钻机模态及刚度分析[J]. 机械研究与应用, 2018(2).
- [10] 赵东生. 低速大扭矩永磁同步轮毂电机电磁振动和电磁噪声的研究[D]. 哈尔滨工业大学, 2011.
- [11] Verdyck D, Belmans R J M. An Acoustic Model for a Permanent Magnet Machine: Modal Shapes and Magnetic Forces [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(30):1625.
- [12] 蔡黎明. 永磁同步电动机电磁振动与噪声的研究[D]. 广东工业大学, 2016.
- [13] 王天煜, 王凤翔. 大型异步电动机定子振动与模态分析 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(12):41–45.
- [14] Mori D, Ishikawa T. Force and vibration analysis of induction motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41 (5):1948–1951.
- [15] 杜光辉, 黄娜, 张凤阁, 等. 大功率高速永磁电机柔性转子系统模态分析[J]. 电工技术学报, 2017, 32(22):101–107.
- [16] 张磊, 高春侠, 张加胜, 等. 具有凸极效应的永磁同步电机电磁振动特性[J]. 电工技术学报, 2012, 27(11):89–96.
- [17] 陈益广, 韩柏然, 沈勇环, 等. 永磁同步推进电机电磁振动分析[J]. 电工技术学报, 2017, 32(23):16–22.
- [18] 李永波. 石油钻井用水力振荡器的设计及分析 [D]. 扬州大学, 2015.

基于 LabVIEW 的永磁同步电机匝间短路故障在线诊断系统研究

On-line Diagnosis System for Inter-Turn Fault of PMSM Based on LabVIEW

夏孟杰^{1,2},严冬冬^{1,2},杭俊^{1,2},王群京^{1,2}

(1. 安徽大学电气工程与自动化学院 合肥 230601

2. 安徽大学高节能电机及控制技术国家地方联合工程实验室 合肥 230601)

摘要:本文针对永磁同步电机,提出了一种在线匝间故障诊断系统。首先,建立了在匝间短路故障的永磁同步电机的数学模型,并分析了匝间短路故障对零序电压的影响;其次搭建了基于LabVIEW永磁同步电机匝间短路故障在线诊断系统,该系统结合了LabVIEW的图形化设计语言的直观易用和MATLAB的强大的计算能力。最后,综合仿真结果验证了该故障诊断系统的有效性。

关键词:永磁同步电机;故障诊断;匝间短路;虚拟仪器

Abstract: This paper proposes an online interturn fault diagnosis system for permanent magnet synchronous machine (PMSM). First, the mathematical model of PMSM with interturn fault is established, and the influence of interturn fault on zero sequence voltage component is analyzed. Then a fault diagnosis system based on LabVIEW is put forward. This module combines the intuitive and easy use of graphical design language of LabVIEW and powerful computing power of MATLAB. Finally, the simulation results verify that the efficiency of this proposed fault diagnosis system.

Key words: permanent magnet synchronous machine; fault diagnosis; interturn fault; LabVIEW

0 引言

永磁同步电机具有结构简单、体积小、重量轻、可靠性好、效率高、低噪声等优点,被广泛应用于电动汽车、风力发电等领域^[1-3]。电机的运行环境都比较复杂,如振动、高低温、湿度、粉尘、频繁启动等。这些因素都有可能诱发电机故障。这些故障如果不能被及时诊断,故障就可能进一步扩大,造成电机永久性故障^[4]。

一些专家和学者提出了不少方法用于诊断匝间短路故障^[4-8],主要是基于局部放电、电压信号、负序电流、定子电流 Park 矢量、序阻抗矩阵、高频信号注入、探测线圈、电磁转矩、杂散磁通、参数估计、 q 轴电流和定子电流等。在这些方法中,基于定子电流信号分析的方法最为流行,该方法不需要增加额外的设备,通过观察定子电流中特定谐波的幅值变化来诊断匝间短路故障。但是,定子电流中的谐波幅值易受电机驱动系统中变换器的影响,因此这种方法的灵敏性不是很好。

为此,本章提出了一种基于零序电压的匝间短路故障的诊断方法。该方法受电机工作点变化的影响。通过搭建仿真模型验证故障诊断方法的有效性。

1 在线故障诊断系统

1.1 故障诊断方法

假设匝间短路故障发生在永磁同步电机的 A 相定子绕组处,电机绕组等效示意图如图 1 所示。从图中可以看出,电机绕组增加了一个短路回路,短路电阻 R_f 把 A 相绕组分成 a_1 和 a_2 两部分,流过 R_f 的电流 i_f 称为短路电流。

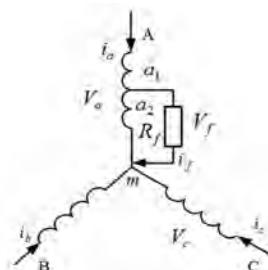


图 1 定子绕组匝间短路故障等效模型

不考虑电机磁场饱和, 永磁同步电机在匝间短路故障情况下的电压方程可表示为

$$[V_{sf,abc}] = [R_{sf}] [i_{sf,abc}] + [L_{sf}] \frac{d}{dt} [i_{sf,abc}] + [e_{sf,abc}] + [V_0] \quad (1)$$

式中: $[V_{sf,abc}] = [V_a \ V_b \ V_c \ 0]^T$ 是定子绕组的相电压; $[i_{sf,abc}] = [i_a \ i_b \ i_c \ i_f]^T$ 是定子绕组的相电流和短路电流;

$$[V_0] = V_0 [1 \ 1 \ 1 \ 0]^T \text{ 是零序电压; } [e_{sf,abc}] = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ e_f \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{PM,a} \\ \lambda_{PM,b} \\ \lambda_{PM,c} \\ \lambda_{PM,f} \end{bmatrix}$$

是三相定子绕组的反电动势和短路绕组的反

$$\text{电动势; } [R_{sf}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & -uR_s \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ uR_s & 0 & 0 & -uR_s - R_f \end{bmatrix} \text{ 是电阻矩阵; }$$

$$[L_{sf}] = \begin{bmatrix} L & M & M & -uL \\ M & L & M & -uM \\ M & M & L & -uM \\ uL & uM & uM & -u^2 L \end{bmatrix} \text{ 是电感矩阵; 其中}$$

$\lambda_{PM,a}$, $\lambda_{PM,b}$ 和 $\lambda_{PM,c}$ 是永磁体 A,B 和 C 相的磁链, 它们可以表示为

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_{PM,a} = \lambda_{PM,1} \cos(\theta) + \sum_{v=2k+1} \lambda_{PM,v} \cos(v\theta - \theta_v) \\ \lambda_{PM,b} = \lambda_{PM,1} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \sum_{v=2k+1} \lambda_{PM,v} \cos(v\theta - \theta_v - 2v\frac{\pi}{3}) \\ \lambda_{PM,c} = \lambda_{PM,1} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \sum_{v=2k+1} \lambda_{PM,v} \cos(v\theta - \theta_v + 2v\frac{\pi}{3}) \\ \lambda_{PM,f} = u\lambda_{PM,a} \end{array} \right. \quad (2)$$

定义短路匝数比为

$$u = \frac{N_f}{N} \quad (0 < u < 1) \quad (3)$$

式中: N 是一相定子绕组的总匝数; N_f 是一相定子绕组中短路匝数。

在匝间短路的情况下, 永磁同步电机的电磁转矩表示为

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c - e_f i_f}{\omega_r} \quad (4)$$

式中: ω_r 是机械角速度, p 是永磁同步电机的极对数。

永磁同步电机通常由电子逆变器驱动, 如图 2 所示, 其中 ZSVC V_0 是定子绕组的中性点与电子逆变器的 U_{dc} 中点之间的电压差。

在星形连接的永磁同步电机中, 总是满足以下条件:

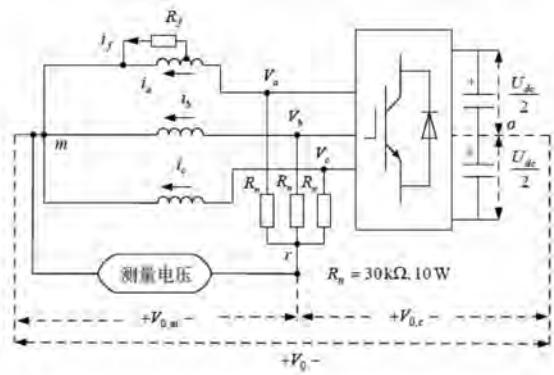


图 2 故障情况下带电阻网络的永磁同步电机

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (5)$$

图 3 给出了匝间短路故障情况下星形连接的永磁同步电机。图中所示的零序电压 ZSVC V_0 可以根据式(1)中前三行计算并考虑(2)和(5), 可得

$$V_0 = \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) + \frac{1}{3}uR_s i_f + \frac{1}{3}u(L+2M)\frac{di_f}{dt} - \frac{d\lambda_{PM,0}}{dt} \quad (6)$$

其中

$$\begin{aligned} \lambda_{PM,0} &= (\lambda_{PM,a} + \lambda_{PM,b} + \lambda_{PM,c})/3 \\ &= \sum_{v=3n, n=1,3,5,\dots} \lambda_{PM,v} \cos(v\theta - \theta_v) \end{aligned} \quad (7)$$

由式(6)可知, 零序电压 V_0 受变换器的影响。因此, 在研究星形连接的永磁电机匝间短路故障时, 采用三相平衡的电阻网络来排除变换器的影响, 如图 2 所示。可知

$$V_{0,m} = \frac{1}{3}uR_s i_f + \frac{1}{3}u(L+2M)\frac{di_f}{dt} - \frac{d\lambda_{PM,0}}{dt} \quad (8)$$

从(8)可以看出三相平衡电阻网络消除了电子逆变器的影响。

在正常情况下, 短路电流 i_f 等于零。那么, 式(8)所表示的零序电压 $V_{0,m}$ 只受 $\lambda_{PM,0}$ 微分的影响。根据式(7)可知, 由三次谐波和其奇数倍次谐波组成。因此, 在正常情况下, $V_{0,m}$ 中只有三次谐波和其奇数倍次谐波。在匝间短路故障情况下, 式(8)所表示的零序电压 $V_{0,m}$ 受 $\lambda_{PM,0}$ 和短路电流 i_f 的共同影响, 其中短路电流 i_f 中除了基波, 还有三次、五次、七次等谐波分量。因此, 在匝间短路故障情况下, 零序电压 $V_{0,m}$ 中除了有 $\lambda_{PM,0}$ 导致的三次谐波和其奇数倍次谐波外, 同时还含有短路电流 i_f 导致的基波以及五次和七次等谐波分量。因此, 可利

用零序电压 λ_{PM0} 中新出现的基波、五次和七次等谐波来诊断匝间短路故障。由于在新出现的谐波中，波的幅值明显地比五次和七次等谐波的幅值大，其对故障更敏感。因此，利用零序电压 $V_{0,m}$ 中的基波成分来诊断匝间短路故障更加有效。

1.2 基于虚拟仪器的故障诊断系统

虚拟仪器即 LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench)是美国 NI 公司推出的虚拟仪器软件开发平台，它使用编译的图形编程语言-G 语言，在用户设计好程序的框架之后，就可以像画流程图一样，只需要连接系统提供的各种图形功能模块，就能得到想要的应用程序。LabVIEW 的“软件就是仪器”的思想让程序开发变得简单易行^[9-11]。

根据故障诊断流程，开发了基于 LabVIEW 和 MATLAB 的永磁同步电机匝间短路故障诊断系统。将 LabVIEW 虚拟仪器优秀的用户图形界面与 MATLAB 强大的数值分析功能相结合，利用 LabVIEW 调用 MATLAB 实现永磁同步电机匝间短路故障分析的方法，如图 3 所示。



图 3 LabVIEW 上层测试界面

LabVIEW 主操作界面的内容主要由参数输入部分和波形显示部分组成。参数输入部分主要可以输入负载转矩的初值、参考转速、PI 参数整定和故障的模拟时间的设定；波形显示部分主要可以显示三相输出电流、输出转速、输出转矩和短路电流。程序前面板上的控制按钮用于控制模型的启动和停止。

2 仿真研究

2.1 仿真模型

永磁同步电机的控制策略主要有矢量控制和

直接转矩控制两种。本研究采用矢量控制方案。永磁同步电机的矢量控制方式主要有 $i_d=0$ 控制、最大转矩控制、最大效率控制和弱磁控制等。其中 $i_d=0$ 控制是最为常用的控制方式，将永磁同步电机的 d 轴电流控制为零，即令 $i_d=0$ 。

本系统利用的是滞环电流控制技术。该控制系统为双闭环控制系统，由电流内环和转速外环两部分组成。首先，将给定速度与测量的转速相比较，通过速度 PI 控制器得到给定的 i_q^* 。电流参考值 i_{abc}^* 是通过使用给定值 $i_d=0$ 和给定的 i_q^* 和角速度获得的，最后，采用滞环电流控制技术来产生开关信号，以此实现永磁同步电机的控制。电机控制模型如图 4 所示。

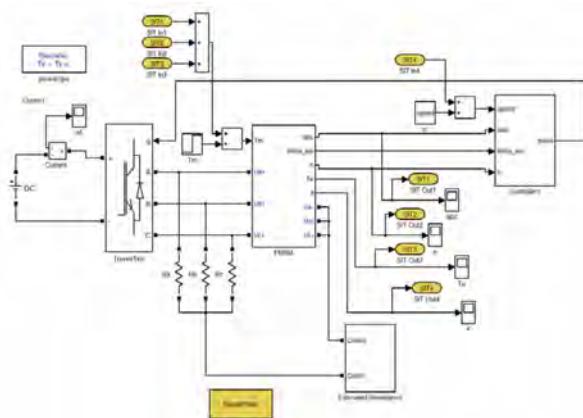


图 4 电机控制模型

2.2 仿真结果分析

为了验证本设计的正确性和有效性，仿真条件设置为：参考转速为 720r/min，负载转矩 3N.M，短路匝数比为 0.15，模拟故障出时刻 t 设置为 1s。MATLAB/Simulink 仿真结果如图所示。

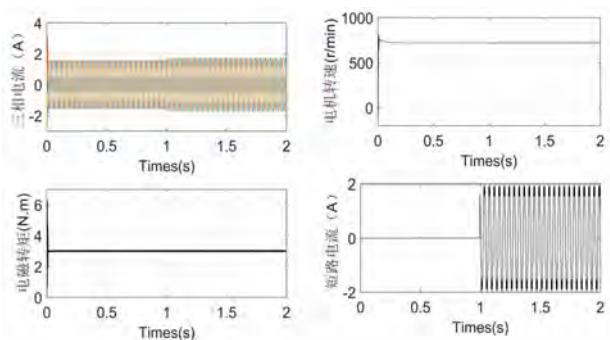


图 5 仿真结果

从图 5 中可以看出,当电机仿真运行到 1s 时,三相电流、电磁转矩和电机转速比 1s 之前有明显的波动,短路电流在 1s 之后也不为零。仿真结果说明 1s 之后是故障状态。

零序电压波形和傅里叶分析如图 7 所示。正常情况下零序电压 V_{0m} 仅由三谐波分量和九谐波分量组成,但是在故障情况下除了三次谐波分量和九次谐波分量外,还产生了基本分量。验证了故障诊断方法的有效性。

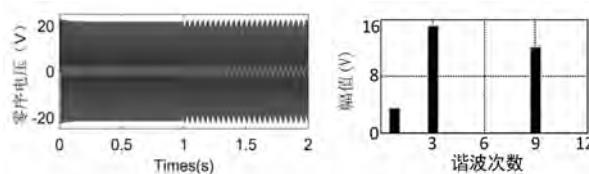


图 6 零序电压波形与傅里叶分析结果

LabVIEW 上层界面测试结果,如图 7 所示。如图 7 所示,LabVIEW 与 Simulink 综合仿真结果一致,说明综合仿真的有效性,能够体现 LabVIEW 仿真的便利性。



图 7 LabVIEW 界面测试结果

3 结 论

本文针对传统永磁同步电机单独使 MATLAB 进行控制设计仿真时故障诊断波形和结果显示不便的问题,设计了 MATLAB 与 LabVIEW 的混合仿真。在对匝间短路故障下电机数学模型进行理论分析的基础上,建立了 MATLAB 仿真模型与混合仿真模型对永磁同步电机进行仿真。结果表明,该混合仿真模型能够直接从 LabVIEW 界面上查看

仿真波形,为故障诊断系统增加了仿真结果显示界面的同时,也提高了系统仿真效率。

参考文献

- [1] Hermance M,Gao Y,Miller J M.Hybrid electric vehicles: architecture and motor drives[J].Proceeding of IEEE,2007,95 (4):719–728.
- [2] Cheng M,Zhu Y.The state of the art of wind energy conversion systems and technologies:A review[J].Energy Conversion and Management,2014,88:332–347.
- [3] Wang W,Cheng M,Zhang B,et al.A fault-tolerant permanent magnet traction module for subway application [J].IEEE Trans. on Power Electronics,2014,29(4):1646–1658.
- [4] Cheng M, Hang J,Zhang J.Overview of fault diagnosis theory and method for permanent magnet machine[J].Chinese Journal of Electrical Engineering,2015,1(1): 21–36.
- [5] Leboeuf N,Boileau T,Nahid-Mobarakeh B.Real-time detection of interturn faults in PM drives using back-EMF estimation and residual analysis [J].IEEE Trans. on Industry Applications,2011,47(6):2402–2412.
- [6] Jeong H,Moon S,Kim S W.An early stage interturn fault diagnosis of PMSMs by using negative-sequence components [J].IEEE Trans. on Industrial Electronics,2017,64 (7):5701–5708.
- [7] Romeral L,Urresty J C,Riba J R,et al.Modeling of surface-mounted permanent magnet synchronous motors with stator winding inter-turn faults [J].IEEE Trans. on Industrial Electronics,2011,58(5):1576–1585.
- [8] Kim K H.Simple online fault detecting scheme for short-circuited turn in a PMSM through current harmonic monitoring [J].IEEE Trans. on Industrial Electronics,2011,58 (6): 2565–2568.
- [9] 裴峰,汪翠关,李资荣.基于 LabVIEW 的虚拟仪器算法解决方案[J].自动化仪表,2005,26(8):63–65.
- [10] 苏金明,黄国明,刘波.MATLAB 与外部程序接口[M].北京:电子工业出版社,2003.
- [11] 侯国屏等.LabVIEW7.1 编程与虚拟仪器设计[M].北京:清华大学出版社,2005.

基于 Maxwell 风扇新结构电机电磁方案设计及成果推广

Design and Achievement Extension of Motor's Electromagnetic Program Based
on Maxwell New Fan Structure

李文宇,曾文志,李庆

(珠海凯邦电机制造有限公司 珠海 519110)

摘要: 产品开发阶段,合理的利用仿真软件,提高仿真的准确性,可以缩短开发周期,并且很大程度上减少产品开发成本,使得产品的性能最优,成本最低。本论文通过对全新自动化新结构电机开发过程中运用到的电磁仿真软件 Maxwell,针对如何提高仿真的准确性、合理的建模展开叙述。

关键词: 电磁仿真; 新结构; Maxwell

Abstract: At development stage of product, the rational use of simulation software to improve accuracy of simulation can shorten the development cycle, and reduce the cost to realize optimal performance and the lowest cost. This paper describes how to improve the accuracy and reasonable modeling of simulation through electromagnetic simulation software Maxwell applied to new automation and structure motor development process.

Key words: electromagnetic simulation; new structure; Maxwell

1 引言

市场对电机的需求量日益增加,为了提升产品的竞争力,提高生产效率尤为重要。目前电机行业风扇电机还没有使用链式结构铁芯,大多风扇电机普遍使用绕嵌结构,先绕再嵌,为此需预留一定的端部高度,从而增加漆包线的用量及电机成本,传统工艺难以形成自动化产线,生产效率极低。为提高风扇电机自动化水平和生产效率,将交流风扇电机的定子设计成链式结构,可大大提高产品自动化水平。

由于是全新产品开发,产品使用的物料均为手板样品,链式铁芯需要线割,样机开发成本极高,并且链式铁芯制样拼圆后无法二次回用,因此电磁方案仿真的准确性及仿真的必要性十分重要,合理的设计电磁方案不但可以缩短开发周期,还可以很大程度上减少产品开发成本,使得产品的性能最优,成本最低。本论文通过对此新产品开发过程中运用到的 Maxwell 电磁仿真软件,如何提高仿真的准确性、合理的建模展开叙述^[1]。

2 研究内容、研究方法及技术路线

主要研究内容是利用电磁仿真软件 Ansoft

Maxwell 对单相交流异步电机电磁方案及仿真思路的创新设计,以满足客户对产品性能及噪音的高标准要求,同时提高产品的竞争力。本课题主要是通过合理的建模,提高仿真准确性,利用仿真软件使设计达到最优、开发成本最低,并在设计源头解决规避电机的性能异常及噪音问题^[2]。

3 Ansoft Maxwell2D 软件简单介绍

Ansoft 是世界上较先进的专业高、低频电磁场有限元、边界元分析集成系统,一直专注于电磁分析领域。Ansoft Maxwell 2D (3D)、Ansoft Rmx-prt、Ansoft Simplorer 等程序特别适合电机制造业和其它类似企业应用。Ansoft 的各个专业程序可以集成做耦合分析,例如用 RMxprt 建立变频电动机和变频器模型,然后用 Maxwell 2D 做它们的电磁场分析,接着用 Q3D 抽取封装电阻、电感、电容等元件参数再用 SIMPLORER 做集成耦合分析后用 HFSS 做电磁兼容性分析,最后用 ePhysics 做热分析^[2]。ansoft 自带 2D、3D 磁路有限元仿真模块,能够模拟电机额定、最大工况下电机磁路结构情况,通过模拟仿真,能够直观判断电机磁路结构设计的合理性、问题点、改善验证等。本文主要利用其中的 Maxwell 2D 软件来分析。

4 Maxwell 仿真主要创新点

1) 利用软件静态场自适应剖分的特点, 将静态场网格合理细化剖分, 再导入到瞬态场求解, 使

仿真数据更加准确。解决了传统手动剖分, 不能合理的将模型单元剖分, 从而导致仿真数据不准确或仿真求解时间过长等问题。

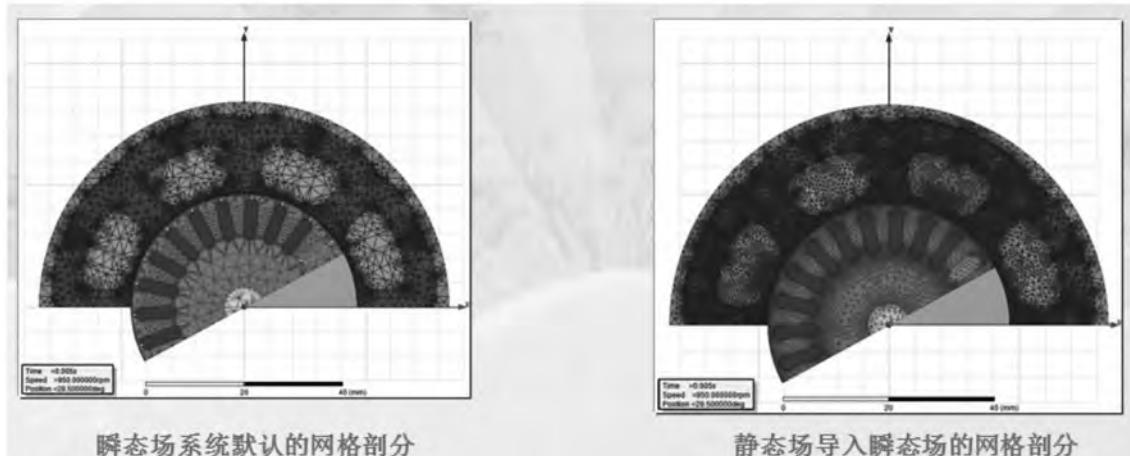


图 1 剖分网格示对比

2) 定、转子间的气隙为电机能量转换的关键位置, 为提高气隙磁场的仿真精度及数据可靠性, 本课题增加构建辅助模型, 目的是将运动物体整

合, 气隙分层, 从而可细化气隙剖分, 提高求解精度。解决传统单一的 band 设置, 数据可靠性不高的问题。

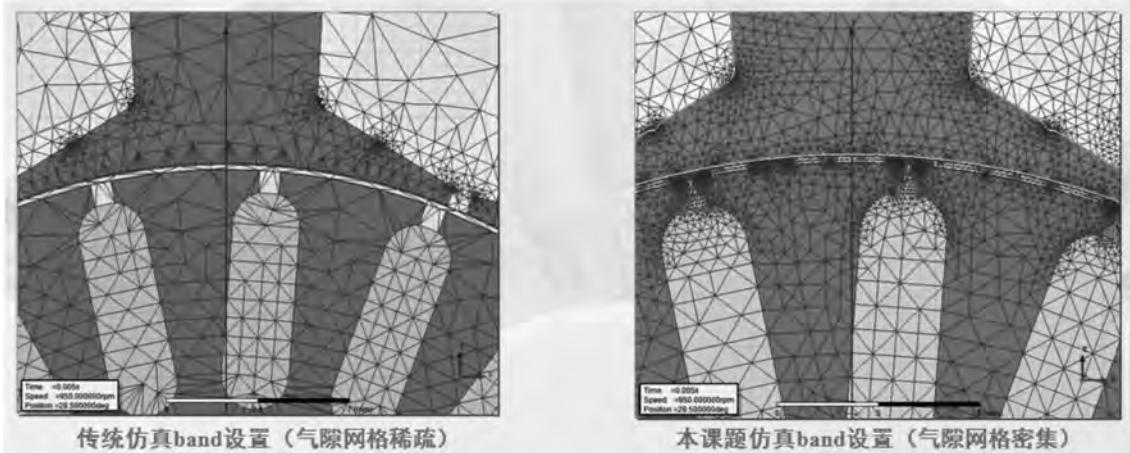


图 2 定、转子间气隙网格对比

3) 将定子绕组主、副线圈附近附加辅助线圈模型, 通过主、副相辅助线圈产生的感应电动势的比值, 计算可反映出主、副相绕组产生磁场的圆

度, 从电磁方案设计过程中控制电磁噪音。解决规避因设计不合理导致的电磁噪音。

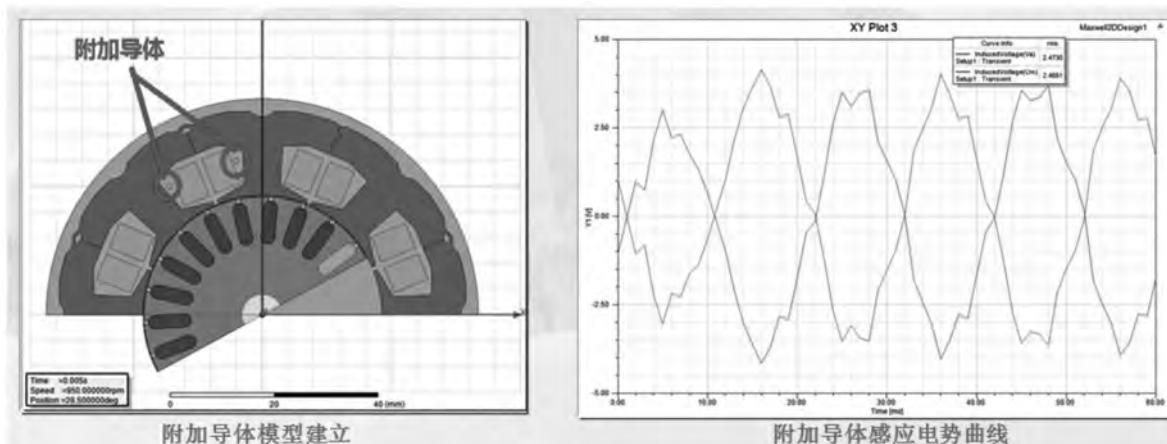


图 3 附加线圈模型及产生的感应电动势

4) 引进转矩脉动公式,通过计算更好的反映出输出转矩的波动情况,可反映出电机运行状态及振动情况。解决规避因设计导致电磁振动较大

产生的噪音异常,转矩脉动=(转矩最大值-转矩最小值)/转矩平均值。

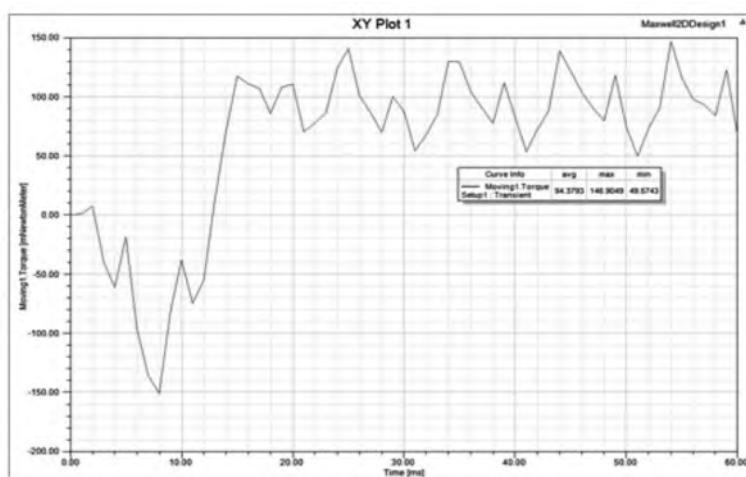


图 4 输出转矩曲线

5 链式铁芯结构主要创新点

1) 冲片采用链条式结构设计开料模具,以此提高材料的利用率,见下图 5 所示。

2) 链式铁芯由若干个顺次连接的单体组成,相邻两个单体通过厚度为 h 的连接桥连接,连接

桥上、下平行,并且下方设有应力缓冲区,缓冲区两端由两个直径为 d 的半圆构成($a > 2d$),连接桥下方设有深度为 h_1 的凹槽,使其成圆过程中存在“弱点”,便于设备成圆,可提高成圆精度,如图 6 所示。

3) 链式铁芯成圆定子后需完成焊接,因此焊

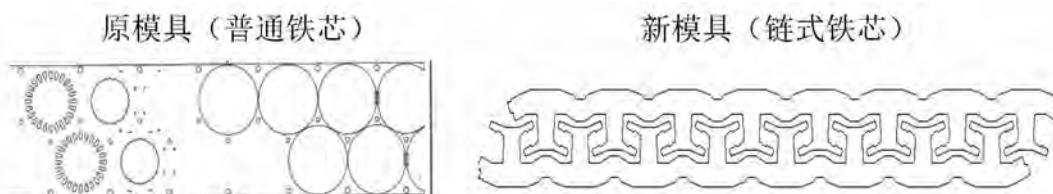


图 5 冲片料带方案对比

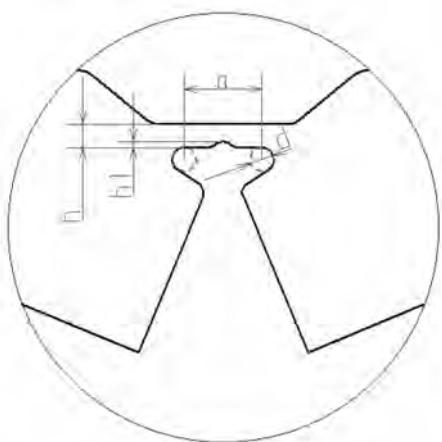


图 6

接部分对成圆精度影响较大,本发明创造在于铁芯焊接连接处设计成半圆结构,减小毛刺的形成,同步合理设计两侧连接处的倒角为关键所在,应满足 $R_a < R_c, R_b < R_d, R_a \geq R_b$,使其倒角“放空”,可提高成圆精度,见下图 7 所示。

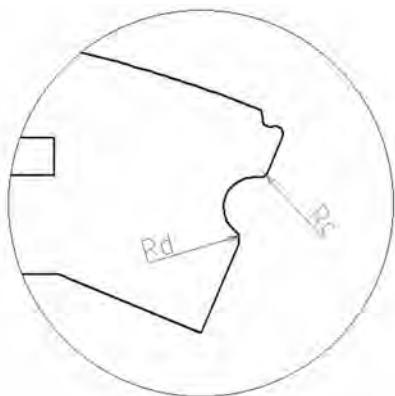
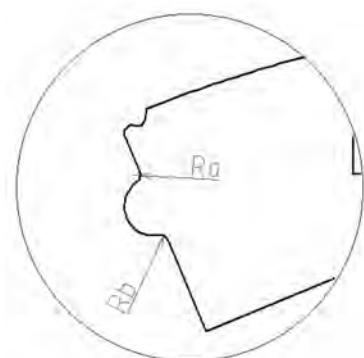


图 7

4)铁芯连接焊接处设计成内凹结构,防止因焊点凸起造成定子成圆后焊点高于定子外径。整圆后铁芯及实施方案,见下图 8 所示。

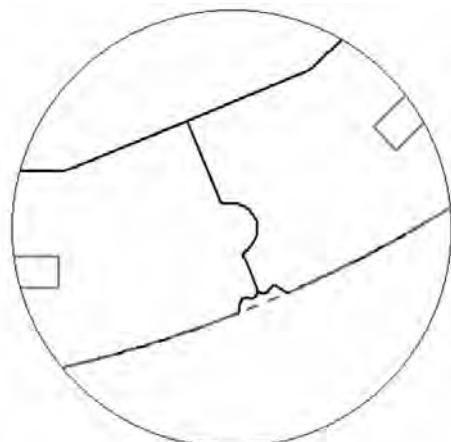


图 8

5)将定子铁芯齿部“切齿”,通过电磁仿真对比,可减小转矩脉动,从而改善电磁噪音,具体实施方式如下:假设定子铁芯的内径为 d ,以定子铁芯的圆心为圆心,作直径为 d_1 的圆($d_1 > d$),则与每块定子齿部极靴相交于两点,以交点向铁芯内圆做切线,即可完此实施方案,如下图 9 所示。

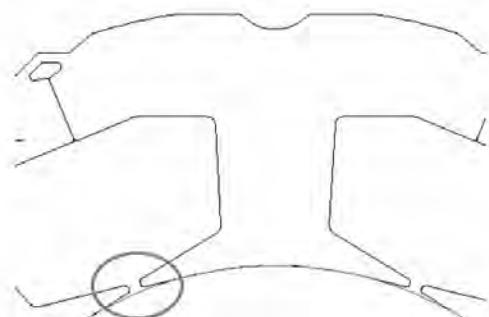


图 9

6)定子铁芯设计定子上、下齿部不等宽且 $a < b$,可便于绕线设备排线,提高铁芯材料废料利用率,改善磁场齿部磁密分布,见下图 10 所示。

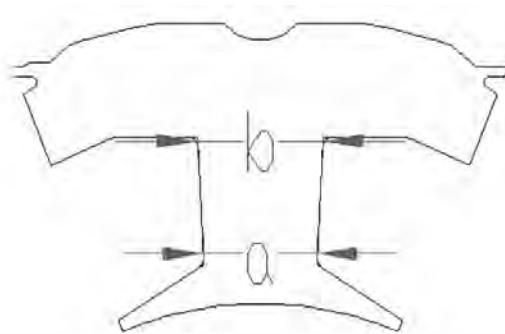


图 10

6 研究成果展示

通过电磁方案仿真、校对以及合理新颖的建

模,目前样机开发顺利,性能、噪音合格,产线可实现自动化,减员增效,提高产品竞争力。



图 11 风扇新结构样机及链式铁芯

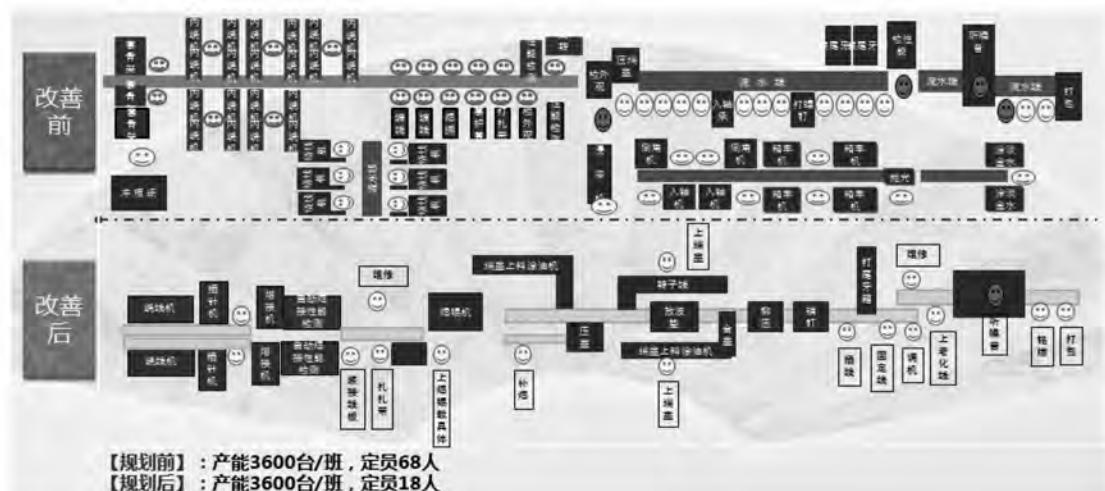


图 12 产线规划前后对比效益

7 结 论

通过电磁方案仿真、校对以及合理新颖的建模,目前样机开发顺利,性能、噪音合格,产线可实现自动化,减员增效,提高产品竞争力。

风扇定子铁芯采用链式结构,可解决风扇电机现有结构生产效率低,定子加工复杂,人均产能低等瓶颈,链式结构铁芯具有高产值、高生产效率、加工工艺简单,易于实现自动化,并从性能、结构优劣、成本、生产效率,投入等方面进行了全方面分析对比,可以取消传统绕嵌预留的端部高度,

大幅度降低电机的漆包线的用量,减员增效,降低人工成本,同时提高风扇电机的市场竞争力。本文介绍的方法的精度完全能够满足工程计算需求,可应用到工程分析和系列设计工作中。

参考文献

- [1] 代红,陈刚,肖建修,等.“电机学”课程教学改革的探讨[J].中国电力教育,2010,(33).
- [2] 刘国强,赵凌志.Ansoft 工程电磁场有限元分析[M].北京:电子工业出版社,2005.
- [3] 刘建忠.一种利用 Maxwell2D 获得永磁电机空载漏磁系数的方法[J].大功率变流技术,2013.

双三相永磁轮毂电机开路故障时容错控制系统设计

Design of Fault Tolerant Control System for Dual-phase Permanent Magnet Hub Machine with Open Circuit Fault

童琛^{1,2}, 丁石川^{*1,2}, 杭俊^{1,2}, 李国丽^{1,2}

(1. 安徽大学电气工程与自动化学院 合肥 230601;

2. 安徽大学高节能电机及控制技术国家地方联合工程实验室 合肥 230601)

摘要: 多相永磁同步电机因其高容错能力备受关注, 在大功率和高可靠性场合具有很好的竞争力和发展前景。本文以相移 30° 双三相永磁同步电机为研究对象, 从多相电机的控制方法入手, 根据双三相电机的绕组结构特点, 对其一相开路时的容错控制策略进行了较为深入的分析, 采用调整剩余相电流的相位和幅值的容错方法, 搭建仿真模型, 验证了所提出的容错控制算法的正确性, 有效地减少缺相后的转矩脉动, 具有较好的动态性能, 提高了驱动系统的可靠性。

关键词: 双三相永磁同步电机; 矢量控制; 开路故障; 容错控制

Abstract: Multi-phase permanent magnet synchronous motors have better competitiveness and development in high power and high reliability working conditions with advantages of high fault-tolerant ability. According to winding structure characteristics of dual three-phase motor, the fault-tolerant control strategy of one phase open circuit based on shift 30 degree dual three-phase motor is analyzed in this paper. The simulation model is established by fault-tolerant method by adjusting phase position and amplitude of remaining phase current, which confirms correctness of purposed fault-tolerant control algorithm. The results show that the purposed method has better dynamic characteristics, not only reduces the torque ripple with one phase failure, but also improves the reliability of motor drive system.

Key words: dual-phase permanent magnet machine; vector control; open circuit fault; tolerant control.

0 引言

我国稀土资源储备丰富, 高性能的稀土永磁材料目前已实现产业化, 钕铁硼的价格也逐渐趋向合理, 永磁同步电机因其具有结构简单、损耗小、功率因数高、功率密度高等优势被广泛用于电机驱动系统^[1]。随着电力电子技术和电机控制理论的快速发展, 使得多相电机计算量大、控制策略复杂得以解决。与三相电机相比, 多相电机具有多自由度和多逆变器桥臂数的优势, 控制策略的灵活性与可控性高, 运行性能更加优良。另一方面, 电机相数越多, 转矩脉动频率越高, 但脉动幅值越小, 当电机本体或逆变器出现故障时有更多的冗余选择, 提高系统的可靠性。此外, 多相电机还具有可以实现低压大功率输出、低转矩脉动、良好的系统动静态特性、较高的容错能力等优点^[2]。但同时也引入了一些新的问题, 如随着逆变器相数的

增加控制策略更加复杂; 多相电机存在较大的谐波分量^[3], 导致损耗增加等。

对采用轮毂电机的轮式驱动电动车而言, 在满足轮毂电机各项性能指标、保证车辆驾驶的平稳性和舒适性的同时, 其安全性和高可靠性至关重要。双三相永磁同步电机融合了永磁同步电机和多相电机的优点, 将三相电机控制策略延伸与升华, 成为轮式驱动电动车辆的热门选择。电机驱动系统中近 80% 的故障来源于逆变器, 因此研究双三相 PMSM 驱动系统在开路故障状态下的容错控制方法, 对充分发挥多相电机的优良性能具有重要的意义。所谓容错控制是指系统具有自动适应系统部分模块失效, 同时又能通过一定的控制策略维持系统的稳定运行^[4]。系统开路故障时, 对非故障相绕组或模块进行合理控制, 使系统在较长时间内维持额定工况或降额运行, 保证整个车辆系统安全运行, 从而提高系统的容错能力与可

靠性。

本文主要针对电机开路故障时,采用基于磁动势不变原则的滞环电流容错控制策略,对电机故障运行状态进行详细分析,根据不同优化条件设计最优的容错电流,最大限度地减小转矩脉动,最后对该容错控制算法进行仿真分析和实验验证。

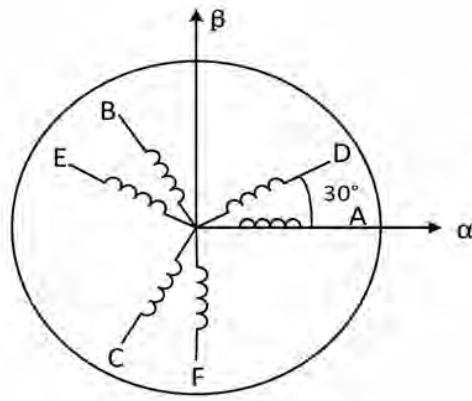


图 1 双三相永磁同步电机绕组结构

1 双三相 PMSM 数学模型

本文以中性点相互隔离的相移 双三相永磁同步电机为研究对象, 其绕组结构和驱动系统结构如图 1 和 2 所示。电机定子由两套星型连接的三相对称绕组组成(ABC 和 DEF)。

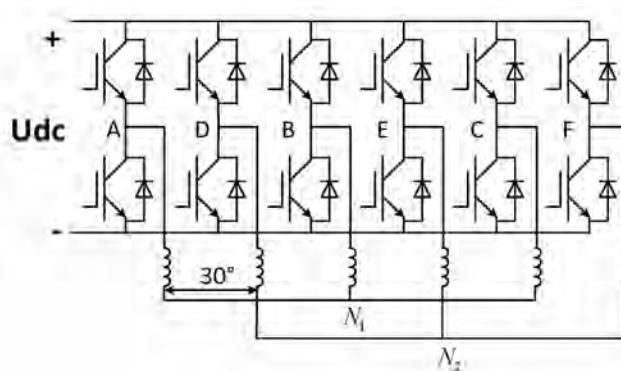


图 2 双三相电机驱动电路

随着电机相数的增加, 电磁关系愈加复杂, 为了便于仿真和分析, 假设双三相 PMSM 定子电流和转子永磁体所产生的气隙磁链都呈正弦分布, 忽略磁饱和与电机漏感等影响。由于两套绕组

中线隔离, 可以将其视为两个三相子系统的矢量合成。对每套绕组分别进行 Clark—Park 坐标变换, 从而构造出一个六相的变换阵, 如式(1)~(3)所示, 此处采用变换前后幅值不变的原则:

$$\mathbf{T}_{dq12} = \begin{bmatrix} \mathbf{M}_1 & \mathbf{0}_3 \\ \mathbf{0}_3 & \mathbf{M}_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\mathbf{M}_1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{M}_2 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \frac{1}{6}\pi) & \cos(\theta - \frac{5}{6}\pi) & \cos(\theta + \frac{1}{2}\pi) \\ -\sin(\theta - \frac{1}{6}\pi) & -\sin(\theta - \frac{5}{6}\pi) & -\sin(\theta + \frac{1}{2}\pi) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

与三相电机建模类似, 由于两套绕组中线隔离、星型连接, 零序分量因没有流通回路而为零,

将变换阵代入静止坐标系下的数学模型得:
双 d-q 变换数学模型电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \\ u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{d1} \\ \psi_{q1} \\ \psi_{d2} \\ \psi_{q2} \end{bmatrix} + \omega_e \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{d1} \\ \psi_{q1} \\ \psi_{d2} \\ \psi_{q2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中： u_{d1} 、 u_{q1} 、 u_{d2} 、 u_{q2} 为定子电压； i_{d1} 、 i_{q1} 、 i_{d2} 、 i_{q2} 为定子电流； ψ_{d1} 、 ψ_{q1} 、 ψ_{d2} 、 ψ_{q2} 为定子磁链； ω_e 为电角速度。

$$\begin{bmatrix} \psi_{d1} \\ \psi_{q1} \\ \psi_{d2} \\ \psi_{q2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & L_{dd} & L_{dq} \\ 0 & L_d & -L_{dq} & L_{qq} \\ L_{dd} & -L_{dq} & L_d & 0 \\ L_{dq} & L_{qq} & 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \\ i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \psi_f \quad (5)$$

式中： L_d 和 L_q 是绕组的自感； L_{dd} 和 L_{qq} 是绕组间的互感； ψ_f 为永磁体磁链。

电磁转矩方程为：

$$T_e = 1.5 p_n [(L_{dd} - L_{qq})(i_{d1} + i_{d2})(i_{q1} + i_{q2}) + (i_{q1} + i_{q2})\psi_f] \quad (6)$$

对于表贴式永磁同步电机采用直轴电流 i_d^* 的控制方法时，其转矩方程可化进一步简为：

$$T_e = 1.5 n_p \psi_f (i_{q1} + i_{q2}) \quad (7)$$

由式(4)、(5)可知，两套绕组经旋转变换得到的电压、磁链方程与普通三相电机具有高度的相似性，式(5)中，两套绕组间的电感矩阵仍存在弱耦合关系；由式(7)可得，电机的总电磁转矩可以近似等效成两个三相绕组独立工作产生的电磁转矩的矢量和。

2 一相开路时双三相 PMSM 容错控制策略

在整个电机驱动系统中，电机相数的增加，逆变器的高故障率、不稳定性及定子绕组的开路故障限制了系统的可靠性，而对容错控制策略的研究恰恰是提高系统安全性与可靠性最为直接有效的途径，电机短路故障可通过故障隔离的方法转换为电机的缺相运行，因此本文主要研究双三相 PMSM 定子绕组一相开路故障的容错控制。与传统三相电机一相开路的容错策略相比，多相电机因其高冗余性不需要额外的中线连接就可以在故障下进行系统的降额运行。

2.1 故障下的磁势分析

对于两套绕组均为星型连接的双三相 PMSM，功率器件或者电机绕组的开路故障归根到底都使电机处于缺相运行的状态。因此，需要对双三相 PMSM 调速系统一相开路运行状态下的磁势变化进行详细分析。

双三相永磁同步电机在自然静止坐标系下各相绕组产生的磁动势可由下式表示：

$$\begin{cases} F_A = KI_m \cos \theta_e \cos \alpha \\ F_B = KI_m \cos(\theta_e - 120^\circ) \cos(\alpha - 120^\circ) \\ F_C = KI_m \cos(\theta_e - 240^\circ) \cos(\alpha - 240^\circ) \\ F_D = KI_m \cos(\theta_e - 30^\circ) \cos(\alpha - 30^\circ) \\ F_E = KI_m \cos(\theta_e - 150^\circ) \cos(\alpha - 150^\circ) \\ F_F = KI_m \cos(\theta_e - 270^\circ) \cos(\alpha - 270^\circ) \end{cases} \quad (8)$$

式中：K 为常数项系数， $K = \frac{2}{\pi} N_0 k_{w1}$ ， N_0 为每极每相绕组匝数， k_{w1} 为基波绕组系数， θ_e 为转子位置角，则六相合成磁动势为：

$$F_0 = F_A + F_B + F_C + F_D + F_E + F_F = 3KI_m \cos(\theta - \alpha) = 3KI_m \cos \theta \cos \alpha + 3KI_m \sin \theta \sin \alpha \quad (9)$$

当双三相 PMSM 定子绕组一相开路时绕组失去对称性，以 F 相开路为例，此时的定子合成磁势为：

$$F_3 = F_A + F_B + F_C + F_D + F_E = \frac{5}{2} KI_m \cos(\theta - \alpha) + \frac{1}{2} KI_m \cos(\theta + \alpha) \quad (10)$$

当电机正常运行时，两套定子绕组中通以对称电流，由于磁动势中只存在正序分量，所以合成磁动势为圆形。而当双三相 PMSM 系统出现开路

故障时,剩余各相绕组分布不再对称,由式(10)可得,定子总磁动势由正负序分量构成,如果依旧采用原来的电流给定值进行电流闭环控制,得到的定子合成磁动势不再是圆形,体现在电机上就是输出的转矩存在倍频的转矩脉动。因此需要对剩余五相电流进行合适的控制与调整,确定容错控制的策略,使电机在故障下能继续输出稳定的电磁转矩,保持电机缺相后的稳定运行。

2.2 基于定子磁动势不变的滞环容错控制策略

电磁转矩是由定子各相电流在气隙中产生的

旋转磁动势与转子磁场相互作用产生的,缺相后定子磁势的幅值和相位发生变化,电流合成磁动势包含多个旋转磁动势,它们都与转子磁场相互作用,产生不稳定的转矩。采用电流滞环的电流控制方法,依据定子磁动势不变原则,求解剩余相绕组的最佳容错电流给定值,通过各相电流滞环比较结果控制功率器件的开与关,以此弥补因电机缺相所造成的磁势减小,转矩脉动的现象,从而保证故障前后电机的磁势不变。基于滞环电流控制的双三相 PMSM 容错控制图如图 3 所示。

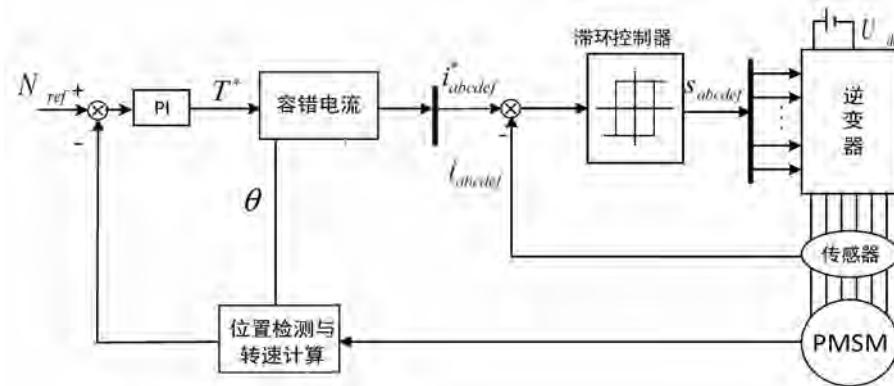


图 3 基于滞环电流控制的双三相 PMSM 容错控制图

当 F 相开路时,即 $i_F=0$,则有

$$\begin{aligned} F_5 &= F_A + F_B + F_C + F_D + F_E \\ &= K i_a \cos \alpha + K i_b \cos(\alpha - 120^\circ) + K i_c \cos(\alpha - 240^\circ) + K i_d \cos(\alpha - 30^\circ) + K i_e \cos(\alpha - 150^\circ) \\ &= K(i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c + \frac{\sqrt{3}}{2}i_d - \frac{\sqrt{3}}{2}i_e) \cos \alpha + K(\frac{\sqrt{3}}{2}i_b - \frac{\sqrt{3}}{2}i_c + \frac{1}{2}i_d + \frac{1}{2}i_e) \sin \alpha \end{aligned} \quad (11)$$

式(9)与式(11)分别为电机正常运行和一相开路时的总磁动势,为了保证合成故障前后合成磁动势相同,则剩余五相电流需满足下列条件:

$$F_6 = F_5 \quad (12)$$

$$i_n = I_{nm} \cos(\theta + \beta_n) = I_{nm} \cos \beta_n \cos \theta - I_{nm} \sin \beta_n \sin \theta, (n=a,b,c,d,e) = x_n I_m \cos \theta - y_n I_m \sin \theta \quad (14)$$

由式(13)和(14)得:

$$\begin{cases} 2x_a - x_b - x_c + \sqrt{3}x_d - \sqrt{3}x_e = 6 \\ 2y_a - y_b - y_c + \sqrt{3}y_d - \sqrt{3}y_e = 0 \\ \sqrt{3}x_b - \sqrt{3}x_c + x_d + x_e = 0 \\ \sqrt{3}y_b - \sqrt{3}y_c + y_d + y_e = 0 \end{cases} \quad (15)$$

除此之外,对两套绕组中性点相互隔离模型下的各相电流还应满足如下约束条件:

所以

$$\begin{cases} 2i_a - i_b - i_c + \sqrt{3}i_d - \sqrt{3}i_e = 6I_m \cos \theta_c \\ \sqrt{3}i_b - \sqrt{3}i_c + i_d + i_e = 6I_m \sin \theta_c \end{cases} \quad (13)$$

令

$$\begin{cases} x_a + x_b + x_c = 0 \\ y_a + y_b + y_c = 0 \\ x_d + x_e = 0 \\ y_d + y_e = 0 \end{cases} \quad (16)$$

为了求得方程组的最优解,以定子铜耗最小为优化目标,建立目标函数:

$$F_1 = \sum_{m=a}^e (x_m^2 + y_m^2) \quad (17)$$

由此构建拉格朗日函数：

$$\begin{aligned}
 L_1 = & \sum_{m=1}^c (x_m^2 + y_m^2) + \lambda_1(2x_a - x_b - x_c + \sqrt{3}x_d - \sqrt{3}x_e - 6) + \lambda_2(2y_a - y_b - y_c + \sqrt{3}y_d - \sqrt{3}y_e) \\
 & + \lambda_3(\sqrt{3}x_b - \sqrt{3}x_c + x_d + x_e) + \lambda_4(\sqrt{3}y_b - \sqrt{3}y_c + y_d + y_e - 6) + \lambda_5(x_a + x_b + x_c) + \lambda_6(y_a + y_b + y_c) \\
 & + \lambda_7(y_a + y_b + y_c) + \lambda_8(x_d + x_e) + \lambda_9(y_d + y_e)
 \end{aligned} \quad (18)$$

采用拉格朗日乘数法,通过 MATLAB 中 fmincon 函数,求得各相电流表达式:

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos \theta \\ i_b = 1.803I_m \cos(\theta - 106^\circ) \\ i_c = 1.803I_m \cos(\theta + 106^\circ) \\ i_d = 0.866I_m \cos \theta \\ i_e = 0.866I_m \cos(\theta - 180^\circ) \end{cases} \quad (19)$$

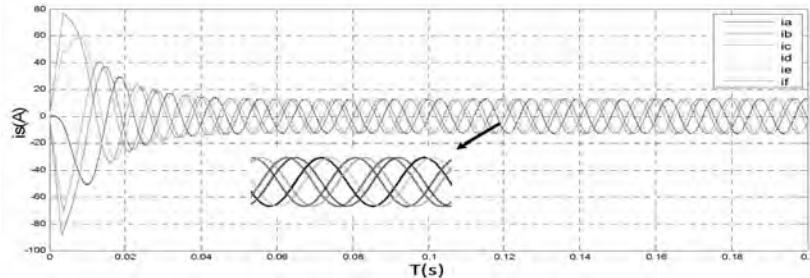
3 仿真结果分析

根据双三相 PMSM 的绕组结构特点,并考虑到后续对电机开路故障容错控制的通用性,本文

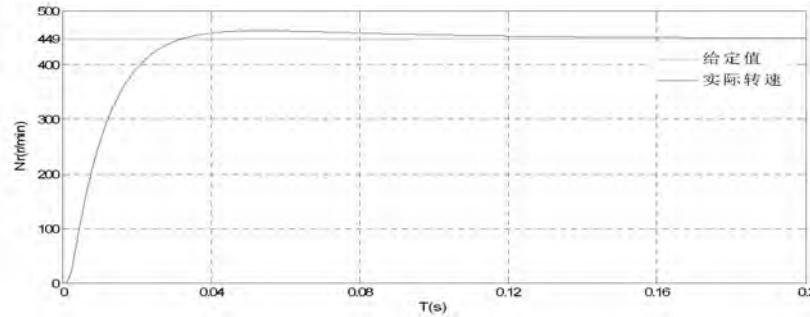
采用基于双 d-q 坐标变换的矢量控制法,在 SIMULINK 中搭建双三相 PMSM 驱动控制系统的仿真模型,其中使用的电机仿真参数如下:定子电阻 $R=1.4\Omega$,极对数 $n_p=11$,永磁体磁链 $\psi_i=0.35\text{Wb}$,d 轴电感 $L_d=8e^{-3}\text{mH}$,q 轴电感 $L_q=8e^{-3}\text{mH}$,转动惯量 $J=0.2\text{kg}\cdot\text{m}^2$,阻尼系数 $B=0\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$ 。

仿真条件设置为:直流母线电压 $U_d=250V$,机械角速度给定值设置为 $\omega_m=47\text{rad/s}$,负载转矩 $T_L=150\text{N}\cdot\text{m}$ 。电机带载启动,双三相 PMSM 各运行状况下的仿真结果如下列图所示。

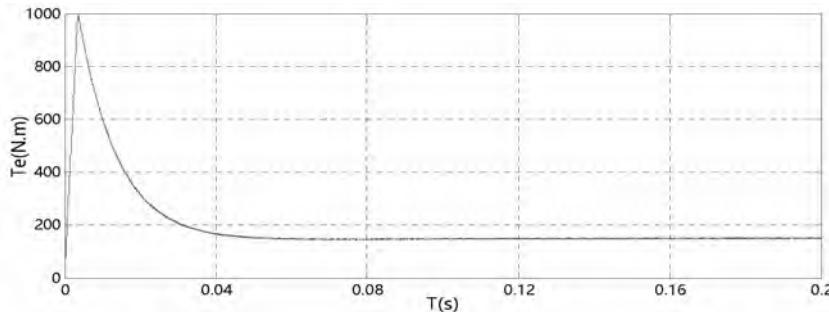
(1) 正常运行



(a) 六相相电流变化曲线

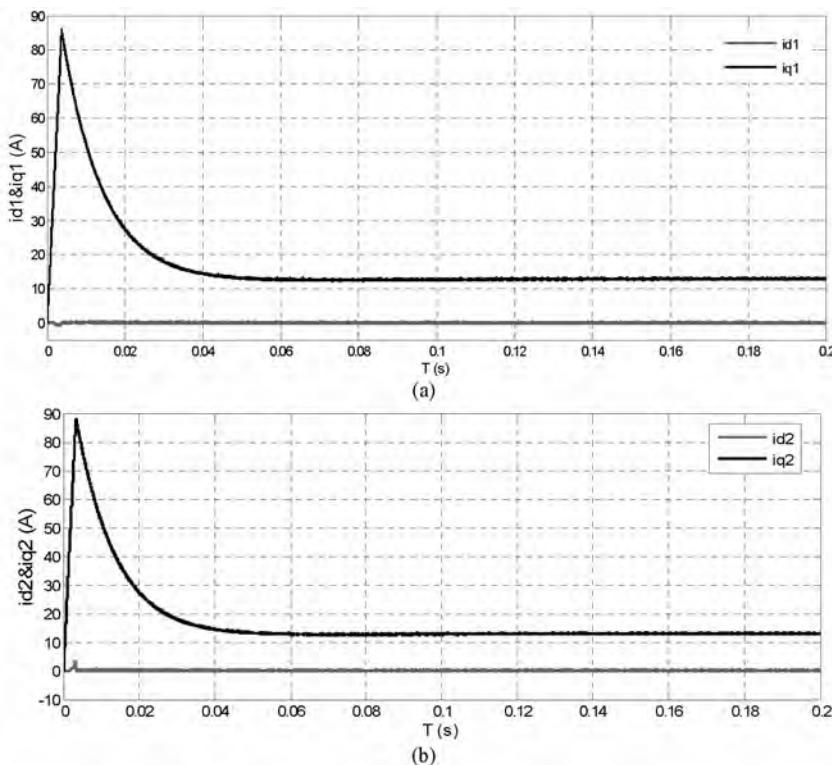


(b) 转速 N_r 变化曲线



(c) 电磁转矩 T_e 的变化曲线

图 4 电机六相相电流、转速和电磁转矩仿真变化曲线

图 5 (a) 第一套绕组 i_d 、 i_q 电流变化曲线 (b) 第二套绕组 i_d 、 i_q 电流变化曲线

相比于传统矢量控制方法, 基于双 d-q 坐标变换的电流滞环控制具有较好的控制效果。图 4(a)中, 同一套绕组内的电流分量依次相差 120° , 绕组间相电流 AF、BE、CF 依次相差 30° 。定子相电流具有更加光滑的正弦波形, 其谐波含量较少; 图 5 中两套绕组具有相同的电流幅值, 电流 i_{d1} 和 i_{d2} 、电流 i_{q1} 和 i_{q2} 都相同, 说明两套绕组采用相同的 i_q

的控制策略具有良好的优化绕组间不平衡电流的作用。从图 4(b)和(c)电机转速、电磁转矩的变化可以看出, 电磁转矩能够在 0.05s 左右达到稳定值且脉动小; 转速响应的上升时间为 0.03s, 调节时间为 0.16s, 超调约为 1%, 速度响应快, 并且超调量小, 说明系统具有优越的动态性能。

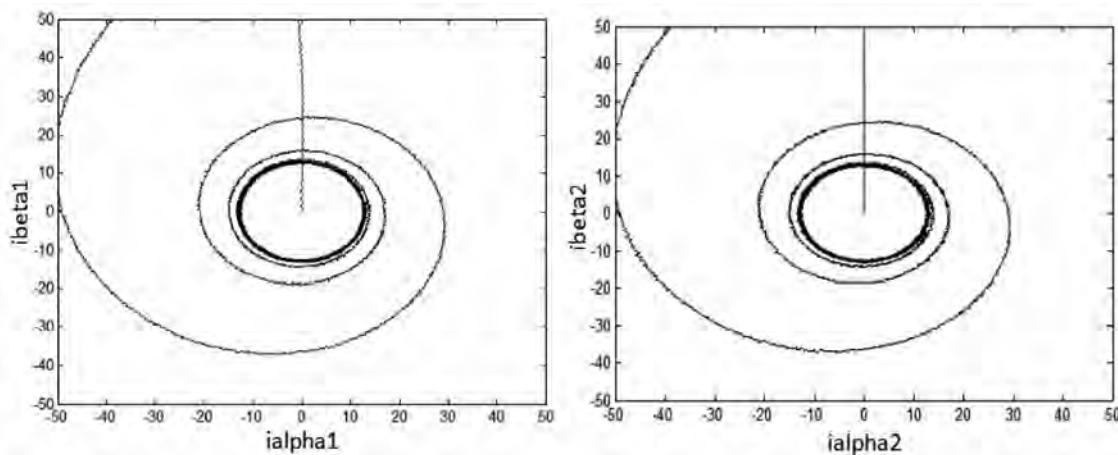


图 6 双 d-q 坐标系变换下电机运行电流圆图

图 6 分别为基于双 d-q 坐标变换的电机两套绕组的电流圆图, 横坐标为 i_α , 纵坐标为 i_β , 电机稳定运行时其轨迹刚好为圆形, 并且具有相同的幅值, 说明本控制策略可以实现两套绕组的独立控制, 具有较好的稳态性能和较小的谐波分量。

因此, 从上述仿真结果可以看出基于滞环电流环控制的控制策略具有良好的实时性, 能够较好地跟踪电流的期望值。

(2) 故障运行

基于(1)部分的分析, 为了观察在相缺相而控制策略不变时双三相电机系统的性能变化, 进行如下仿真: 0.2 s 时 F 相开路, 系统没有施加优化的容错控制方法; 0.5 s 时负载转矩由 $150N\cdot m$ 增加至 $200N\cdot m$, 仿真中未考虑每相电流的幅限。仿真结果如图 7 所示, 依次为电机六相电流、电机转速和电磁转矩的变化波形。

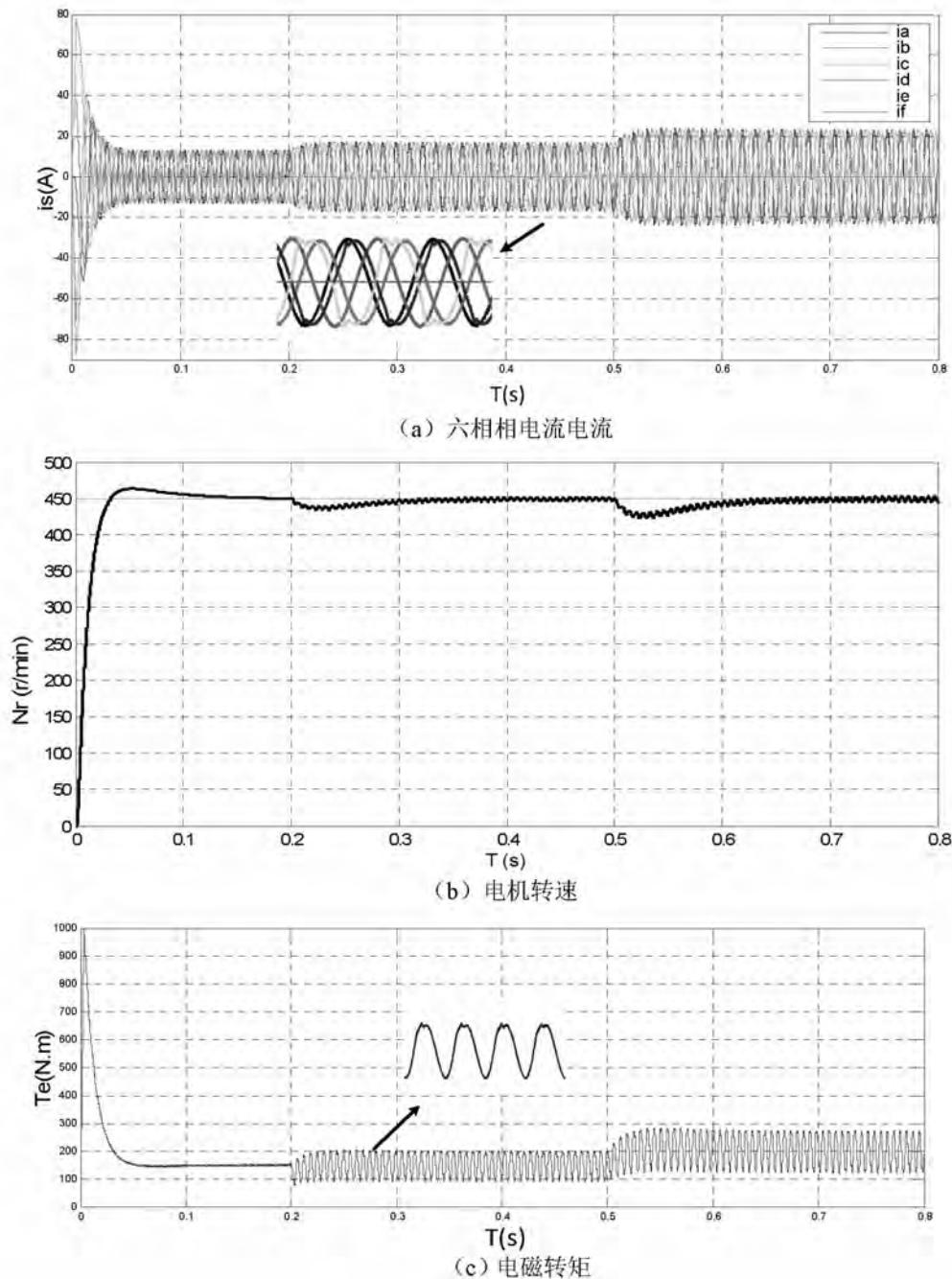


图 7 故障时电机定子电流、转速和电磁转矩波形

从图 7(a)中可以看出,当 F 相突然开路时,剩余相电流都不再对称,且具有不同程度的增大和畸变,离 F 相最近的 C 相电流增大了将近 23%,并且转矩和转速存在明显的二倍频的波动,与(1)部分的分析一致,并且随着输出转矩的增大,转矩的波动愈加明显,所以要采取适合的容错控制策略,从而抑制电磁转矩脉动。

图 8 为 F 相开路故障下的第二套绕组的电流圆图,横坐标为 $i_{\alpha 2}$,纵坐标为 $i_{\beta 2}$,其轨迹不再是圆形,存在正负序分量,这也是导致电机转矩出现二倍频脉动的根本原因。

(3) 容错控制

根据 2.2 节基于电机总磁动势不变原则求得故障后的剩余五相电流重新分配值,在容错控制仿真模型中对滞环电流控制中的剩余五相电流参

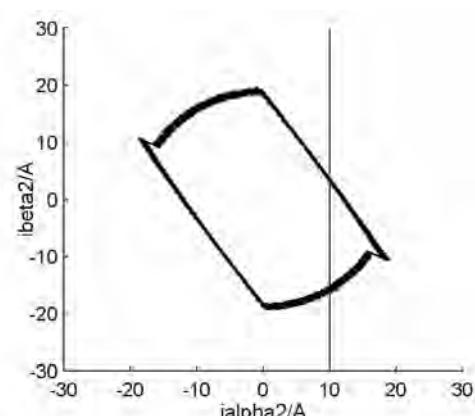


图 8 F 相开路故障时 α - β 电流轨迹图

考值进行重新设置,从而得到容错后的电机运行波形图,如图 9 所示,依次为电机电流、转速和电磁转矩的波形。

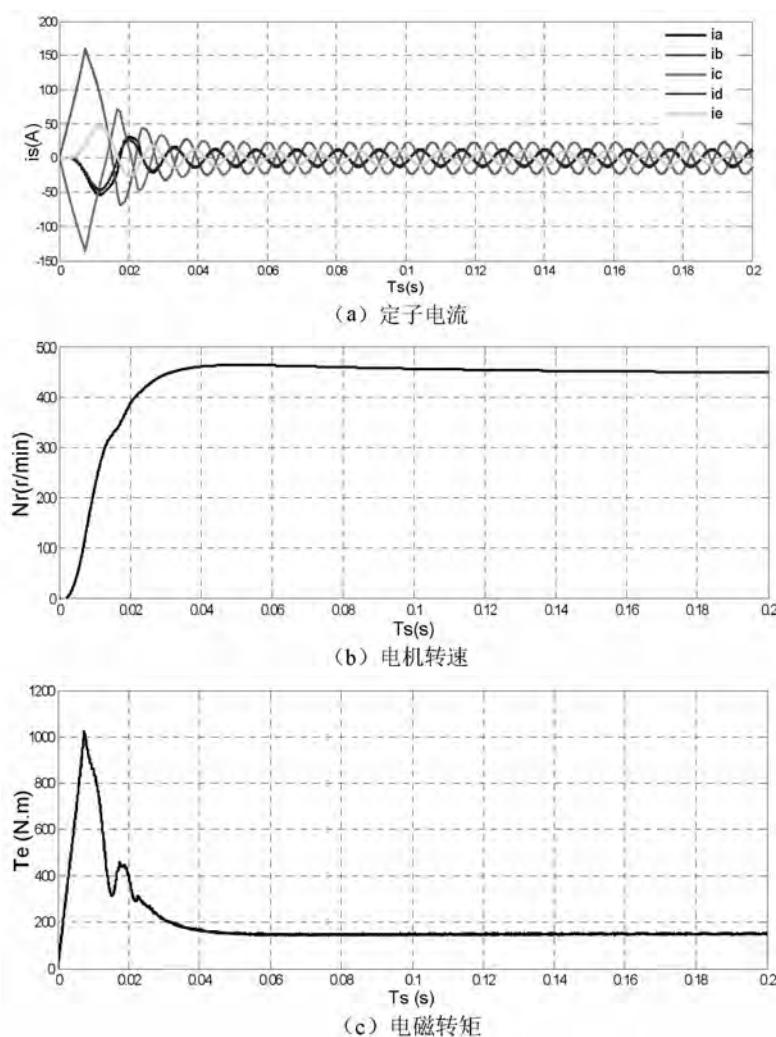


图 9 容错控制后电机定子电流、转速和电磁转矩波形

电机电流幅值的大小直接影响电机能否正常运行,当电机一相开路时,使得绕组不对称,要一定的电流去抵消产生的负序磁链分量,同时还要保证与正常运行时相同的正序磁链,所以就要提高电流的幅值。对比图8(b)和(c)可以看出电流重新分配后的转速与转矩输出波形得到了很好的改善,消除了原有的二倍频的脉动,具有较好的控制效果。相比于基于空间矢量解耦理论的控制方法,滞环控制法对于绕组不同中性点连接方式更具有通用性,而且容错控制更容易实现,从另一角度讲间接地提高了系统的可靠性。

3 结 论

本文针对双三相永磁同步电机一相开路故障提出了一种基于电流滞环控制的容错控制策略。在保证故障前后总磁动势不变的情况下,以定子铜耗最小为目标,对非故障相电流的幅值与相位进行调整,由此来消除定子绕组结构不对称的影响,实现了系统故障后的容错运行。仿真分析结果表明,虽然剩余相电流的幅值和相位各不相等,但是电机电磁转矩的脉动得到了明显的削弱。保证

了控制系统的优良动态特性。为了保持电机一相开路后较长时间运行,需要保证容错后的各相电流最大值小于其额定电流,因此,一相开路后电机必须降额输出,牺牲一定的性能。该控制策略易于实现,并且可用于各类多相电机的容错控制中,具有一定的通用性。

参 考 文 献

- [1] 郑泽东,李永东.永磁同步电机控制系统综述[J].伺服控制,2009,(1):24–26.
- [2] 杨金波.双三相永磁同步电机驱动技术研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学博士学位论文,2011.
- [3] Kianinezhad R,Nahid B,Baghli L,et al.Aspects of current regulation in indirect field oriented control of dual three phase induction machines[C]. IEEE International Conference on Industrial Technology,2006:933–938.
- [4] 王海兵.一相开路时相永磁同步电机简化容错控制策略[J].电力自动化设备,2018,(1):75–76.
- [5] Kallio S,Andriollo M,Tortella A,et al.Decoupled d-q model of double -Star interior -permanent -magnet synchronous machines [J].IEEE Transaction on Industrial Electronics,2013,60(6):1100–1109.

电磁制动器电磁吸力解析计算与设计优化

Analytical Calculation and Design Optimization of Electromagnetic Suction
for Electromagnetic Brake

陈博闻¹, 吴建华¹, 孙庆国¹, 沈梦杰²

(1. 浙江大学 电气工程学院 杭州 310027;

2. 浙江方正电机股份有限公司 乘用车电机研发部 丽水 323000)

摘要: 本文分析了摩擦盘式电磁制动器的工作原理与磁路结构, 推导了电磁制动器电磁吸力的解析计算公式, 定义了电磁吸力密度的概念, 提出了一种最大电磁吸力密度的结构优化方法。通过优化内外吸力环中磁密, 使两者相等, 实现电磁吸力密度的最大化。为验证解析计算结果的准确性与优化方案的有效性, 以一台 6N·m 电磁制动器为仿真与优化对象, 进行二维与三维有限元分析。仿真验证了电磁吸力解析计算结果的准确性以及最大电磁吸力密度结构优化方法的有效性。

关键词: 电磁制动器; 磁路计算; 电磁场仿真; 优化设计; 电磁吸力密度

Abstract: In this paper, operation principles and magnetic circuit of friction disc-based electromagnetic brake are analyzed. The concept of electromagnetic suction density is defined, and the analytical formula of electromagnetic suction is deduced for electromagnetic brake. A structure optimization method of maximum electromagnetic suction density is proposed. To maximize the electromagnetic suction density, the magnetic flux densities in the inner and outer suction annulus are optimized to be equal. In order to verify the accuracy of analytical calculation results and effectiveness of the proposed optimization scheme, the 2D and 3D finite element analysis (FEA) simulations are carried out based on a 6Nom electromagnetic brake. The accuracy of analytical results of electromagnetic suction and effectiveness of the maximum electromagnetic suction density structure optimization method are validated by simulation results.

Key words: EM brake; magnetic equivalent circuit calculation; magnetic field simulation; design optimization; electromagnetic suction density

0 引言

电磁制动器(electromagnetic brakes, EB)自上个世纪中叶问世以来, 由于其结构简单、制动可靠、耐用性强、环境适应性好等特点, 可以很好地满足工业生产要求, 因此被广泛应用于印刷业、纺织工业、军工、工业自动化、医疗等行业^[1]。电磁制动器在通电时电磁吸力抵消弹簧弹力从而使摩擦盘悬空, 断电时弹簧弹力使摩擦盘与制动板产生摩擦转矩, 完成断电制动。

早期的电磁制动器借鉴了螺线管的电磁建模方式, 通过对螺线管的电磁性能分析研究尝试建模电磁制动器^{[2]-[3]}。转矩由摩擦力产生, 通电时由电磁吸力抵消摩擦力, 转矩控制方法在文献[4]中

进行讨论。气隙是产生电磁吸力的关键, 因此需要对气隙的表面效应与瞬态磁化过程进行分析^[5]。在通电、断电瞬间, 线圈中会产生涡流, 而涡流在制动中会产生热量, 文献[6]对此进行了分析讨论。结合大量早期电磁阀模型的知识, 文献[7]对摩擦盘式电磁失电制动器精确模型的等效磁路与瞬态特性进行了仿真分析与实验验证, 现在常见的电磁制动器沿用的一般都是这个模型的变体。

近几十年, 全世界的学者在电磁制动器方面开展了丰富的研究。涡流型电磁制动器具有低噪声、低摩擦损耗、易于控制和低电流的特性, 在文献[8]中提出了一种新的设计方法可以更加凸显其特性, 在文献[9]中则基于一种自行车用涡流型电磁制动器对其特性进行了全面的定量计算与仿真

分析。在文献[10]中,一种新型的电磁制动器结构被提出,应用其快速制动的特性作传动装置的紧急制动器用。文献[11]提出了一种利用一张在不同转速和定子阻抗下的电容值分布表的三维图表辅助可再生电磁制动器设计的方法。文献[12]提出了一种基于电磁制动器的新型的辅助机器人导管插入系统的从机械手,可实现快速响应和无损夹紧。文献[13]和[14]提出了一种由励磁电流和永磁体混合励磁的电磁制动器以获得更好的控制性能。

目前国内外学者的研究主要集中在电磁制动器拓扑结构与工作原理的创新,但对电磁制动器的设计优化较少。本文通过对摩擦盘式电磁制动器(下文简称电磁制动器)的磁路进行结构分析与解析计算,进而优化磁路实现电磁吸力密度最大化。

本文首先给出电磁制动器基于转矩需求的磁路计算过程,然后有限元仿真分析与解析计算结果进行比对验证其准确性。通过有限元仿真对电磁制动器磁路结构进行分析,系统研究了电磁制动器体积不变的情况下,电磁吸力受内外环中气隙平均磁密比值的影响,提出当内圆环气隙与外圆环气隙的平均磁密比值为1时,电磁吸力可以达到最大值的结构优化原则,有限元仿真验证了结构优化原则的有效性。

1 电磁吸力解析计算

a) 原理分析

如图1所示,电磁制动器主要由磁轭、衔铁、线圈、摩擦片、盖板和弹簧构成。通电时制动器电磁吸力大于弹簧力使衔铁吸附在磁轭上,摩擦片悬空并通过六角套与转子固定随电机转动;断电时衔铁被弹簧顶压到摩擦片上,摩擦片与衔铁面和盖板面摩擦而产生制动转矩,从而使转子实现快速制动。

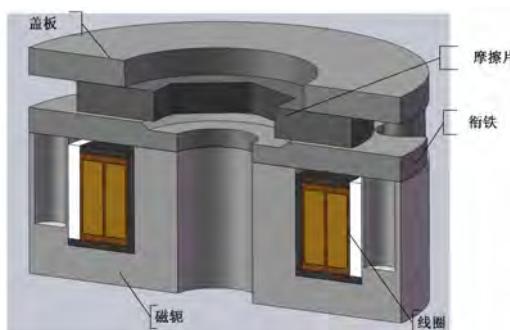


图1 电磁制动器结构示意图

电磁制动器的主要尺寸标注如图2所示。

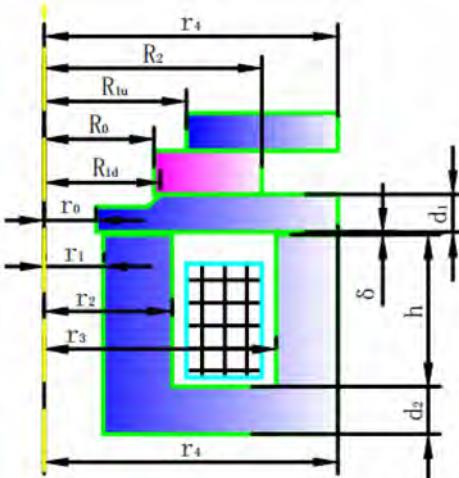


图2 主要尺寸示意图

制动转矩是电磁制动器的主要性能,制动转矩由摩擦片与衔铁、盖板之间的压力和摩擦系数产生,压力由弹簧弹力提供。参见图2,制动转矩可表达为

$$T_f = \int_{R_{lu}}^{R_2} \mu f \cdot 2\pi r dr + \int_{R_{ld}}^{R_2} \mu f \cdot 2\pi r dr \quad (1)$$

式中 μ 为摩擦片与衔铁、盖板之间的摩擦系数, f 为弹簧弹力。

材料及加工精度一定,则摩擦系数确定,制动转矩取决于弹簧弹力与摩擦片尺寸。若摩擦片尺寸保持不变,弹簧弹力越大则制动转矩越大。在线圈通电时,衔铁与磁轭之间的气隙产生电磁吸力抵消弹簧弹力,为使摩擦片悬空,要求

$$f_{el} > f \quad (2)$$

式中, f_{el} 为电磁吸力,由图2尺寸可得电磁吸力表达式为

$$f_{el} = \int_{r_1}^{r_2} \frac{B_{rm}^2 \cdot 2\pi r}{2\mu_0} dr + \int_{r_3}^{r_4} \frac{B_{rou}^2 \cdot 2\pi r}{2\mu_0} dr \quad (3)$$

式中 μ_0 为真空磁导率, B_{rm} 为内气隙磁密, B_{rou} 为外气隙磁密。

由公式(1)–(3)可在确定制动转矩与基本尺寸参数的前提下,得到电磁吸力的需求值。电磁吸力由气隙磁密与气隙面积决定,气隙磁密由线圈提供的总磁动势与磁路决定,因此电磁吸力解析计算的关键是对电磁制动器磁路的精确计算。

b) 磁路计算

由图1可见,电磁制动器的磁路是轴对称结构,由衔铁、磁轭、气隙组成,磁动势由线圈产生,

如图 3 所示。

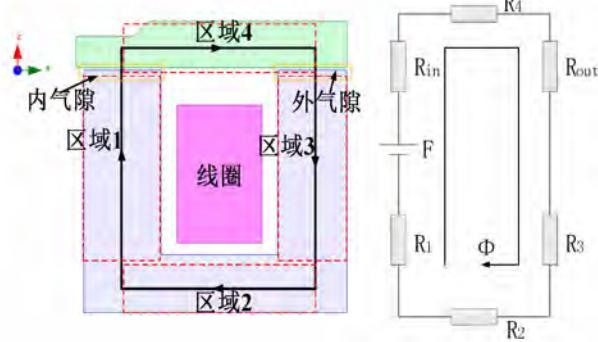


图 3 电磁制动器磁路

电磁制动器有内外两个气隙，主磁路磁通与内外两个气隙中磁动势分别为

$$\Phi = \int_{r_1}^{r_2} B_{rin} \cdot 2\pi r dr = \int_{r_3}^{r_4} B_{rou} \cdot 2\pi r dr \quad (4)$$

$$F_{in} = \Phi R_{in} \quad (5)$$

$$F_{out} = \Phi R_{out} \quad (6)$$

式中 Φ 为主磁路磁通, R_{in} 为内气隙磁阻, R_{out} 为外气隙磁阻, F_{in} 为内气隙磁动势, F_{out} 为外气隙磁动势。

在区域 1 与区域 3 中, 可认为磁密均匀分布, 由图 2 尺寸可得到如下关系式

$$B_1 S_1 = B_3 S_3 = \Phi \quad (7)$$

$$F_1 = H_1 \left(h + \frac{d_1 + d_2}{2} \right) \quad (8)$$

$$F_3 = H_3 \left(h + \frac{d_1 + d_2}{2} \right) \quad (9)$$

式中 S_1, S_3 分别为区域 1 与区域 3 的截面积, B_1, B_3 分别为区域 1 与区域 3 的磁密, H_1, H_3 分别为 B_1 与 B_3 对应的磁场强度, F_1, F_3 分别为区域 1 与区域 3 的磁动势。

区域 2 与区域 4 中磁密不是均匀分布, 磁密随着半径的增大而降低, 因此本文将这两块区域划分成十个等宽圆环, 认为每个圆环中磁密均匀分布, 由图 2 尺寸可得如下表达式

$$\Phi = 2\pi d_2 B_{2-i} \left[r_2 + \frac{2i-1}{20} (r_3 - r_2) \right] \quad (10)$$

$$F_2 = \sum_{i=1}^{10} H_{2-i} \cdot \frac{r_3 - r_2}{10} \quad (11)$$

$$\Phi = 2\pi d_1 B_{4-i} \left[r_2 + \frac{2i-1}{20} (r_3 - r_2) \right] \quad (12)$$

$$F_4 = \sum_{i=1}^{10} H_{4-i} \cdot \frac{r_3 - r_2}{10} \quad (13)$$

式中 $B_{2-1} \sim B_{2-10}, B_{4-1} \sim B_{4-10}$ 分别为区域 2 与区域 4 中十个等宽圆环内磁密, $H_{2-1} \sim H_{2-10}, H_{4-1} \sim H_{4-10}$ 分别为 $B_{2-1} \sim B_{2-10}$ 与 $B_{4-1} \sim B_{4-10}$ 对应的磁场强度。

由公式(4)-(13)可以得到线圈内磁动势为

$$F_0 = NI = F_{in} + F_{out} + F_1 + F_2 + F_3 + F_4 \quad (14)$$

式中 I 为绕组内电流, N 为线圈匝数, F_0 为总磁动势。

由公式(4)-(14), 在确定线圈总磁动势与制动器主要尺寸参数的前提下, 即可计算出气隙磁密, 代入公式(3)可解析计算得到电磁吸力。

c) 仿真验证

表 1 为一台 6N·m 电磁制动器的主要参数。

表 1 电磁制动器主要参数

| 参数 | 值 |
|------------------|------|
| 内气隙内径 r_1/mm | 6.25 |
| 内气隙外径 r_2/mm | 13.5 |
| 内气隙内径 r_3/mm | 24.5 |
| 内气隙内径 r_4/mm | 31 |
| 槽深度 h/mm | 16 |
| 衔铁厚度 d_1/mm | 4 |
| 磁轭底部厚度 d_2/mm | 5 |
| 气隙长度 δ/mm | 0.25 |
| 摩擦片摩擦系数 μ | 0.45 |
| 弹簧弹力 f/N | 360 |

基于表 1 所给尺寸构建电磁制动器三维有限元仿真模型, 在 ANSYS Maxwell 中进行分析, 电磁场仿真结果如图 4 所示。

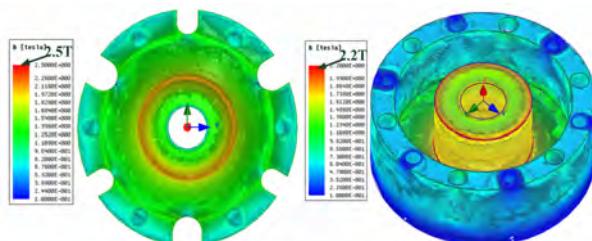


图 4 电磁制动器磁场仿真结果

对图 4 有限元模型进行电磁吸力计算, 仿真计算结果与本文解析计算结果具有良好的一致

性,如表 2 所示。

表 2 电磁吸力仿真值与解析计算值对比

| 参数 | 值 |
|--|-----|
| 电磁吸力仿真值 $f_{el}(120^{\circ}\text{C})/\text{N}$ | 365 |
| 电磁吸力计算值 $f_{el}(120^{\circ}\text{C})/\text{N}$ | 362 |

2 设计优化

本文引入电磁吸力密度概念以评测电磁制动器结构设计的优劣。电磁吸力密度 γ_{el} 定义为电磁制动器单位体积所产生的电磁吸力,如下所示

$$\gamma_{el} = \frac{f_{el}}{V_{mag}} \quad (15)$$

式中 V_{mag} 表示包含总磁路的最小密封体, 定义如下

$$V_{mag} = \pi \left[(r_4^2 - r_0^2) d_1 + (r_4^2 - r_1^2)(h + d_2 + \delta) \right] \quad (16)$$

对于电磁吸力,由公式(3)不难看出,电磁吸力的大小由内外两个气隙的磁密与面积决定。对公式(3)进行进一步化简可以得到电磁吸力与气隙平均磁密、主磁路磁通的关系式为

$$f_{el} = \frac{\Phi(B_{rin}^* + B_{roul}^*)}{2\mu_0} \quad (17)$$

式中 B_{rin}^* 、 B_{roul}^* 分别为内气隙与外气隙的平均磁密,定义如下

$$\frac{B_{rin}^{*2} \int_{r_1}^{r_2} 2\pi r dr}{2\mu_0} = \int_{r_1}^{r_2} \frac{B_{rin}^2 \cdot 2\pi r dr}{2\mu_0} \quad (18)$$

$$\frac{B_{roul}^{*2} \int_{r_3}^{r_4} 2\pi r dr}{2\mu_0} = \int_{r_3}^{r_4} \frac{B_{roul}^2 \cdot 2\pi r dr}{2\mu_0} \quad (19)$$

由公式(17)可以看到,在磁通不变的条件下,内外气隙平均磁密总和越高则电磁吸力越大。受公式(4)与内径外径尺寸约束,内外环一个气隙平均磁密升高必然会导致另一个气隙平均磁密降低,因此当内外环气隙平均磁密相等时有可能获得电磁吸力的最大值,此时有

$$\frac{B_{rin}^*}{B_{roul}^*} = 1 \quad (20)$$

本文利用有限元仿真对公式(20)进行了验证。由于三维模型的仿真速度较慢,结构更改涉及的参数较多,总体效率较低,因此本文使用去除所有弹簧孔、螺纹孔与凹槽设计的简化二维模型进行讨论。简化二维模型的电磁吸力仿真结果与三维模型存在一定偏差,但是不会改变电磁吸力特性的变化趋势。在二维有限元仿真时保持模型的槽截面积、槽满率、线圈磁动势与 r_0, r_1, r_4 不变,仅调整 r_2, r_3 使得内外吸力环中的平均磁密的比值发生变化,对电磁制动器模型进行仿真分析,得到结果如图 5 所示。

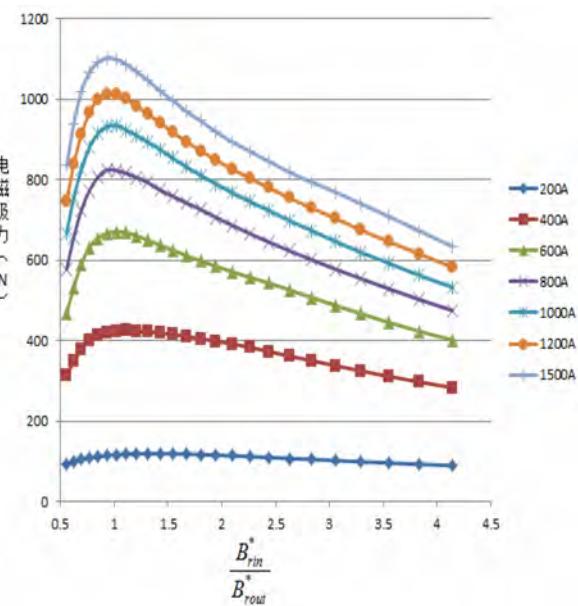


图 5 电磁吸力在不同磁动势下随气隙平均磁密比变化曲线

通过图 5,可以观察到随着线圈磁动势从 200 安匝增加到 1500 安匝,电磁吸力均在内外气隙平均磁密值相等时达到最大值,可认为调整内外气隙平均磁密值使其相等可实现电磁制动器结构的最优设计。磁动势较小时,整个磁路中磁密较低,磁密与磁场强度近似呈线性关系,因此优化的效果不是很明显。随着线圈磁动势的提升,在一些区域开始出现磁路饱和现象,优化结构可有效缓解磁路饱和现象,从而明显提升电磁吸力。

表 1 结构参数电磁制动器的气隙磁密波形如图 6 所示,可以观察到电磁制动器内气隙的磁密为 1.5T 左右,外气隙的磁密仅为 0.5T 左右,磁密分布严重不均匀。根据本文提出的优化原则,调整

电磁制动器尺寸使内外气隙平均磁密相等, 优化后气隙磁密波形如图 6 所示。

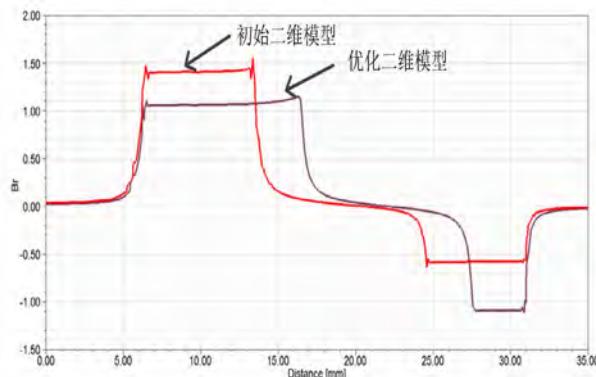


图 6 优化前后气隙磁密波形

对优化前后电磁制动器的简化二维有限元仿真模型进行比较分析, 电磁吸力仿真值对比如表 3 所示, 可以观察到电磁吸力提升了 27%, 由于没有发生变化, 电磁吸力密度也提升了 27%。

表 3 优化前后电磁吸力对比

| 参数 | 值 |
|---------------------|-----|
| 电磁吸力值 f_d (优化前)/N | 527 |
| 电磁吸力值 f_d (优化后)/N | 671 |

3 仿真验证

基于本文所提出的结构优化原则, 构建了电磁制动器三维有限元模型, 对表 1 电磁制动器进行了优化, 调整尺寸使内气隙与外气隙平均磁密接近相等, 优化前后的三维有限元仿真对比如表 4 所示。可以观察到制动转矩与电磁吸力均提升了约 15%, 电磁吸力密度提升了约 17%。

表 4 电磁制动器优化前后主要参数

| 参数 | 初始模型 | 优化模型 |
|-------------------|------|------|
| 内气隙内径 r_1 /mm | 6.25 | 6.25 |
| 内气隙外径 r_2 /mm | 13.5 | 15.5 |
| 内气隙内径 r_3 /mm | 24.5 | 25.5 |
| 内气隙内径 r_4 /mm | 31 | 32 |
| 槽深度 h /mm | 16 | 14.5 |
| 衔铁厚度 d_1 /mm | 4 | 4 |
| 磁轭底部厚度 d_2 /mm | 5 | 4.5 |
| 气隙长度 δ /mm | 0.25 | 0.25 |

(续上表)

| 参数 | 初始模型 | 优化模型 |
|---|-----------------------|-----------------------|
| 摩擦片摩擦系数 μ | 0.45 | 0.45 |
| 电磁吸力 $f_d(120^\circ\text{C})/\text{N}$ | 365 | 420 |
| 电磁吸力密度 $\gamma_d/\text{N}\cdot\text{mm}^{-3}$ | 4.98×10^{-3} | 6.16×10^{-3} |
| 制动转矩 $T_f/\text{N}\cdot\text{m}$ | 6.0 | 6.9 |

优化模型的电磁场仿真结果如图 7 所示。可以观察到, 电磁制动器磁路中的磁密分布变得更为均匀, 几乎没有磁饱和的区域。

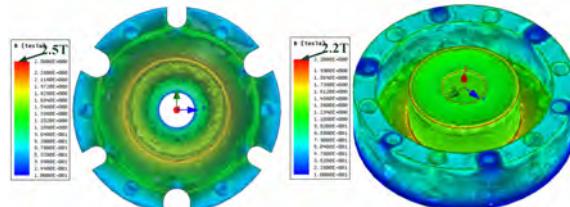
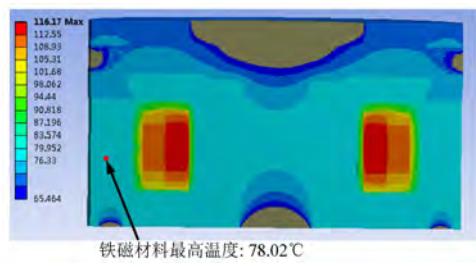
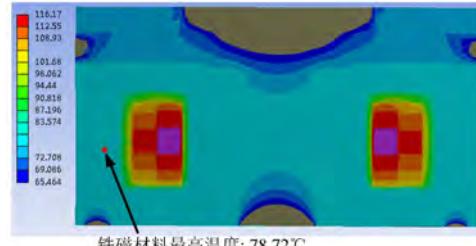


图 7 优化模型磁场仿真结果

优化模型与初始模型的温度场仿真结果如图 8(a)与(b)所示。可以观察到, 线圈与铁磁的材料温度几乎没有变化。



(a) 初始模型



(b) 优化模型

图 8 温度场仿真结果

4 结论

本文基于磁路分析与解析计算, 定义了电磁吸力密度的概念, 针对摩擦盘式电磁制动器提出

一种磁路优化原则，解决了电磁制动器磁路利用率不高、电磁吸力密度较低的问题，并进行了二维与三维有限元仿真，仿真结果表明：

1) 在 V_{mag} 与 Φ 保持不变的前提下，电磁吸力随内外气隙平均磁密的比值而变化，当内外环平均磁密的比值为 1 时达到电磁吸力最大值，即电磁吸力密度最大值。

2) 对于一台 $6\text{N}\cdot\text{m}$ 电磁制动器，优化其结构参数使内外环气隙平均磁密趋于相等，有效提升了其制动转矩与电磁吸力密度，同时保持温度几乎不变，验证了所提结构优化原则的有效性。

参 考 文 献：

- [1] Y. Yasa, E. Sincar, B. T. Ertugrul, and E. Mese."Design considerations of electromagnetic brakes for servo applications [C]//International Symposium on Industrial Electronics. Istanbul, Turkey: ISIE Committee, 2014: 768–774.
- [2] B. Lequesne. Dynamic model of solenoids under impact excitation, including motion and body currents. II [C]//IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Pittsburgh, PA, USA: IEEE Industry Applications Society, 1988: 149–157.
- [3] B. Lequesne. Dynamic–model of solenoids under impact excitation, including motion and eddy currents [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1990, 26(2): 1107–1116.
- [4] C. A. Lister. Electromagnetic brake with controllable torque [J]. Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, Part II: Applications and Industry, 1961, 80(3): 139–142.
- [5] S. Yamada, Y. Kanamaru, and K. Bessho. The transient magnetization process and operations in the plunger type electromagnet [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1976, 12(6): 1056–1058.
- [6] R. Shemanske. Electronic motor braking[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1983, 19(5): 824–831.
- [7] T. T. Vekara, J. T. Eriksson, and J. T. Tanttu. Dynamic model of an electromagnetic massive core brake actuator[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1996, 32(3): 1970–1974.
- [8] M. A. Q. Cunha, A. H. Pereira, C. R. Schimidlin, and P. P. Reboucas. Eddy currents electromagnetic brake device[J]. IEEE Latin America Transactions, 2016, 14(8): 3643–3647.
- [9] C. Stoica, L. Melcescu, E. Lefter, and L. M. Constantinescu. Computation of the characteristics eddy current electromagnetic brake for a bicycle, by the finite element method 3D [C]//International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment. Basov, Romania: ICOEEE Committee, 2010: 436–440.
- [10] B. V. R. Kumar, K. Sivakumar, Y. S. Rao, and S. Karunanidhi. Design of a new electromagnetic brake for actuator locking mechanism in aerospace vehicle [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(11): 1–6.
- [11] J. N. Bae, Y. E. Kim, Y. W. Son, H. S. Moon, C. H. Yoo, T. C. Jung, et al.. Design and analysis of a regenerative electromagnetic brake [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2014, 50(11): 1–4.
- [12] L. Zhang, S. Guo, H. Yu, and Y. Song. Design and principle analysis for electromagnetic brake clamping mechanism of a novel slave manipulator [C]//International Conference on Mechatronics and Automation. Harbin, China: ICMA Committee, 2016: 490–495.
- [13] R. Yazdanpanah and M. Mirsalim. Design of robust speed and slip controllers for a hybrid electromagnetic brake system [J]. IET Electric Power Applications, 2015, 9(4): 307–318.
- [14] R. Yazdanpanah and M. Mirsalim. Hybrid electromagnetic brakes: design and performance evaluation[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2015, 30(1): 60–69.

基于齿冠偏心内凹结构的工业机器人用 PMSM 转矩波动抑制

Reducing Torque Ripple of A Permanent Magnet Motor Used in Industrial Robots Based on Structure of Eccentric and Concave Stator Tooth

王伟

(广东工业大学, 广东广州, 510006)

摘要: 为了优化工业机器人用 36 槽 8 极永磁同步电动机 (PMSM)，提出了定子齿冠偏心内凹的结构。该结构基于不等气隙的思想，并利用有限元分析软件 ANSYS Maxwell 对采用该结构的 PMSM 进行建模仿真，研究了不同偏心距下电机的气隙磁场总谐波畸变率 (THD)、反电动势总谐波畸变率 (THD) 以及转矩波动系数，并分析了偏心内凹结构对于齿槽转矩的影响。仿真实验结果表明，采用定子齿冠偏心内凹结构，可以改善气隙磁密波形，并有效地抑制输出转矩的波动和降低齿槽转矩的幅值。

关键词: 有限元仿真 齿冠偏心 总谐波畸变率 转矩波动 齿槽转矩

Abstract: In order to optimize the permanent magnet synchronous motor(PMSM) used in industrial robots with 36 slots and 8 poles, the structure of eccentric and concave stator tooth is proposed. This structure is based on the thinking of different air gap length, and the finite element analysis software ANSYS Maxwell is used to model and analyze the PMSM with the structure. The total harmonic distortion of the air gap magnetic field, the total harmonic distortion of the back EMF, the torque ripple coefficient under different eccentric distances are studied, and the influence of the structure of eccentric and concave stator tooth for cogging torque is analyzed. The simulation experiment results show that the structure of eccentric and concave stator tooth can effectively improve the air gap flux density waveform, reducing output torque ripple and amplitude of cogging torque.

Key words: finite element simulation, eccentric stator tooth, total harmonic distortion, torque ripple, cogging torque

0 引言

机器人技术是机械工业的核心技术之一，以工业机器人等为主体的技术与装备将成为未来制造强国的重要标志，在促进我国智能制造的发展，推动工业机器人产业化突破方面具有重要的意义^[1]。本文主要围绕工业机器人三大关键零部件核心技术之一的高性能永磁同步交流伺服电动机展开研究，对工业机器人用伺服电机的特殊要求之一(转矩波动性)进行分析。根据 PMSM 的工作原理，PMSM 是利用定子的电枢磁场与转子的主磁极磁场相互作用，产生电机转矩驱动转子转动，从而驱使电机工作。然而转矩波动是影响电机转矩运行稳定的关键因素，是衡量永磁电机性能好坏的重要参考值。其主要来源有以下几方面：气隙磁密波形畸变、反电动势谐波、齿槽转矩以及驱动电流谐

波。因此，解决转矩波动的产生问题，对永磁同步电机的运行性能至关重要，同时，保持较低的转矩波动有利于永磁同步电机的转矩稳定输出，确保工业机器人动作时的准确性和平稳性^[2]。

文献[3]从转子静态偏心的角度考虑，通过数学推导和有限元方法的对比分析，分别验证了 GCD(Z,2p) 大于 1 和等于 1 的情况下，对电机气隙磁密、空载反电动势和转矩波动的影响。文献[4]提出磁钢分段斜极角的设计方法改善了电机负载时气隙磁密和反电势波形，降低了气隙磁密和反电势波形畸变率，同时削弱了转矩波动。文献[5]总结归纳了导致转矩波动的因素，分别从电动机本体设计、电机结构和加工工艺、运行方式以及驱动控制器等方面阐述产生的机理和特点，重点讨论了因电磁原因而引起的转矩波动。文献[6]基于传统的占空比调制的永磁同步电机直接转矩控制

(DTC)方法,通过分析有效电压矢量和零矢量对转矩波动和磁链波动的影响,来选择占空比计算方式,同时引入零矢量改变传统的开关表,可以有效减小转矩波动和磁链波动。文献[7]分别从分数槽、极弧系数、削角以及降低频率等方面行了转矩波动的对比,为优化永磁同步电机提供了参考依据。

本文以一台工业机器人用36槽8极永磁同步电动机为对象,提出定子齿冠偏心内凹的结构。针对该电机的转矩波动性,对不同偏心距下的电机模型进行有限元仿真分析,研究了齿冠偏心控制在合理区间内的电机气隙磁场THD、反电动势THD以及转矩波动系数,并分析了齿冠偏心内凹对于齿槽转矩的影响。

1 定子齿冠偏心内凹结构的理论分析及设计

永磁同步电机的气隙磁通密度,在很大程度上影响了电机的反电动势、转矩波动等电机性能,所以气隙磁密波形的优劣直接影响电机性能优劣。永磁电机在合适的气隙磁密波形下(正弦性),可以减小气隙磁密谐波,有效地削弱电机转矩波动。

基于不等气隙的思想,提出齿冠偏心内凹结构,如图1所示。通过在合理区间内控制齿冠的偏心程度,保持齿冠两端气隙长度不变,使齿冠弧形表面朝定子轭部方向内凹,中部气隙长度逐步增大,内凹后弧形表面关于定子齿的中轴线依然对称。将定子内径和转子外径的同圆心结构改成不等圆心结构,使得具有内凹弧形表面的定子齿能够增加定子铁芯与转子之间的气隙的长度,进而增加电机运行时的有效气隙长度,达到改变齿冠形状来等效不均匀气隙的效果。通过气隙长度不均匀来改善磁场波形,这样使得不均匀气隙长度沿圆周方向由大变小,再由小变大,呈正弦规律变化,使电机定子齿冠类似于正弦形状,从而使得气隙磁密波形更加趋于正弦,如图2所示。

本文提出的齿冠偏心内凹结构具体设计如图3所示。

图中,O为电机定子(转子、转轴)轴心,O'为齿冠偏心中心,R为原始结构定子半径,H为偏心距,L为偏心半径,X为偏心导致的定子齿内凹长

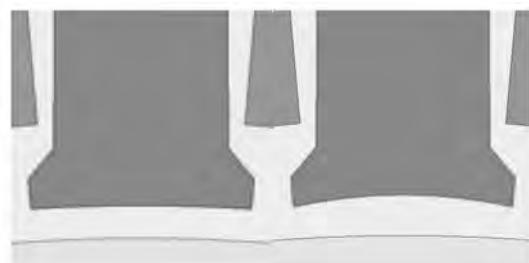


图1 单个定子齿冠偏心前和偏心后的对比



图2 1/8圆的定子齿冠偏心前和偏心后的对比

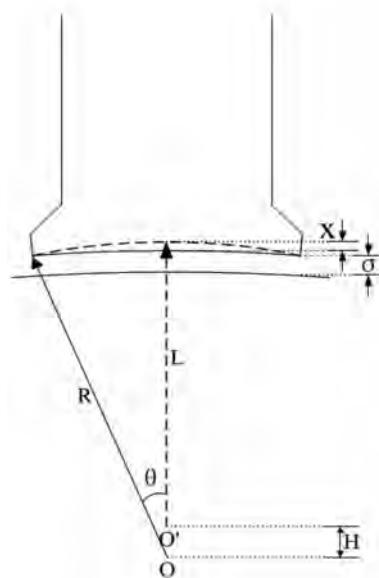


图3 定子齿冠偏心内凹结构

度, θ 为半个定子齿冠对应机械角度,则电机定子半径 $r_{change} = H + L$ 。保持齿冠两端气隙长度 σ 不变的情况下,改变偏心距 H ,依据定子结构有如下关系式:

$$\begin{cases} R + X = H + L = r_{change} \\ L^2 = H^2 + R^2 - 2HR \cos\theta \end{cases} \quad (1)$$

由公式(1)可得偏心距 H 与定子齿冠内凹长度 X 之间的关系,如式(2):

$$X = H - R + \sqrt{H^2 + R^2 - 2HR\cos\theta} \quad (2)$$

可以看出,随着偏心距 H 的增大,定子齿冠内凹长度 X 不断增加。这样定子齿冠中部气隙长度变宽,而定子齿冠两端气隙长度不变,使得不均匀气隙长度沿圆周方向由大变小,再由小变大,呈正弦规律变化,使气隙磁场波形保持较好的正弦性,从而对气隙谐波畸变率和转矩波动起到抑制作用^[8]。

2 PMSM 转矩波动及仿真分析

针对 36 槽 8 极工业机器人用永磁同步电动机,采用 ANSYS Maxwell 2D 建立电机偏心模型,齿冠偏心取值区间为 0mm 到 70mm 之间,每次间隔 5mm,直至到最大偏心距结束仿真分析。根据仿真结果,对频谱分析图及快速傅里叶变换(FFT)分析图进行数据转换并做预处理,分别计算气隙磁场 THD、反电动势 THD 和转矩波动系数。通过 MATLAB 数学软件编辑评价气隙磁密波形和反电动势波形正弦性的 THD 公式,如式(3),

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^N \left(\frac{G_n}{G_1} \right)^2} \quad (3)$$

其中, N 为预处理后选定范围的谐波最高次数, G_1 为基波幅值, G_n 为谐波幅值。同时,转矩波动系数 K 按照如下公式(4)计算,

$$K = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{\max} + T_{\min}} \quad (4)$$

其中, T_{\max} 为稳态下输出转矩的最大值, T_{\min} 为稳态下输出转矩的最小值。

最后齿冠偏心内凹的气隙磁密基波幅值、反电动势基波幅值、气隙磁密 THD, 反电动势 THD 以及转矩波动系数的数据汇总如表 1。

根据对偏心内凹结构的仿真分析,绘制不同偏心距下气隙磁密 THD 和反电动势 THD 分别与转矩波动系数的变化趋势图,如图 4、图 5 所示。

从表 1、图 4、图 5 中可以看出,气隙磁密与反电动势基波幅值趋于稳定,气隙磁密 THD、反电动势 THD、转矩波动系数呈下降趋势。同齿冠偏心内凹前对比,气隙磁密 THD 最大下降 4.53%,反电动势 THD 最大下降 2.13%, 转矩波动系数最大下降

表 1 不同偏心距的计算结果

| 偏心距离 /mm | 气隙磁密 | | 反电动势 | | 转矩波 动系数 K/% |
|-------------|------------|-----------|------------|-----------|-------------------|
| | 基波幅值 /T | THD /% | 基波幅值 /T | THD /% | |
| 0 | 0.8664 | 28.65 | 263.8100 | 17.20 | 8.81 |
| 5 | 0.8661 | 28.67 | 263.8045 | 17.13 | 8.79 |
| 10 | 0.8652 | 28.60 | 263.7431 | 17.12 | 8.73 |
| 15 | 0.8649 | 28.51 | 263.7056 | 17.09 | 8.70 |
| 20 | 0.8642 | 28.47 | 263.6594 | 17.04 | 8.65 |
| 25 | 0.8636 | 28.38 | 263.6114 | 17.01 | 8.61 |
| 30 | 0.8627 | 28.28 | 263.5436 | 16.99 | 8.55 |
| 35 | 0.8617 | 28.19 | 263.4580 | 16.96 | 8.51 |
| 40 | 0.8604 | 27.98 | 263.3501 | 16.94 | 8.46 |
| 45 | 0.8587 | 27.85 | 263.2055 | 16.93 | 8.43 |
| 50 | 0.8565 | 27.60 | 262.9978 | 16.92 | 8.31 |
| 55 | 0.8535 | 27.19 | 262.6911 | 16.90 | 8.14 |
| 60 | 0.8486 | 26.62 | 262.1907 | 16.90 | 7.86 |
| 65 | 0.8385 | 25.60 | 261.0330 | 16.87 | 7.34 |
| 70 | 0.8144 | 24.12 | 257.7037 | 15.07 | 5.68 |

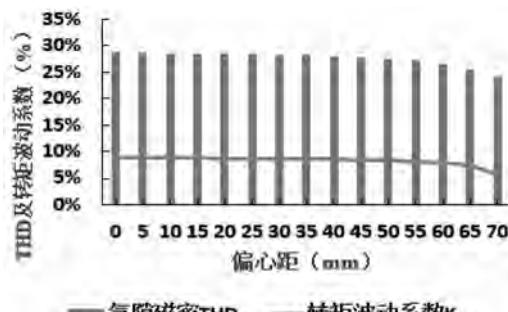


图 4 不同偏心距下气隙磁密 THD 和转矩波动系数的变化趋势

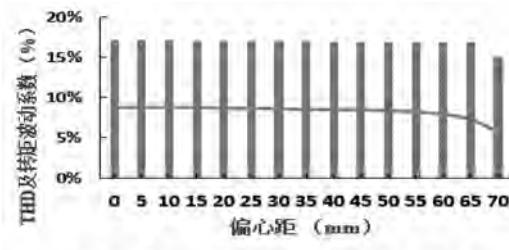


图 5 不同偏心距下反电动势 THD 和转矩波动系数的变化趋势

3.13%。

2.1 齿冠偏心内凹对气隙磁密的影响

永磁电机气隙磁密由两大磁源提供,即永磁体励磁(开路磁场)和通电绕组励磁(电枢反应磁场)^[10]。为获得气隙磁场分布,先假设定、转子表面

光滑无槽，分别计算永磁体励磁磁场和通电绕组励磁磁场，再考虑定/转子开槽的影响，计算气隙相对磁导，最后通过线性叠加获得合成气隙磁通密度，如式(5)：

$$B(\theta, t) = (B_{PM} + B_{coil}) \cdot \lambda \quad (5)$$

其中， $B(\theta, t)$ 为合成气隙磁通密度， B_{PM} 为永磁体励磁磁通密度， B_{coil} 为通电绕组励磁磁通密度， λ 为相对气隙磁导。

为了更好验证非均匀气隙的齿冠偏心内凹结构是否可以使气隙磁密波形更加趋于正弦性，根据仿真结果，已知当偏心距 $H=70\text{mm}$ 时，气隙磁密 THD 取得最小值 24.12%，如表 1 所示。绘制此时偏心距为 70mm 的气隙磁密波形与偏心前气隙磁密波形对比图，如图 6、图 7 所示。

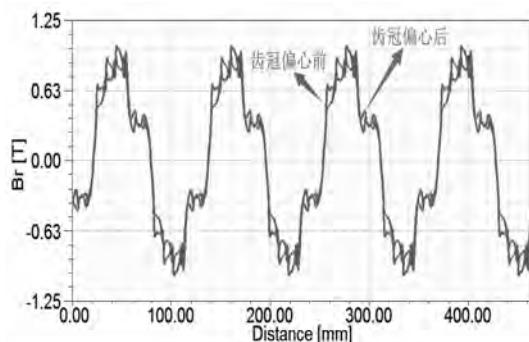


图 6 齿冠偏心前后气隙磁密波形对比-线形图

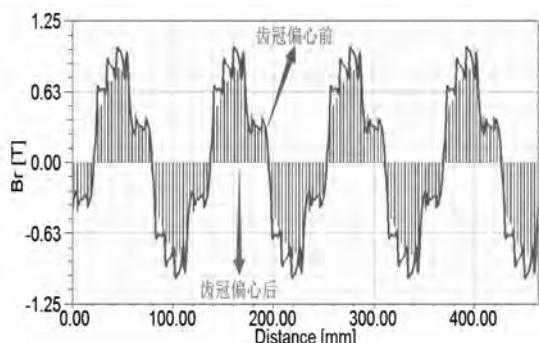


图 7 齿冠偏心前后气隙磁密波形对比-区域图

从图 6、图 7 中可以看出，当偏心距为 70mm 时，气隙磁密波形较为收敛，毛刺减少，气隙磁密波形得到改善。

2.2 齿冠偏心内凹对反电动势的影响

电枢绕组通入三相对称电流产生电枢磁场，并与主磁极磁场相互作用，在电枢绕组上感应反

电动势。电机气隙磁场分布非正弦，气隙磁场中含有谐波，较大的谐波含量会造成电机反电动势谐波含量也较大，从而导致反电动势非正弦。因此，气隙磁密的正弦性会影响反电动势的正弦性。绘制偏心距 $H=70\text{mm}$ 时的偏心前后反电动势波形(A 相)对比图，如图 8 所示。

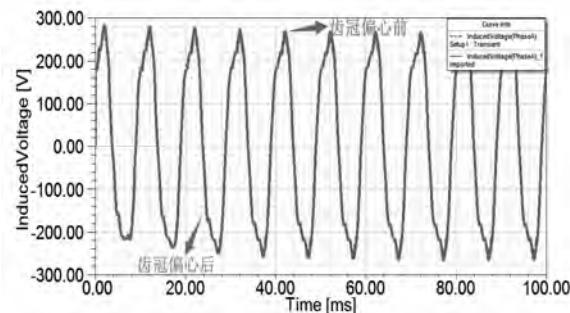


图 8 齿冠偏心前后反电动势波形(A 相)对比

从图中可以看出，偏心后的反电动势波形的波峰、波谷明显减小，反电动势波形得到改善。

2.3 齿冠偏心内凹对转矩波动的影响

当表贴式永磁同步电机用正弦波驱动时，电机的反电动势往往是非理想的正弦波，且含有一定的较低次数的谐波成分，由于反电动势乘以驱动电流为电磁功率，非理想的正弦波反电动势会导致电磁功率不恒定，从而导致输出转矩波动。

由 2.1 节和 2.2 节可知，通过采用偏心内凹齿冠的方法来等效不均匀气隙，使永磁电机气隙磁密波形更加正弦化，降低气隙中磁密谐波含量，优化气隙磁密波形，继而影响反电动势的正弦性，达到抑制电机转矩波动的效果。根据仿真结果，已知当偏心距 $H=70\text{mm}$ 时，转矩波动系数取得最小值 5.68%，如表 1 所示。绘制此时偏心距为 70mm 的输出转矩波形与偏心前输出转矩波形对比图，如图 9 所示。

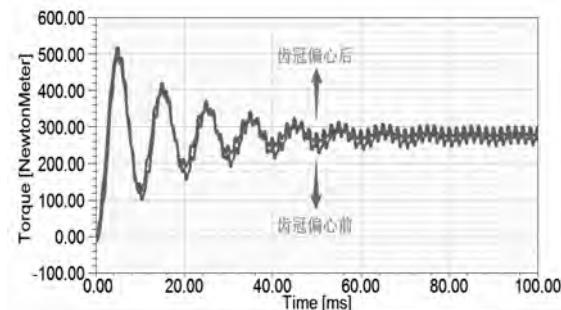


图 9 齿冠偏心前后输出转矩对比

从图 9 中可以看出,提高了启动转矩,同时转矩波动明显下降,比优化前降低了 3.13%。

2.4 齿冠偏心内凹对齿槽转矩的影响

对于永磁同步电机,其转矩波动的主要来源之一是齿槽转矩^[1]。齿槽转矩是永磁电机特有的问题之一,若不能有效抑制永磁电机的齿槽转矩,会使电机的输出转矩的波动较大,影响电机的正常运行,除此之外,谐波含量的增加还会造成电机齿槽转矩的增加。因此,基于非均匀气隙思想来优化电机气隙磁密波形,提出齿冠偏心内凹的方法和公式(1)(2),并利用 ANSYS Maxwell 2D 建立其有限元模型,对齿冠的内凹程度进行扫描分析,仿真结果表明,选择合适的偏心距能够明显削弱该款电机的齿槽转矩,如图 10 所示。

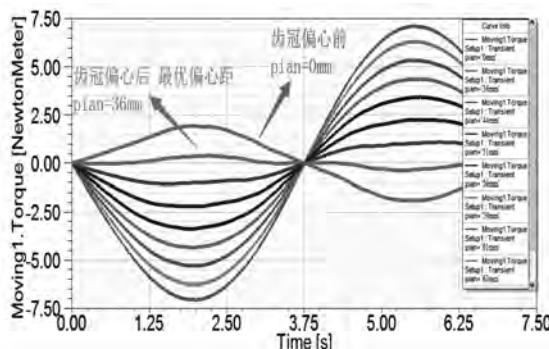


图 10 齿冠偏心前后齿槽转矩对比

由图 10 可知,以 0.12mm 的间距逐步增大内凹程度,齿冠偏心距分别为 0mm、36mm、44mm、51mm、56mm、59mm、61mm、63mm、70mm。齿冠偏心前的齿槽转矩峰值为 1.92N·m,当齿冠内凹程度 X=0.12mm 时,即齿冠偏心距 H=36mm,由公式(2)可算出。此时偏心后的齿槽转矩峰值为 0.36N·m,比偏心前降低了 81.25%。

综合仿真数据分析,齿冠偏心过小,气隙磁密 THD、反电动势 THD、转矩波动系数变化不大,达不到抑制转矩波动的效果;而齿冠偏心过大,会引起气隙长度变大,增加磁阻,影响电机效率。同时齿槽转矩也是影响转矩波动的主要因素,综合考量,对于本文的工业机器人用 36 槽 8 极永磁同步电动机,当偏心距为 36mm 时,内凹程度为 0.12mm,偏心距处于中间位置,而且此时齿槽转矩为最小值。采用此最优偏心距的齿冠偏心内凹结构,可以有效改善气隙磁密波形,同时抑制转矩波

动。

综合 2.1 节到 2.4 节的内容可知,采用定子齿冠偏心内凹的结构,能够增加定子铁芯与转子之间的气隙长度,进而增加电机运行时的有效气隙长度,通过气隙不均匀来改善磁场波形,可以有效降低气隙磁密 THD,同时对转矩波动起到抑制作用。

3 结语

为了抑制工业机器人用永磁同步电机的转矩波动,本文提出了定子齿冠偏心内凹的结构,并对电机的转矩波动理论进行了分析研究。通过有限元分析软件 ANSYS Maxwell 对采用该结构的 36 槽 8 极 PMSM 进行仿真分析,验证了气隙磁密的正弦性影响了反电动势的正弦性,反电动势的正弦性会影响输出转矩的波动,并给出了最优偏心距及内凹程度。仿真分析与样机测试结果表明,基于本结构的设计方法选择合适的偏心距可以改善气隙磁场波形,降低气隙磁密 THD、反电动势 THD 和齿槽转矩,通过优化气隙磁密和齿槽转矩,可以有效地抑制输出转矩波动。

参考文献

- [1] 王田苗,陶永. 我国工业机器人技术现状与产业化发展战略[J]. 机械工程学报, 2014, 50(9):1-13.
Wang Tianmiao, Tao Yong. Current Status and Industrialization Development Strategy of Industrial Robot Technology in China[J]. Journal of Mechanical Engineering, 2014, 50(9): 1-13
- [2] 肖庆优. 工业机器人用永磁同步伺服电机设计与分析[D]. 广东工业大学, 2016.
Xiao Qingyou. Design and Analysis of Permanent Magnet Synchronous Servo Motor for Industrial Robots[D]. Guangdong University of Technology, 2016.
- [3] 李明,王巍. 转子静态偏心对电动汽车永磁同步电机转矩波动的影响[J]. 微电机, 2016, 49(4):32-34.
LI Ming, Wang Wei. Effect of Static Eccentricity of Rotor on Torque Fluctuation of Permanent Magnet Synchronous Motor of Electric Vehicle[J]. Micro Motor, 2016, 49(4):32-34.
- [4] 于圣龙,白瑞林,李新,等. 负载对分数槽永磁电机转矩波动的影响[J]. 电子测量与仪器学报, 2015(12):1781-1789.
Yu Shenglong, Bai Ruilin, Li Xin, et al. Effect of load on torque ripple of fractional slot permanent magnet motor [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2015(12):

1781–1789.

[5] 莫会成. 永磁交流伺服电动机转矩波动分析[J]. 微电机, 2007, 40(3):1–4.

Mo Huicheng. Analysis of Torque Fluctuation of Permanent Magnet AC Servo Motor[J]. Micro Motor, 2007, 40(3):1–4.

[6] 孙德明, 杜明星, 刘志宏, 等. 一种改进的永磁同步电机直接转矩控制方法[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(2):47–51.

Sun Deming, Du Mingxing, Liu Zhihong, et al. An improved direct torque control method for permanent magnet synchronous motor [J]. Motor and Control Application, 2017, 44(2): 47–51.

[7] 黄越, 唐任远, 韩雪岩. 基于 Ansoft 的永磁交流伺服电动机转矩波动分析[J]. 电气技术, 2008(4):15–18.

Huang Yue, Tang Renyuan, Han Xueyan. Analysis of Torque Ripple of Permanent Magnet AC Servo Motor Based on Ansoft [J]. Electric Technology, 2008(4):15–18.

[8] 陈垒, 张程, 鲍晓华. 不均匀气隙结构的异步起动永磁同步电机设计[J]. 微电机, 2016, 49(12):10–14.

Chen Lei, Zhang Cheng, Bao Xiaohua. Design of Asyn-

chronous Starting Permanent Magnet Synchronous Motor with Uneven Air Gap Structure[J]. Micro Motor, 2016, 49(12):10–14.

[9] 吴奕菡. 压缩机负载下永磁同步电机损耗分析及优化设计[D]. 沈阳工业大学, 2017.

Wu Yihan. Loss analysis and optimization design of permanent magnet synchronous motor under compressor load [D]. Shenyang University of Technology, 2017.

[10] 胡佳. 永磁有刷直流微电机气隙磁密特性分析与结构参数稳健优化[D]. 湖南科技大学, 2015.

Hu Jia. Analysis of air gap magnetic flux density and robust optimization of structural parameters of permanent magnet brushed DC micromotor [D]. Hunan University of Science and Technology, 2015.

[11] 孙墨续, 曹继伟, 李立毅. 永磁同步电机转矩波动抑制方法研究[J]. 中国科技论文在线, 2017.

Sun Zhaoxu, Cao Jiwei, Li Liyi. Research on Torque Ripple Reduction Method of Permanent Magnet Synchronous Motor [J]. Sciencepaper Online, 2017.

基于硅钢材料的高效单相感应电动机优化设计分析

Optimal Design Analysis of Single Phase Induction Motor Based on Silicon Steel

陈胜旭,孙宗炜,李培根

(珠海凌达压缩机有限公司 珠海 519110)

摘要: 硅钢作为电机制造基本用材之一,其各项性能指标直接关联电机开发设计和工艺制造。本文通过对硅钢材料特性分析,结合单相感应电动机磁路特点,采用有限元软件对电机性能仿真计算,实测验证不同硅钢片材料对单相感应电动机效率的影响,并从电机设计的角度提出单相感应电动机硅钢材料选取与处理方法。

关键词: 硅钢; 单相感应电动机; 磁路; 有限元

Abstract: Silicon steel is one of the fundamental materials for motor manufacturing whose performance indicator are directly related to motor development design and manufacturing process. Calculating the motor performance through finite element soft pair and combined with magnetic circuit characteristics of single phase induction motor, this paper illuminates the analysis of the features of varieties of silicon steels to test and find out the differences among silicon steels made to be motors, and puts forward selecting and processing methods in terms of motor development design.

Key words: silicon steel; single phase induction motor, magnetic circuit, finite element

0 引言

随社会发展,低成本、高能效的的电机越来越受到人们的青睐,而硅钢作为电机制造基本材料,是电机磁路的重要组成部分,对定子铜耗、铁耗和其它性能影响较大,同时铁心材料费用又是构成电动机成本的主要部分,因此,硅钢片的选取对高效、低本电机至关重要。

1 硅钢材料简介

顾名思义,在铁内加入少量的硅即为硅钢,并制成薄的片状,称为硅钢片。一般电机用硅钢材料硅含量约为 0.5%~4.8% 之间,含硅量越高,铁芯中磁场交变时,铁耗就越小,电机中常以铁损值命名硅钢片牌号(如 470 材料表示每千克硅钢片最大铁损值为 4.7W)铁损越低,牌号越高。但高效电机硅钢片不能只追求牌号高,铁损低的,因随着硅含量的增多,硅钢片导磁能力会相对较差,磁感应强度降低,材料的脆性也会增加,电机设计时就需要综合考虑铁损、磁感的影响,电机中通常以铁损特性(B-W)曲线与磁化特性(B-H)曲线表示硅钢片材料特性,下图为 JFE 公司提供不同牌号硅钢特性曲线^[3]。

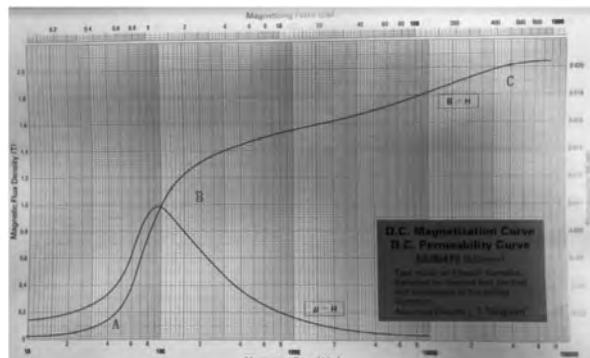


图 1 470 材料磁化特性曲线

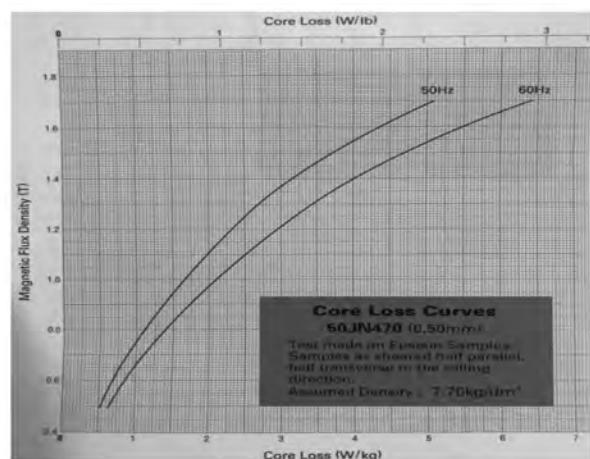


图 2 470 材料铁损特性曲线

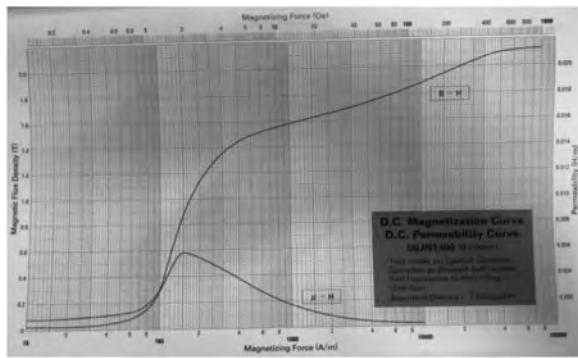


图 3 1300 材料磁化特性曲线

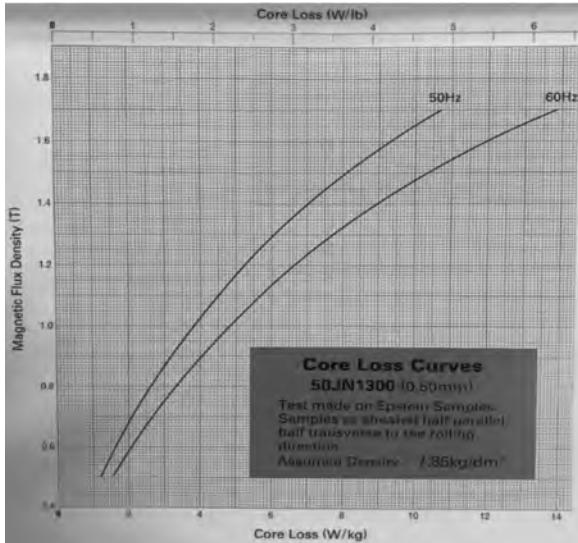


图 4 1300 材料铁损特性曲线

2 电机性能计算分析

2.1 电机效率特性

根据电机功率平衡关系, 输入有功功率 P_1 减去总损耗 $\Sigma p = P_{Fe} + P_{Cu} + P_w$, 就是输出有功功率 P_2 。因此电机效率为:

$$\eta = P_2 / P_1 * 100\% = \frac{P_2}{P_2 + \Sigma p} * 100\% \quad (1)$$

电机提效过程主要就是围绕如何降低各项损耗展开工作。电机负载稳定运行过程中, 铁耗基本不变, 且大小近似等于空载损耗。

$$\text{空载损耗 } P_{Fe} \approx P_0 = m I_0^2 R \quad (2)$$

$$\text{电机铜耗: } P_{Cu} = m I^2 R \quad (3)$$

$$\text{负载电流: } I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + X^2}} \quad (4)$$

电机的等效电阻 R 与等效电抗 X 与励磁电抗 x_m 的大小成正比,

$$\text{励磁电抗: } x_m = \frac{KU}{I_m} \quad (5)$$

$$\text{励磁电流 } I_m = \frac{2pHL}{0.9N_m} \quad (6)$$

其中 I_0 为空载电流, U 为额定电压, K 为常数, H 为磁场强度, L 为磁路长度, N_m 为电机绕组等效总匝数。

如忽略二次绕组的电压变化对效率的影响时, 将公式(2)(3)带入(1)中对负载电流 I 求导, 并使 $\frac{d_n}{d_I} = 0$, 可得:

$$P_{Cu} = P_{Fe} + P_w$$

说明当电机可变损耗(铜耗 P_{Cu})与不变损耗(铁耗 P_{Fe} 与其他损耗之和)相等时, 电机效率最大^[1]。

2.2 磁密分析

2.2.1 理论分析

由硅钢片磁化特性(B-H)曲线可知, 随磁场强度 H 增加, 磁感应强度 B 开始缓慢增加, 如图 1 中 OA 段所示, 随 H 继续增加, B 开始迅速增大, 如 AB 段所示, H 再继续增大, B 则增加的越来越缓慢, 如 BC 段所示。这种磁通密度不随磁场强度 H 的增加而明显增大的状态称为磁饱和。磁路过饱和, 将影响电机运行的可靠性, 电机设计中, 一般希望以较低的磁场强度获得更大的磁通密度^[2]。由公式(2)~(6)可知, 在相同磁密下, 磁场强度 H 越小, 电机铜耗也就越低。故对比 470 与 1300 两种材料的磁化特性(B-H)曲线, 同功率电机中, 当电机磁密较低时, 磁场强度相当, 为提高电机效率, 优先选择高牌号硅钢材料, 降低铁损。当电机磁密较高时, 应优先选择低牌号硅钢材料, 降低磁场强度, 已降低铜损, 同时节约成本。

2.2.2 仿真计算

分别设计计算低磁密(方案 1)与高磁密(方案 2)两种方案, 将 470 与 1300 硅钢导入电机 JMAG 有限元计算软件中分析计算(表 1)。

A、磁场云图与磁密对比: 方案 1 各部分磁密较低, 约 1.4T 左右, 方案 2 磁密偏高, 约 1.75T 左右。

B、各部分损耗对比: 方案 1 采用高牌号 470 材料时, 铁损明显降低, 铜损仅小幅度增加; A64 采用高牌号 470 材料时, 铁损虽有所降低, 但铜耗却增加更多。

表 1 方案 1 与方案 2 主要基本参数

| | 电源 | 电容 | 输出功率 | 定子内外径 | (总匝数) |
|------|-----------|------|------|---------------|-------|
| 方案 1 | 115V/60HZ | 50uf | 500w | (101.1/52) mm | 200 匝 |
| 方案 2 | 220V/50HZ | 20uf | | | 400 匝 |

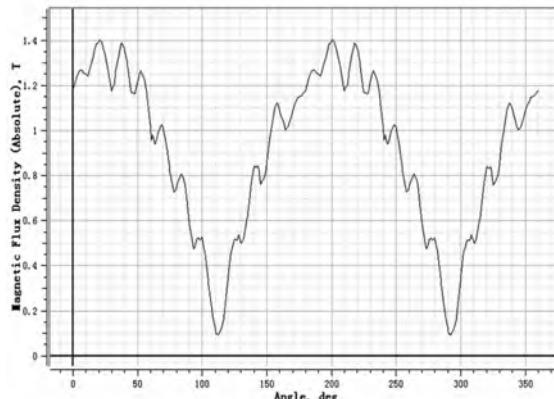


图 5 方案 1 磁密曲线

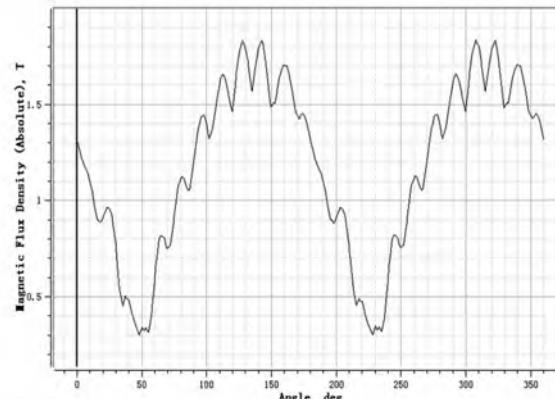


图 6 方案 2 磁密曲线

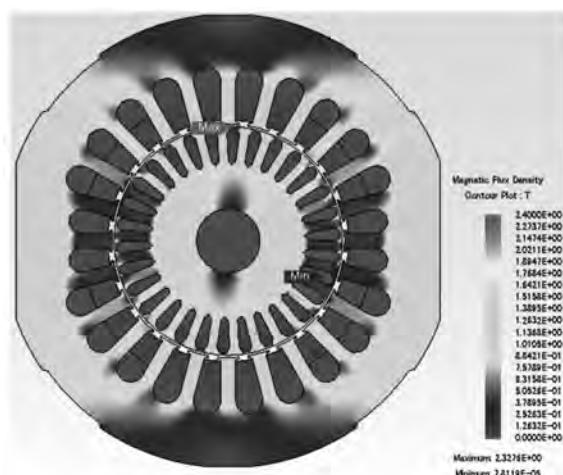


图 7 方案 1 磁云分布图

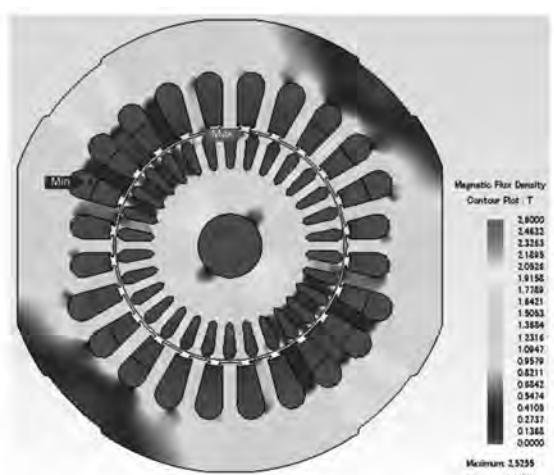
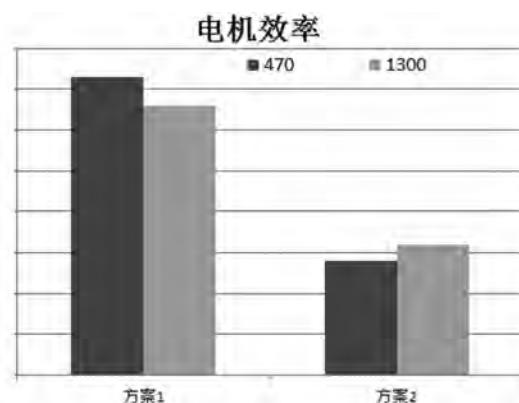


图 8 方案 2 磁云分布图

表 2 不同磁密机型各部分损耗对比

| 型号 | 铜耗 | 铁耗 | 其他 |
|-----------|------|------|----|
| 方案 1-470 | 40.9 | 29.9 | 10 |
| 方案 1-1300 | 39.9 | 33 | 10 |
| 方案 2-470 | 90.7 | 22.4 | 10 |
| 方案 2-1300 | 84.2 | 25 | 10 |

C、电机效率对比，理论上方案 1 采用 470 材料较 1300 材料电机效率提升 0.7%，而方案 2 采用 470 硅钢材料后电机效率反低 0.4%。



2.3 功率分析

2.3.1 理论分析

电机空载试验时,一次侧加额定电压,二次侧开路,简化等效电路如图9所示,此时空载电流:

$$I_0 = \frac{U}{Z} \quad (Z \text{ 表示电机空载时一次侧总阻抗})$$

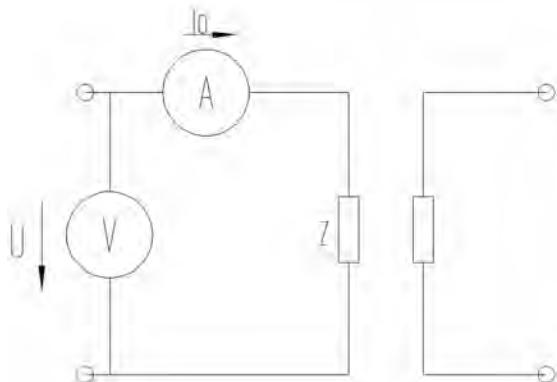


图9 简化空载等效电路

电机负载运行时,一次侧加额定电压,电机功率为P,负载电流 $I = \frac{P}{U}$,那么空载电流与负载电流之比: $K = \frac{U^2}{PZ}$ 。

由此可知空载电流和负载电流比值与电机功率成反比,针对功率较大电机,空载电流所占额定电流的比例较小,则根据公式(2)(3)可知铁耗相对铜耗比例较小,此时在选择铁损低的高牌号硅钢片对电机效率起不到改善,还会使材料成本大幅度增加。针对功率较小电机,铁耗相对铜耗比例较大,这时应选用铁损低的高牌号硅钢片以提高电机效率。

2.3.2 仿真计算

分别设计计算低功率(方案1)与高功率(方案3)两种方案,,将470与1300硅钢导入电机易达计算软件中。

表3 方案1与方案3主要基本参数

| | 电源 | 电容 | 输出功率 | 定子内外径 (mm) | (总匝数) |
|-----|-----------|------|-------|---------------|-------|
| 方案1 | 115V/60HZ | 50uf | 500w | (101.1/52)mm | 200 匝 |
| 方案3 | 220V/60HZ | 60uf | 2000w | (139.1/70)mm | 300 匝 |

A、电流对比:方案1空载电流占比较大,而方案3占比相对较小。

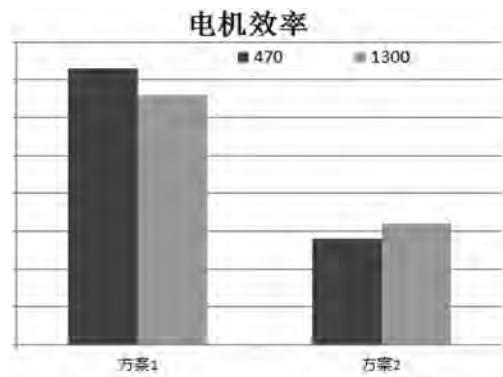


B、各部分损耗对比:方案1采用高牌号470材料时,铁损明显降低,电机可变损耗与不变损耗趋于相当;方案3采用高牌号470材料时,铁损虽有所降低,但铜耗也随之增多。

表4 不同功率机型各部分损耗对比

| 型号 | 铜耗 | 铁耗 | 其他 |
|----------|-------|------|----|
| 方案1-470 | 40.9 | 29.9 | 10 |
| 方案1-1300 | 39.9 | 33 | 10 |
| 方案3-470 | 132.5 | 82.4 | 38 |
| 方案3-1300 | 129.2 | 85.5 | 38 |

C、电机效率对比,理论上方案1采用470材料较1300材料电机效率提升0.7%,而方案3采用470硅钢材料后电机效率反低0.1%。



2.4 实测验证

分别以470与1300材料铁芯将上述三款电机型号制样,采用特定专业测功机对比测试电机效率,方案1采用470材料较1300效率高0.7%~0.8%,方案2采用1300材料较470效率高0.3%~0.4%,方案3采用两种材料电机效率基本相当,验证了理论分析的准确性。

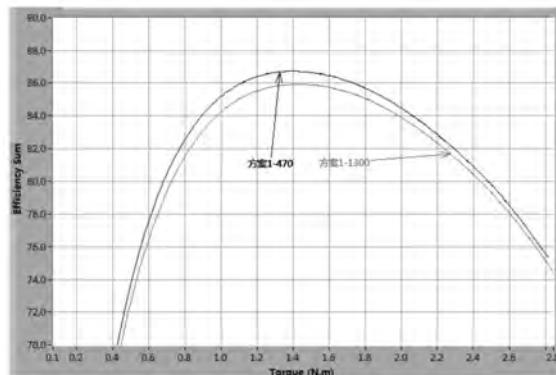


图 10 方案1效率实测曲线

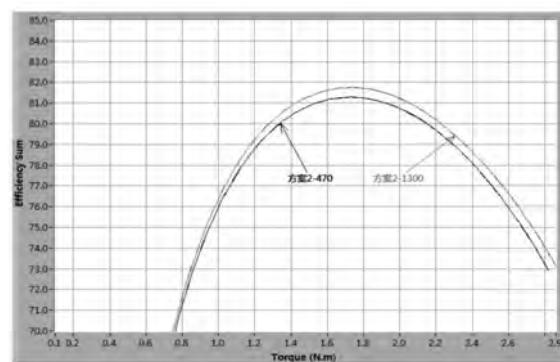


图 11 方案2效率实测曲线

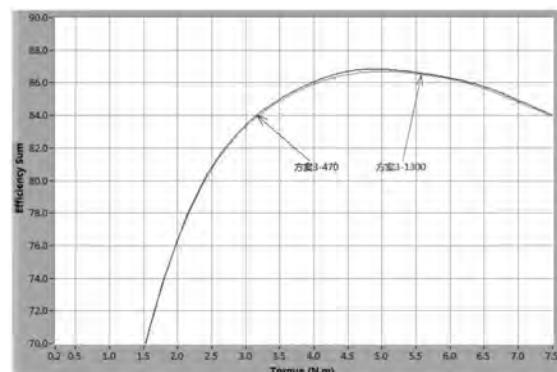


图 12 方案3效率实测曲线

3 结论

高效电机效率实现程度,与铁芯材料的选择密切相关,高效电机需要硅钢具有更低的铁损与更高磁感应强度。受材料特性限制,对于磁密较高的机型,应选用低牌号硅钢材料,降低铜损;对于磁密较低的机型,应选用高牌号硅钢材料,降低铁损。随硅钢牌号的升高,材料成本也越贵,对于功率较大的电机,铜损远大于铁损,此时选用高牌号硅钢材料提效并无显著效果,反使成本大幅度增加,故优选用低牌号硅钢材料,据了解,行业上470硅钢材料价格较1300贵约1元/千克,故电机硅钢材料的选择应从实际出发,选取合理的材料,从而达到最优性价比初衷。

参考文献

- [1] 胡岩 武建文 李德成. 小型电动机现代使用设计技术. 北京: 机械工业出版社, 2008.
- [2] 胡虔生 胡敏强. 电机学. 北京: 中国电力出版社, 2005.
- [3] JFE N-CORE NON-ORIENTED ELECTRICAL STEEL SHEETS.

基于统一理论的永磁交流伺服电动机设计方法

Design Method of PM AC Servo Motor Based on United Theory

金波, 钟大志

(湖州越球电机有限公司 湖州 313009)

摘要: 近年来磁通和磁动势关系曲线即统一理论, 常被用于计算不同电动机的转矩波动。本文叙述一种新颖的方法, 基于此技术, 计算表贴磁钢、集中绕组的电动机参数和特性。转子斜极也在这里进行了深入的研究。经过仿真证明, 这个技术是非常好的电机设计方法, 并且可以设计所有类型的电动机。

关键词: 磁通和磁动势关系曲线; 表贴磁钢电动机; 转矩波动; 斜极

Abstract: The flux-MMF diagram, that is united theory, has recently been used to predict torque ripple in reluctance motors. This paper describes a novel method for predicting characteristics of surface-mounted permanent magnet motor with non-overlapping windings and closed slot. The effect of skewed poles and pole arc are analyzed in depth. Performance of skewed poles is also studied. This method is a good technique of motor design which is validated by simulation results and can be used to all kinds of electrical machines.

Key words: Flux-MMF; SPM; torque ripples ; skewed poles

1 简介

磁通和电流关系曲线通常被用来分析开关磁阻电动机以及同步磁阻电动机。实际上通过磁通和电流曲线来计算电机转矩及转矩波动的方法对所有种类的电机都是适用的。基于此技术可以发展出一种新的电动机分析设计方法, 可以称之为统一理论设计法。

近年来对电机统一理论方法研究主要集中在英国格拉斯哥大学的调速研究室, 发表了一系列的文章。文献[1]主要分析统一理论方法在开关磁阻电动机以及同步磁阻电动机设计分析中的应用, 文献[2]分析齿槽转矩, 文献[3]应用统一理论对比相同机座号与气隙磁密 AC, DC, SRM 和 IM 电机的差异。对统一理论在永磁伺服电动机的分析方面没有进行深入的研究。在永磁伺服电动机优化分析方面, 文献[4]对空载齿槽转矩及转矩波动作了详尽的分析, 但是对饱和、过载等其它方面涉及较少。

本文首先分析 dq 坐标系和统一理论在分析设计电动机方面的区别, 然后利用统一理论分析永磁伺服电动机饱和及过载的直观特性曲线, 最后分析斜极情况下的磁通和磁动势曲线变化。对

本文所使用的电机分析也适用于其它结构的电动机。

2 统一理论方法

分析正弦波电流激励的永磁伺服电动机最常用的方法是 dq 轴数学模型, 电机转矩由下式可得:

$$T_{em} = p [L_{md} i_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (1)$$

采用 $i_d=0$ 控制方法时, 上式可以简化为:

$$T_{em}=p\psi_mi_q \quad (2)$$

由上述分析可知, dq 轴数学模型只能分析稳态转矩, 对转矩波动的计算无能为力。

磁通和磁动势方法是基于连续的电流和连续的磁通二维曲线, 尽管电机有着不同的结构和类型, 但是所有电机中磁通与电流关系曲线是分析电机性能的基础。连续的转矩可由下式计算:

$$T_{em} = \frac{\partial W^*(i, \theta)}{\partial \theta} \Big|_{i=\text{constant}} \quad (3)$$

其中 W^* 是两条磁化曲线之间的转换能量, i 是定子相电流, θ 是转子旋转角度。

每相平均转矩就是一转 $\psi-i$ 曲线所包含的能

量：

$$T_{av} = \frac{mp}{2\pi} \times W \quad (4)$$

利用磁通和磁动势曲线分析电动机特性主要有以下优点：

1. 二维曲线所包含的面积就是平均转矩。
2. 方波电流供电的电机磁通和磁动势曲线是平行四边形，正弦波供电的电机磁通和磁动势曲线是椭圆。
3. 偏离理想曲线或磁化曲线非线性表示电机转矩波动或饱和。
4. 磁通和磁动势曲线的主轴和磁动势的夹角反映电机的功率因数。
5. 可以非常直观的看出电机启动或过载时是否饱和，对定子斜槽和转子斜极或分段斜极的作用也是显而易见。

磁通-电流曲线可通过 2-d 有限元稳态负载场分析而得。样机为 200W，在计算中，涡流、磁滞和端部效应忽略不记。伺服电动机机座号为 80，铁心长度为 21。图 1 为电机的横截面负载磁密分布图。电机定子为三相星型绕组采用正弦波电流供电，采用齿轭分离结构以构成闭口槽，转子采用 NdFeB 表贴圆环磁钢由一体化充磁机充出三对极。转子加开工艺磁桥减少电机的惯量以提高电机的动态响应。改变转子和定子的夹角同时改变电机电流，可以计算出电动机的磁化曲线，利用式 3 就可以计算出电机的转矩波动曲线。在计算过程中电机电流为 0.1A、0.2A、0.5A、1.0A、1.5A、额定电流 2.0A、三倍过载电流 6.0A，共选择了七个电流值。转子和定子的夹角变化为 120 度，在三对极电机中是电角度的一转。

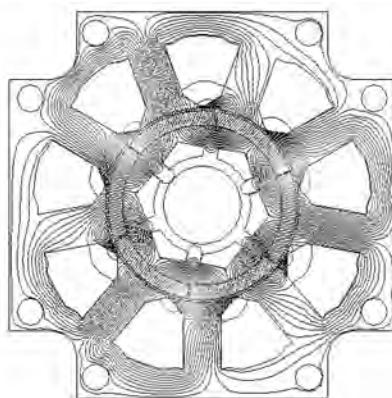


图 1 2-D 有限元磁密分布图

同一理论方法根据磁化曲线来计算转矩波动，可以在稳态场中设定电机转速和迭代步长来确定一转内磁化曲线数量。通过计算相邻两角度磁化曲线和相邻两电流之间的面积可得转矩波动。从图 2 可以看出表贴磁钢永磁交流伺服电动机的磁化曲线近似一条直线，而开关磁阻电机或同步磁阻电动机是非线性的曲线^[1]，图 3 为计算的平均转矩及转矩波动，三倍电流启动的转矩值可以用来校验电机启动是否饱和。以上两图说明伺服电机采用 3 对极 9 槽这种结构是不太合理的，因为转矩波动相对较大，必须采用降低转矩波动的措施。电机的额定转矩为 0.637N.m，设计时要为斜极留出余量。

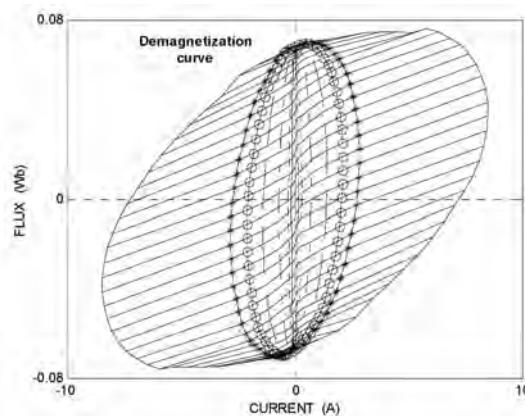


图 2 200W 交流伺服电机磁通-电流和退磁曲线

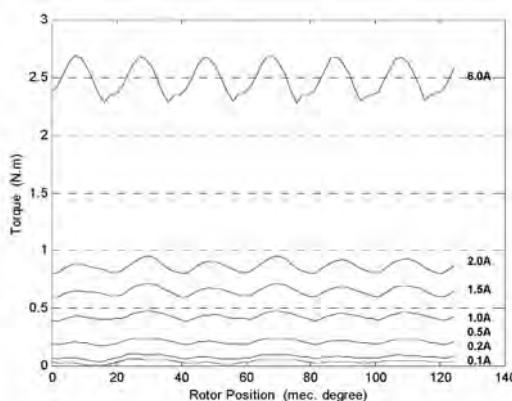


图 3 转矩波动曲线 (额定值为 0.647N.m)

3 斜极分析

电机稳态转矩波动通常包括两部分：磁阻转矩总是体现为转矩波动；电磁转矩一方面体现为平均出力，另一方面当反电势或电流不是正弦时也会包含波动成分。为了获得高精度的位置伺服

必需采用斜极等方法降低转矩波动。传统的斜极分析方法有两种,解析法和三维有限元法。解析法采用经验公式,所得结果是不是很精确,三维有限元法又过于复杂。本文所分析的电机由于定子为闭口槽无法斜槽,所以转子采用单一磁环斜极结构。可以把转子连续斜极离散化,等效成分段斜极方式。

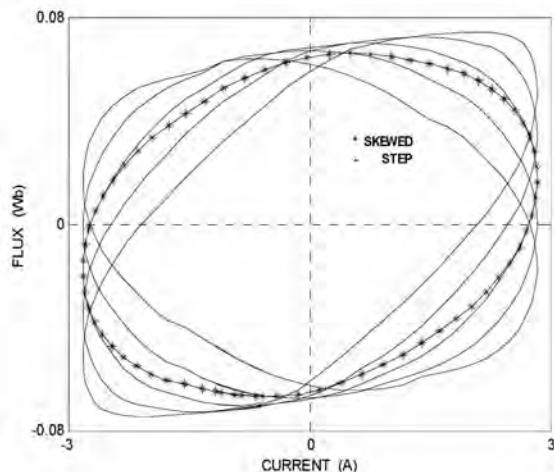
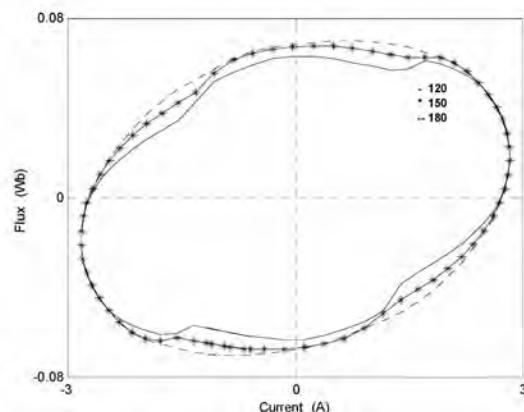


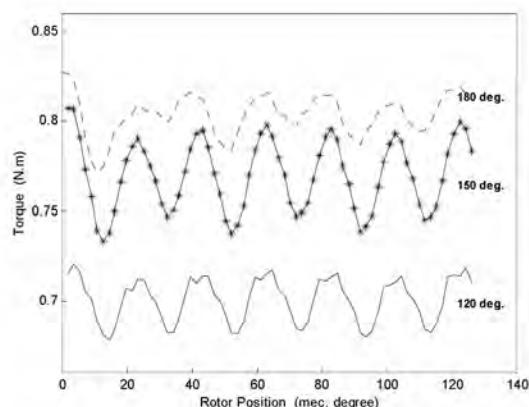
图 4 转子采用五段斜极



a) 不同极宽时磁通与电流关系曲线

每段的磁通电流曲线偏离理想椭圆所造成的转矩波动以及椭圆主轴和横轴的夹角都不同,但是刚好互相抵消。斜极后磁通电流曲线所包含的面积稍小,平均转矩比最大转矩低了 4.5%左右,但是更能和理想椭圆相逼近,转矩波动明显降低。

通常合适的极弧宽度和斜极是消弱电机转矩纹波的两种有效方法,同时采用时就需要分析斜极后的最佳极弧宽度。在正弦波电流供电的永磁交流伺服电动机中,极弧宽度一般是选择 150 电角度,这时转矩波动较小,转子采用斜极后就应该选择更大的极弧宽度以有效降低转矩波动。图 5b 为五段斜极后不同极弧宽度的转矩波动,120 度的转矩波动是 5.2%,150 度的转矩波动是 7.8%,180 度的转矩波动是 3.8%。在低精度的伺服系统中,电机转子可以采用拼接磁钢结构,极弧宽度选择 150 度,转子不斜极或分段斜极,这样可以降低成本。在高精度伺服系统中转子可以采用磁环结构,转子整体斜极,极弧宽度选择 180 度,不仅能有效降低转矩波动还能适当补偿斜极带来的降低平均转矩的负面作用。



b) 斜极后不同极宽的转矩波动

图 5 极宽对电机转矩的影响

4 饱和与过载分析

在用集中参数的磁路方法设计电机时,对饱和的分析是对负载工作点进行校验,这必须是有经验的电机设计人员才能完成。磁网络法也难以给出直观的图示来表达饱和。应用统一理论法分析电动机工作点就可以非常直观地看出电机是否工作在饱和状态。电机工作点设计合理时,磁通电流曲线接近椭圆,主轴大致在同一位置。图 6 中电

机工作点处于饱和状态,主轴随负载变化而改变,随着电流增大与理想椭圆偏离程度也变大。电机转子与定子错开不同角度时磁化曲线也是非线性的。

基于统一理论技术,本文作者对用磁路法设计的一系列永磁交流伺服电动机(包括 200w、400w、750w、1kw 和 1.5kw)进行了优化,目标是使性能接近安川伺服电机的指标。图 7 为 200W 样机和日本安川 200W 伺服电机的特性曲线对比,

可以看出 200W 样机在相同电流时转矩稍大,但功率因数稍低于安川 200W 电机,这是以后的工作中应该改进的地方。

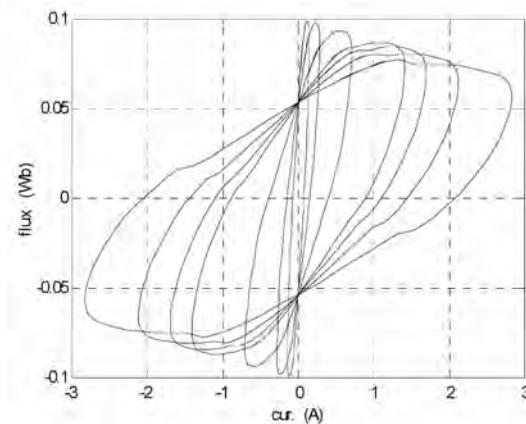


图 6 磁路饱和时磁通和电流曲线

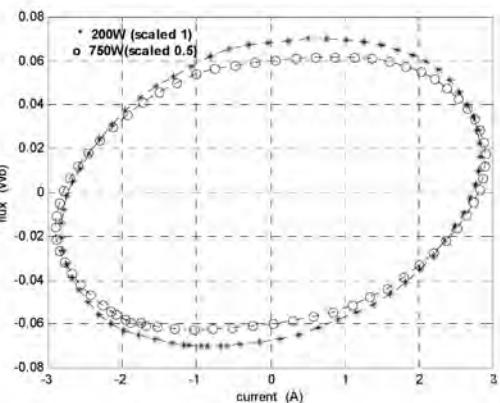


图 7 200W 样机特性对比图

5 结 论

统一理论技术是设计电机通用的方法,相对

于磁路法和磁网络法具有以下优点:

1. 可以分析特殊结构的电动机如双凸极电机和 BLDC 等。
2. 可以直接计算电机的转矩波动。
3. 使用有限元计算的结果,计算精度高,所得结果以图形直观表示并且可以分析电机的功率因数以及饱和、斜极的作用。

随着统一理论技术的深入研究与完善,必然会替代其它传统的电机分析方法。本文的研究可以扩展到其它结构形式的电机中,应用统一理论对电机尺寸优化是进一步的工作。本文作者希望能给电机设计工作者提供有价值的参考。

参 考 文 献

- [1] D.A. Staton, W.L. Soong, C. Cossar, and T.J.E. Miller. "Unified theory of torque production in switched and synchronous reluctance motors." Conf. Rec. of IEEE-IAS Annual Meeting, Toronto, Oct. 1993. pp. 67–72.
- [2] Rajesh P. Deodhar, D.A. Staton, T. M. Jahns, and T.J.E. Miller. "Prediction of cogging torque using flux-mmf diagram technique." IEEE Trans. on Ind. App. Vol. 32 no. 3, pp. 693–700, May, 1996.
- [3] D.A. Staton, W.L. Soong, C. Cossar, T.J.E. Miller. "Torque prediction using the flux-MMF diagram in AC, DC, and reluctance motors." IEEE Trans. On Ind. App. Vol. 32 no. 1, pp. 180–188, Jan. 1996.
- [4] Nicola Bianchi and Silverio Bolognani. "Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted PM motors," IEEE Trans. Ind. Applicat. , Vol. 38, NO.5, pp. 1259–1265, SEPT.2002.

基于永磁体优化 PMSM 力波与模态分析

Analysis of Force Wave and Modal of The Permanent Magnet Synchronous Motor
Based on Permanent Magnets Optimization

王伟

(广东工业大学, 广东广州, 510006)

摘要: 通过简要解析分析一款注塑机用 48 槽 8 极永磁同步电动机 (PMSM) 的电磁振动与噪声产生机理, 在不改变定子磁场的基础上, 针对转子永磁体磁场, 采用扫描法优化主要参数 (极弧系数、永磁体磁极厚度、永磁体磁极偏心距), 并分析了不同参数变量对气隙磁场谐波畸变率的影响规律; 利用优选的参数变量, 对永磁体磁极优化前后的电机模型进行电磁力波与模态参数的有限元仿真分析, 最终达到减振降噪的效果。结果表明: 该方法削弱了径向电磁力波空间分布与时间分布的幅值, 不会影响力波本身的次数和频率, 而且通过降低永磁体磁极质量, 可以提升模态固有频率, 使其高于径向电磁力波的自身频率, 避免共振现象的发生。该方法能有效地抑制振动与噪声, 为后续电磁噪声的计算与分析奠定了基础, 具有普遍适用意义。

关键词: 永磁同步电动机; 电磁振动与噪声; 永磁体优化; 电磁力波分析; 模态分析

Abstract: Through a brief analysis of the generation mechanism of electromagnetic vibration and noise of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) with 48 slots and 8 poles used in an injection molding machine, the main parameters (polar arc coefficient, permanent magnet pole thickness, and permanent magnet pole eccentricity) were optimized by scanning method for the magnetic field of the permanent magnet of the rotor on the basis of not changing the stator magnetic field, analyzing the influence law of various parameter variables to air gap magnetic field harmonic distortion rate; Using the optimal parameter variables, the electromagnetic force wave and modal parameters of the motor model before and after the permanent magnet pole optimization were simulated and analyzed by the finite element method. In the end the effect of vibration damping and noise reduction is achieved. The results show that this method weakens the amplitude of the spatial distribution and time distribution of the radial electromagnetic force wave, not affecting the numbers and frequency of the force wave itself. And reducing the permanent magnet pole mass can increase the modal natural frequency, making it higher than the radial electromagnetic wave's own frequency, to avoid the resonance phenomenon. This method can effectively suppress the vibration and noise, which lays a foundation for the calculation and analysis of the subsequent electromagnetic noise, and has universal significance.

Key words: permanent magnet synchronous motor; electromagnetic vibration and noise; permanent magnet optimization; electromagnetic force wave analysis; modal analysis

0 引言

随着塑料工业技术的迅速发展, 塑料制品已广泛应用于日常及社会生活的方方面面^[1]。对于塑料制品的主要成型设备注塑机, 相比于传统类型, 电动类型注塑机具有更多优势, 同时由于国内塑料市场对产品质量和各大生产厂商对控制精度要求的提高以及伺服节能型注塑机的兴起, PMSM 被越来越多地用作注塑机的驱动电机, 逐渐取代异步电机。因此, 注塑机用 PMSM 的设计与分析具有重要的社会价值和意义^[2]。

相较于异步电机, PMSM 本体采用高性能永磁材料, 具有体积小, 损耗低, 功率因素、效率高以及良好的运行特性和控制性能等优点, 已成为伺服系统的关键执行部件之一。但是, 由于 PMSM 定子电枢上开齿槽, 永磁体磁极与齿槽的相互作用引起了电机内磁场的变化, 从而导致了振动和噪声等问题^[3]。针对 PMSM 的减振降噪, 科研学者与工程技术人员进行了大量的研究与实践。文献[4]针对内置式永磁同步电动机, 采用偏移定子齿顶的方法来降低定子齿受到的较大径向电磁力, 最终达到减振效果。文献[5]针对分数槽永磁同步电

机,通过注入补偿电流的方法,消除径向力谐波,从而减振降噪,但该方法不适用于整数槽电机。文献[6]针对变频器供电引起的永磁同步电动机电磁振动噪声,通过综合随机开关频率调制技术与死区补偿技术的优点,可以有效降低高中低频振动与噪声。文献[7]针对电磁力和磁致伸缩效应对永磁电机振动和噪声的影响,通过建立电磁-机械耦合数学模型,并应用有限元仿真分析了电机的振动形变与声场分布,为减振降噪提供了理论分析方法和依据。文献[8]针对车用永磁电机的电磁振动噪声特性,通过对径向电磁力波的解析分析和机械机构的模态分析,并进行了实验测量和数值分析,验证了分析结论与频谱特征的一致性。

本文以一款注塑机用 48 槽 8 极 PMSM 为研究对象,通过电磁振动与噪声产生机理的推导分析,基于转子谐波磁场对径向电磁力波的影响性,在不改变定子磁场的基础上,采用扫描法对永磁体磁极的极弧系数、厚度、偏心距进行优化。在达到降低气隙磁场谐波畸变率的效果后,综合多种因素优选数值,对优化前后的电机模型进行电磁力波与模态的有限元仿真,经过对比分析验证了该方法的有效性。

1 PMSM 电磁振动与噪声产生机理

电磁振动噪声相对于机械与空气动力所产生的振动噪声,是电机的主要噪声源。在 PMSM 运行时,气隙中存在径向电磁力波,其作用于定子铁心,引起定子径向振动发生形变,并由内往外传递,从而产生电磁噪声。

由定子磁场与转子磁场相互作用产生的径向电磁力波,是引起电磁振动噪声的主要因素,其次数越低、则形变就越大;同时定子铁心形变量随着力波幅值的增大而加剧,随着力波次数的四次方的增大而弱化,因此大幅值低次数的径向电磁力波是电磁振动噪声的主要根源。

根据麦克斯韦理论,可得到定子铁心内表面的径向电磁力波 $P_r(\theta, t)$,如式(1)所示。

$$P_r(\theta, t) = \frac{1}{2\mu_0} \times b^2(\theta, t) \quad (1)$$

式中 μ_0 为真空磁导率, $b(\theta, t)$ 为气隙磁密。

当不考虑饱和效应与铁心磁阻的影响时,可得到气隙磁密 $b(\theta, t)$,如式(2)所示。

$$b(\theta, t) = \lambda(\theta, t) \cdot f(\theta, t) \quad (2)$$

式中 $\lambda(\theta, t)$ 为气隙比磁导, $f(\theta, t)$ 为气隙磁动势。

当考虑表贴式 PMSM 定子的齿槽时,可得到气隙比磁导 $\lambda(\theta, t)$,如式(3)所示^[9]。

$$\lambda(\theta, t) = \Lambda_0 + \sum \lambda_{ii} \quad (3)$$

式中 Λ_0 为单位面积气隙磁导的不变量, λ_{ii} 为定子齿槽引起的谐波比磁导的周期量。

当三相绕组通入三相对称电流时,PMSM 气隙磁动势由定子基波磁动势、定子谐波磁动势和转子永磁体谐波磁动势所组成,可得到气隙磁动势 $f(\theta, t)$,如式(4)所示。

$$\begin{aligned} f(\theta, t) &= f_b(\theta, t) + \sum_v f_v(\theta, t) + \sum_\mu f_\mu(\theta, t) \\ &= F_0(p\theta - \omega_0 t - \varphi_0) + \\ &\quad \sum_v F_v \cos(v\theta - \omega_0 t - \varphi_1) + \\ &\quad \sum_\mu F_\mu \cos(\mu\theta - \mu\omega_0 t / p - \varphi_2) \end{aligned} \quad (4)$$

式中 p 为电机极对数, ω_0 为基频, v 为定子磁场谐波极对数, μ 为永磁体磁场谐波极对数。

将(3)、(4)式代入(2)式,并忽略掉谐波比磁导的周期量 λ_{ii} ;同时代入(1)式得:

$$\begin{aligned} p_r(\theta, t) &= \frac{1}{2\mu_0} \times b^2(\theta, t) \\ &= \frac{1}{2\mu_0} \times [\lambda(\theta, t) \cdot f(\theta, t)]^2 \\ &= \frac{1}{2\mu_0} \times \left[[\Lambda_0 + \sum_i \lambda_{ii}] \left[f_b(\theta, t) + \sum_v f_v(\theta, t) + \sum_\mu f_\mu(\theta, t) \right] \right]^2 \\ &= \frac{1}{2\mu_0} \times \left[\Lambda_0 \left[\sum_v F_v \cos(v\theta - \omega_0 t - \varphi_1) + \sum_\mu F_\mu \cos(\mu\theta - \mu\omega_0 t / p - \varphi_2) + F_0(p\theta - \omega_0 t - \varphi_0) \right] \right]^2 \end{aligned} \quad (5)$$

由定子磁场和转子磁场相互作用时产生小于 4 次的一系列低次数、大幅值径向电磁力波是引起电机振动和噪声的主要根源。因此,忽略高次数、低幅值的径向电磁力波;同时只考虑对铁心形变及振动和噪声影响最大的部分。此时可得到径向电磁力波 $P_r(\theta, t)$,如式(6)所示。

$$\begin{aligned} p_r(\theta, t) &= \frac{1}{2\mu_0} \times \left[\frac{B_0^2}{2} \cos(2p\theta - 2\omega_0 t - 2\varphi_0) + \right. \\ &\quad \sum_v \frac{B_v^2}{2} \cos(2v\theta - 2\omega_0 t - 2\varphi_1) + \\ &\quad \sum_\mu \frac{B_\mu^2}{2} \cos(2\mu\theta - 2\mu\omega_0 t / p - 2\varphi_2) + \\ &\quad \left. \sum_{v, \mu} B_v B_\mu \cos \left[(v \pm \mu)\theta - \left(\frac{\mu}{p} \pm 1 \right) \omega_0 t - \varphi_1 \right] \right] \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)中定子基波和转子谐波相互作用产生的低次电磁力波,增大铁心形变量,进而加剧电磁振动和噪声。因此,针对转子永磁体磁场,着重研究该部分主要参数变化下所引起的径向电磁力波对电机振动和噪声的影响^[10]。

2 永磁体磁极优化对气隙磁场的影响

通过电磁振动与噪声的解析分析,由定子基波和转子谐波磁场相互作用产生的低次力波是影响电机振动噪声较大的部分。因此,本文在不改变定子磁场的基础上,针对转子磁场采取扫描法优化永磁体磁极主要参数,分析极弧系数、磁极厚度以及磁极偏心距对气隙磁场的影响规律,以达到减小转子谐波含量,降低磁场谐波畸变率的目标,进而削弱径向电磁力波空间分布与时间分布的幅值,有效降低振动与噪声。

由式(1)可知,径向电磁力波与气隙磁密幅值的平方成正相关,所以,减小气隙磁场谐波含量,可以降低气隙磁密幅值,有效削弱径向电磁力波的幅值。通过 ANSYS 有限元软件分别对极弧系数、磁极厚度、磁极偏心距定义参数,并设置参数的有效变量区间,在合理范围内进行参数扫描分析,得到不同参数变量对气隙磁场谐波畸变率的影响规律。

将极弧系数定义为参数 a,取有效变量区间为 0.6~0.95,以 0.05 为步长共 8 个变量。采用 ANSYS-Maxwell 2D 对参数变量 a 进行扫描分析,可得到极弧系数参数变量扫描图以及对应的谐波畸变率折线图,如图 1 和图 2 所示。

由图 1 可知,在 8 个变量取值中,当极弧系数取 0.80 时,气隙磁场谐波畸变率最小。

由图 2 可知,气隙磁场谐波畸变率随着极弧系数的增加,先是减小然后增大,呈凹状,在谷值 $a=0.80$ 处取得最小谐波畸变率。

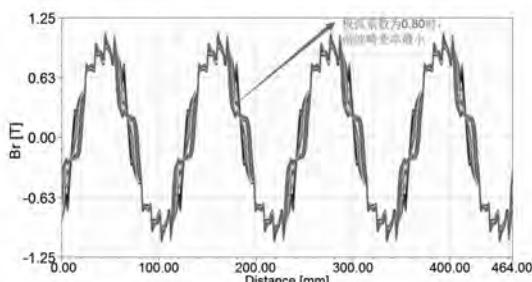


图 1 极弧系数参数变量扫描图

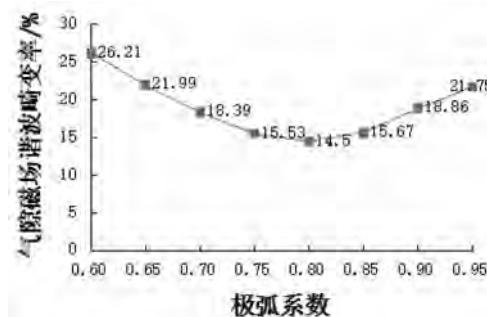


图 2 不同极弧系数对应的谐波畸变率折线图

将磁极厚度定义为参数 b,取有效变量区间为 2~5.5,以 0.5mm 为步长共 8 个变量。采用 ANSYS-Maxwell 2D 对参数变量 b 进行扫描分析,可得到磁极厚度参数变量扫描图以及对应的谐波畸变率折线图,如图 3 和图 4 所示。

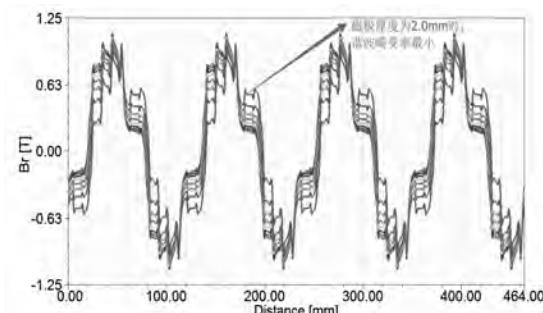


图 3 磁极厚度参数变量扫描图

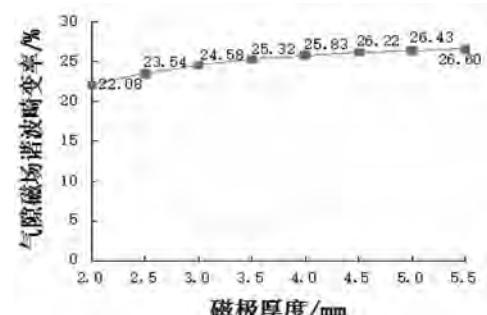


图 4 不同磁极厚度对应的谐波畸变率折线图

由图 3 可知,在 8 个变量取值中,当磁极厚度取 2.0mm 时,气隙磁场谐波畸变率最小。

由图 4 可知,气隙磁场谐波畸变率随着磁极厚度的增加而增大,呈直线上升状,在始端 $b=2.0$ 处取得最小谐波畸变率。

将磁极偏心距定义为参数 c,取有效变量区间为 16~30,以 2mm 为步长共 8 个变量。采用 ANSYS-Maxwell 2D 对参数变量 c 进行扫描分析,可

得到磁极偏心距参数变量扫描图以及对应的谐波畸变率折线图,如图 5 和图 6 所示。

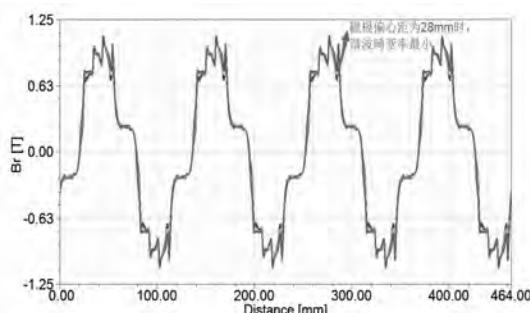


图 5 磁极偏心距参数变量扫描图

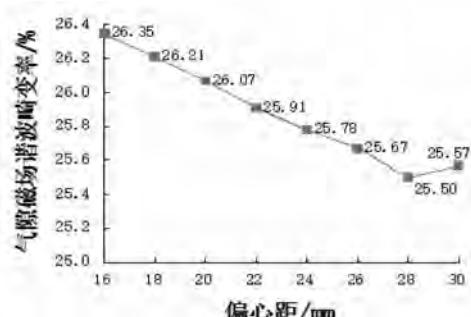


图 6 不同磁极偏心距对应的谐波畸变率折线图

由图 5 可知,在 8 个变量取值中,当磁极偏心距取 28mm 时,气隙磁场谐波畸变率最小。

由图 6 可知,气隙磁场谐波畸变率随着磁极偏心距的增加,先是减小然后增大,呈凹状,在谷值 $c=28$ 处取得最小谐波畸变率。

通过上述极弧系数、永磁体磁极厚度以及永磁体磁极偏心距的扫描分析,可看出三个参数分别在 $a=0.80$, $b=2.0$, $c=28$ 时,各自对应的谐波畸变率最小。

但是,在实际工程中,通过优选极弧系数和磁极偏心距,可以使气隙磁密更加趋近于正弦性,降低气隙磁密的谐波畸变率。同时对于永磁体磁极厚度的选择亦是一个关键问题,磁极过厚会造成材料的浪费,提高成本;磁极过薄会造成加工的难度,且在温度、时间、外磁场、化学腐蚀、辐射、机械振动等极限工况下会造成不可逆退磁。因此,本文选取极弧系数为 0.8,永磁体磁极厚度为 3.5mm,永磁体磁极偏心距为 26mm,以此参数变量建立电机模型,对其进行径向电磁力波空间分布与时间分布的仿真以及模态分析,探求优化后的转子永磁体磁场对电磁振动与噪声的影响效果。

3 PMSM 电磁力波分析

通过 ANSYS-Maxwell 2D 对永磁体磁极优化前后的电机进行建模,如图 7 所示。并对其进行空间与时间上的电磁力波仿真,分析其对力波次数和力波频率以及相应力波幅值的影响规律。

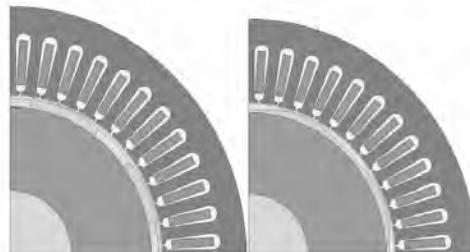


图 7 永磁体优化前后 Maxwell 2D 1/4 电机模型

电磁力波次数: 在额定运行时对径向电磁力波空间分布进行仿真,并绘制空间分布谐波分析图,如图 8 和图 9 所示。

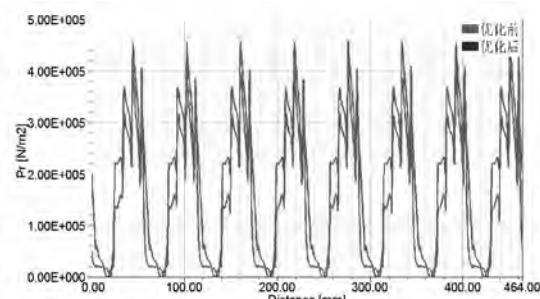


图 8 永磁体优化前后径向电磁力波空间分布图

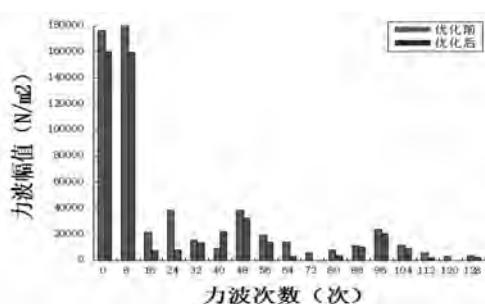


图 9 永磁体优化前后径向电磁力波空间分布谐波分析图

由图 8 可知,优化后的径向电磁力波空间分布波形明显收敛,整体呈现在优化前的内部。由图 9 可知,优化后的径向电磁力波次数所对应的幅值整体呈下降趋势,除了在 40 次力波下,幅值有所增加,其余大幅度下降;同时,优化后的径向电磁力波消除了 72 次、120 次力波。对于整数槽 PMSM

极对数大于 2 时影响电机振动和噪声的主要电磁力波次数为 0 次^[1], 优化前其力波幅值为 176.705 KN/m^2 , 优化后其力波幅值为 160.170 KN/m^2 , 相比于优化前降低了 9.4%。所以, 通过优化永磁体磁极可以有效地降低电磁力波次数所对应的幅值, 进而抑制电磁振动与噪声。

电磁力波频率: 在额定运行时对径向电磁力波时间分布进行仿真, 并绘制时间分布谐波分析图, 如图 10 和图 11 所示。

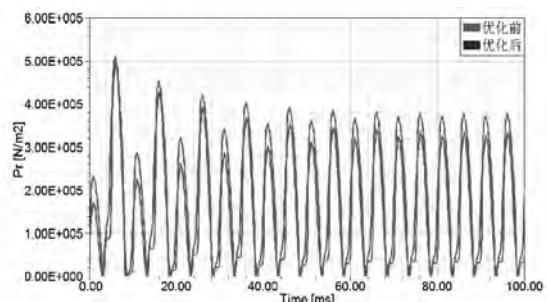


图 10 永磁体优化前后径向电磁力波时间分布图

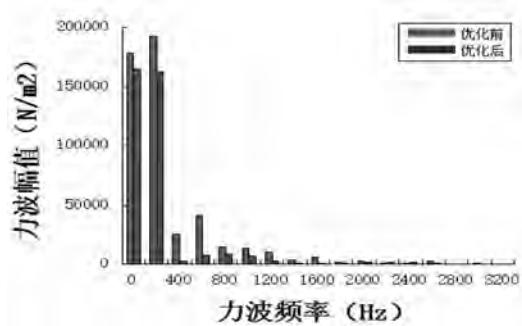


图 11 永磁体优化前后径向电磁力波时间分布
谐波分析图

由图 10 可知, 优化后的径向电磁力波时间分布波形明显收敛, 整体呈现在优化前的内部。由图 11 可知, 优化后的径向电磁力波频率所对应的幅值整体呈下降趋势, 除了个别高频所对应的幅值略微上升, 其余大幅度下降; 所以, 通过优化永磁体磁极可以有效地降低电磁力波频率所对应的幅值, 进而弱化与模态固有频率接近时所发生的共振现象。

综上所述, 通过优化永磁体磁极, 可以使径向电磁力波空间分与时间分布图对应的波形收敛, 削弱了力波次数与力波幅值所对应的幅值, 同时不会影响力波本身的次数和频率, 可以有效地抑制电磁振动与噪声。

4 PMSM 模态分析

模态分析是基于动力学对电机结构进行研究的方法, 是分析电磁振动与噪声不可或缺的重要流程。模态分析主要研究电机的共振频率, 当电机结构的固有频率与径向电磁力波的频率接近时, 会产生剧烈振动, 同时产生较大的噪声; 为有效抑制电磁振动与噪声, 必须确保电机结构的固有频率不同于电磁力波的频率, 是抑制电磁振动与噪声的重要前提^[12-13]。

本文采用 ANSYS 有限元软件对注塑机用 PMSM 进行模态分析, 但由于电机外壳形状复杂, 具有定位台阶、散热筋、螺丝等结构, 故将电机外壳等效为圆环状柱体的理想状态。通过 ANSYS-Maxwell 3D 建立整机结构的等效三维模型, 将其导入 ANSYS-Workbench 中并定义 PMSM 各部分结构的材料属性, 最终仿真得到整机结构各阶径向模态振型以及其所对应的固有频率, 如图 12、图 13 和表 1 所示。

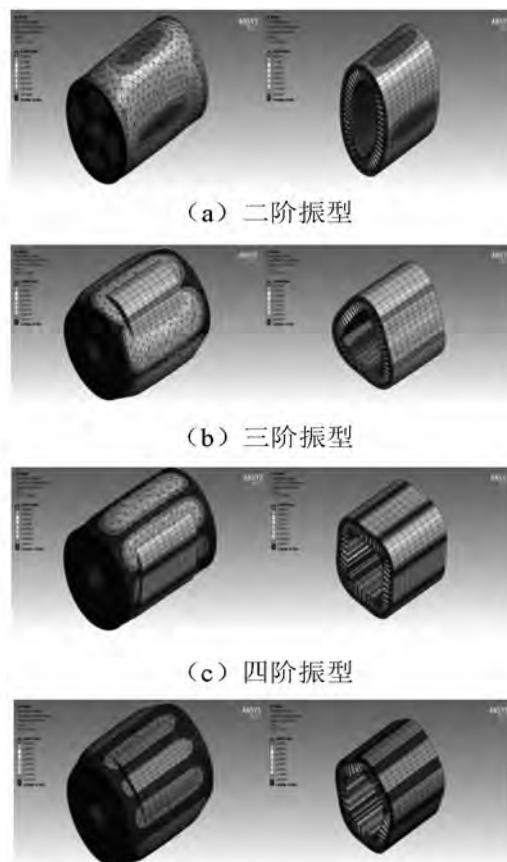


图 12 永磁体磁极优化前 PMSM 整机 2~5 阶径向
模态振型

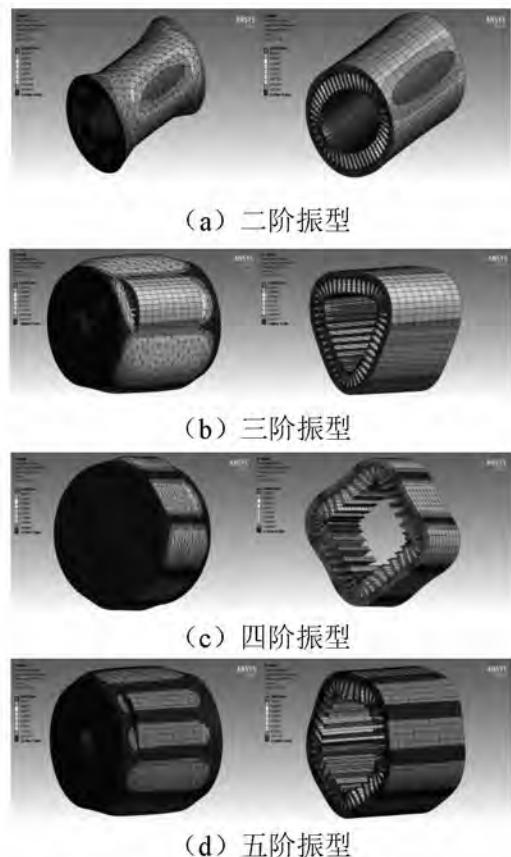


图 13 永磁体磁极优化后 PMSM 整机 2~5 阶径向模态振型

表 1 永磁体磁极优化前后 PMSM 整机 2~5 阶径向模态频率

| 模态 阶数 | 模态频率/Hz | | 频率相对 变化量/% |
|----------|---------|--------|---------------|
| | 优化前 | 优化后 | |
| 2 阶 | 856.04 | 856.84 | 0.09 |
| 3 阶 | 1770.5 | 1772 | 0.08 |
| 4 阶 | 2996.5 | 3017.1 | 0.68 |
| 5 阶 | 4026.5 | 4030.4 | 0.09 |

注:由于篇幅限制,只节选部分低阶振型

由图 12、图 13 可知,左侧视图为整机结构的 2~5 阶径向模态振型,右侧视图为在整机结构下定子铁心的 2~5 阶径向模态振型。通过图 12 与图 13 的各阶振型对比,可以看出各阶模态振型略有改变。

由表 1 可知,永磁体磁极优化前后整机结构的 2~5 阶径向模态固有频率发生轻微改变,相对变化量分别是 2 阶对应的 0.09%、3 阶对应的 0.08%、4 阶对应的 0.68%、5 阶对应的 0.09%。根据

刚度与质量效应及优化前后模态频率对比可知,优化后的永磁体磁极对整机结构的贡献为刚度不变、质量下降,所以提升了电机的固有频率。

为了避免共振现象,应当尽量规避电机固有频率与力波频率的接近。由表 1 和图 11 可知,对于 2 阶、3 阶、4 阶、5 阶振型所对应的模态频率 856.84Hz、1772Hz、3017.1Hz、4030.4Hz,高于径向电磁力波的自身频率 800Hz、1600Hz、3000Hz、4000Hz。同时基于上述永磁体磁极的优化,将力波频率 800Hz 所对应的幅值由 14.33KN/m^2 降到 8.43KN/m^2 ,降幅 41.17%;力波频率 1600Hz 所对应的幅值由 6.43KN/m^2 降到 1.15KN/m^2 ,降幅 82.12%;力波频率 3000Hz 所对应的幅值由 911.43N/m^2 降到 184.69N/m^2 ,降幅 79.74%;力波频率 4000Hz 所对应的幅值由 182.30N/m^2 降到 169.37N/m^2 ,降幅 7.09%,而且其他频率所对应的幅值也大幅度下降。最终通过力波频率远离模态固有频率和大幅度削弱力波幅值,以达到减振降噪的效果。

5 结语

本文简要解析分析电磁振动与噪声的产生机理,在不改变定子磁场的基础上,针对转子磁场,采用 ANSYS 有限元软件对永磁体磁极的极弧系数、厚度、偏心距展开扫描分析,探究不同参数变量对气隙磁场谐波畸变率的影响规律,继而选择最佳参数变量,然后对优化前后的电磁力波与模态参数进行有限元仿真分析。结果表明,合理优化永磁体磁极,即在极弧系数为 0.8,永磁体磁极厚度为 3.5mm,永磁体磁极偏心距为 26mm 时,能有效削弱力波幅值,而且通过降低永磁体磁极质量,可以提升模态固有频率,使其高于径向电磁力波的自身频率,减少电磁共振的可能性。同时验证了该方法的可行性及普遍适用意义。

参考文献

- [1] 中蓝晨光化工研究设计院有限公司《塑料工业》编辑部. 2015~2016 年世界塑料工业进展[J]. 塑料工业, 2017, 45(3): 1~44.
- [2] 李大寅, 周舟, 朱宁迪. 永磁同步伺服电机在注塑机中的应用[J]. 橡塑技术与装备, 2005, 31(7): 58~60.
- [3] 杜晓彬, 邓建华. 基于 GPR-PSO 模型的永磁同步电机气隙磁密波形优化[J]. 防爆电机, 2017, 52(6): 20~24.

- [4] 谢颖, 李飞, 黎志伟, 等. 内置永磁同步电机减振设计与研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(18):5437–5445.
- [5] 杨浩东, 陈阳生. 分数槽永磁同步电机电磁振动的分析与抑制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(24):83–89.
- [6] 李晓华, 雷铁, 刘成健. 基于 dSPACE 的永磁同步电机低振动噪声控制策略[J]. 电机与控制应用, 2017(12):47–53.
- [7] 韩雪岩, 张哲, 吴胜男, 等. 考虑磁致伸缩效应永磁电机的振动噪声研究[J]. 电工电能新技术, 2015, 34(1):28–34.
- [8] 张磊, 温旭辉. 车用永磁同步电机径向电磁振动特性[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(5):33–39.
- [9] Huang S, Aydin M, Lipo T A. Electromagnetic vibration and noise assessment for surface mounted PM machines[C]// Power Engineering Society Summer Meeting. IEEE, 2001: 1417–1426 vol.3.
- [10] 刘景辉, 黄开胜, 陈治宇, 等. 永磁同步电动机径向电磁力的分析[J]. 微特电机, 2013, 41(5):16–18.
- [11] 宋志环. 永磁同步电动机电磁振动噪声源识别技术的研究[D]. 沈阳工业大学, 2010.
- [12] 王天煜, 王凤翔. 大型异步电动机定子振动与模态分析[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(12):41–45.
- [13] Mori D, Ishikawa T. Force and vibration analysis of induction motors [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2005, 41(5):1948–1951.

考虑温度影响的电涡流缓速器制动力矩分析

Analysis of Braking Torque of Eddy Current Retarder Considering Temperature Influence

李超¹,王群京^{1,2,3},钱喆^{1,2,3},李雪逸¹

(1.安徽大学电气工程与自动化学院,合肥 230601;

2.高节能电机及控制技术国家地方联合实验室(安徽大学),合肥 230601;

3.安徽大学工业节电与电能质量控制协同创新中心(安徽大学),合肥 230601;)

摘要:本文考虑材料温度对气隙、电阻率的影响,利用涡流折算分析不同温度下电涡流缓速器气隙合成磁场,通过求解电涡流制动功率,推导出制动力矩公式。在不同工况下,计算出电涡流缓速器的制动力矩大小,并与台架试验和仿真结果进行了对比,结果表明该方法的有效性。

关键词:电涡流缓速器; 温度; 集肤效应

Abstract: In this paper, considering influence of material temperature on air gap and resistivity, the eddy current conversion is used to analyze the air gap synthesis magnetic field of eddy current retarder at different temperatures. The braking torque formula is derived by solving the eddy current braking power. Under different working conditions, the braking torque of the eddy current retarder is calculated and compared with the bench test and simulation results. The results show the effectiveness of the method.

Key words: eddy current retarder; temperature; skin effect

1 引言

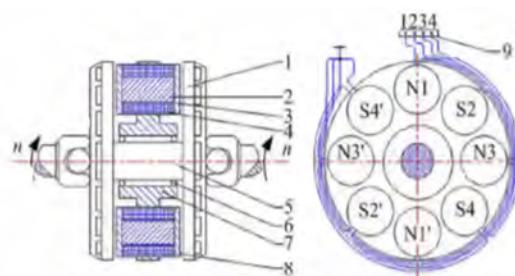
电涡流缓速器作为与汽车的辅助制动装置,在城市公交车辆,客用大巴和载重货车上,得到了大量普遍的应用。早在上个世纪中期,国内外学者就开始对电涡流缓速器基础理论研究,至今已经有几十年的历史,其中转子盘制动力矩的理论计算分析是关键,一直是国内外学者所关注的对象,大部分国外学者利用解析法求解电涡流缓速器制动力矩分析计算方法例如:法国科学家 K. Venkataratant,D.Dfentarn 等人提出将转子盘的材料 B/H 曲线用公式拟合,综合考虑此曲线和定子铁芯饱和等影响,推导出电涡流缓速器制动力矩的模型^[1];S.Sharifad 等人深入讨论了集肤效应对制动力矩影响,建立了考虑集肤效应的转子盘制动力矩模型^[2]。国内一些学者主要利用简化计算推导制动力矩计算公式。江苏大学的何仁教授团队率先使用有限元方法理论分析制动力矩^[3]。何建清提出了闭合圆环假设,并结合磁路分析得到电涡流缓速器制动力矩计算公式^[3]。

本文考虑温度对气隙合成磁场的影响,推导出制动力矩公式。计算了不同转速下的制动力矩

大小,与台架试验实际情况和仿真结果进行比较。

2 电涡流缓速器的机械结构及工作原理

电涡流缓速器的机械结构如图 1 所示,由定子总成和转子总成组成。其中,定子总成一般主要由线圈、铁芯、定子支架上构成。前、后转子盘、转子轴、法兰盘构成转子总成。转子盘有导磁率较高的铁磁材料(电工纯铁、低碳钢)制成,由于电涡流缓速器工作产生大量的热量,因此转子盘上都铸有散热叶片和通风空道将这些热量散发掉,如图转子盘铸有的片装物,子磁极和转子盘间气隙通常在 2~3mm,使转子盘旋转时不会碰触到定子。



1-转子盘;2-铁芯;3-磁轭;4-励磁绕组;5-转子轴;

6-轴承;7-固定架;8-气隙;9-接线柱

图 1 电涡流缓速器机械结构图

电涡流缓速器的工作原理是：当给缓速器的定子线圈通入直流电源，由电磁感应原理知，在转子盘内部就会产生旋涡状感应电流，电涡流产生电磁力，利用这个电磁力给转子减速。气隙磁场磁通量大小是与定子励磁线圈匝数及通入电流大小成正比。如图 2 所示，在转子盘内分别产生磁通正在减少或增加的两种方向相反的涡流。

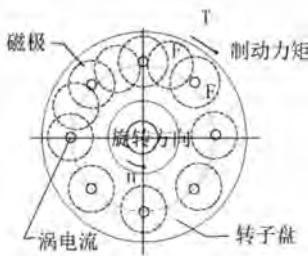


图 2 电涡流缓速器制动力矩和涡电流

3 制动力矩分析

电涡流缓速器工作原理可知，可以通过计算分析涡流缓速器的涡流损耗功率，来推导制动力矩的大小，在推导过程中，考虑温度对转子盘的电阻率和磁路磁阻的大小变化的影响。

3.1 涡流损耗功率的计算

在求涡流损耗功率过程中需要作一些简化和假设：将转子盘简化为厚度一定的环状金属盘；铁磁材料的相对磁导率 μ 不变，且不考虑磁饱和以及磁滞耗损的影响。

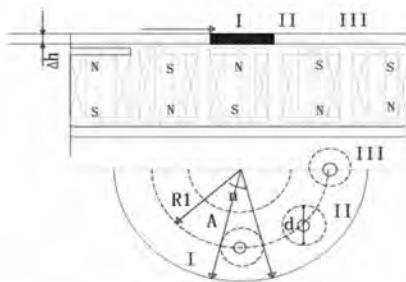


图 3 电涡流缓速器的磁场示意图

每一磁极在转子盘上，如图 3 所示，每磁极磁通量为 $\Phi = BS_p$ ；气隙合成磁场的磁感应强度 B 是定子励磁和涡流去磁效应的共同产生的。在转子盘旋转过程中，圆形区域内磁通量是不断变化的，图 3 可知磁通量 $\Phi = BS_p \cos \omega t$ 。

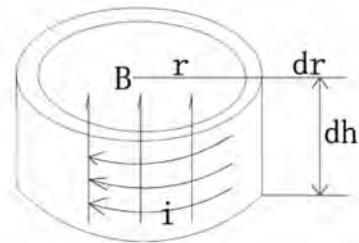


图 4 转子电阻计算示意图

我们可以将磁轭的圆形区域 I 视为图四所示的金属圆环构成的圆环的，圆环磁通为：

$$\phi = \pi r^2 \cos \omega t \quad (1)$$

上式中 ω 为磁场变化的角速度， $\omega = \frac{2\pi N_p n}{60}$ ， N_p 为磁极对数， n 为转速，因此圆环产生的感应电动势^[6]

$$\varepsilon = -\frac{d\phi}{dt} = \pi r^2 B \sin \omega t \quad (2)$$

由于集肤效应的影响，转子盘电阻为 $dR = \rho \frac{2\pi r}{\Delta_h dr}$ ， ρ 为电阻率，集肤效应深度 Δ_h ，

$$\Delta_h = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \mu_0 \mu_r}} \quad (3)$$

转子盘上圆环的涡电流为：

$$i = \frac{\varepsilon}{dR} = \frac{B \omega \Delta_h \sin \omega t}{2\rho} r dr \quad (4)$$

转子盘圆环的瞬时制动功率为：

$$dp = \frac{\varepsilon^2}{dR} = \frac{\pi \Delta_h B^2 \omega^2 \sin^2 \omega t}{2\rho} r^3 dr \quad (5)$$

转子盘上半径为 $d/2$ 的圆盘的瞬时制动功率为：

$$p = \int_0^{d/2} dp = \frac{S_p^2 \Delta_h B^2 \omega^2 \sin \omega t}{8\pi\rho} \quad (6)$$

有效制动功率为：

$$p_e = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{S_p^2 \Delta_h B^2 \omega^2}{16\pi\rho} \quad (7)$$

可以简化总的涡流损耗功率可表示为：

$$P = k p_e = k \frac{S_p^2 \Delta_h B^2 \omega^2}{16\pi\rho} \quad (8)$$

其中： $k = \frac{720}{2\partial r c \sin(d/2R)}$ 。

3.2 考虑温度影响的气隙合成磁场的分析计算

客用车涡流缓速器一般工作转速范围在 3500rpm 内，磁场变化频率较低，属于低频电磁场问题，当磁场中存在磁导率较高的导磁材料时，对

磁场的分布影响明显^[9]。一般求解这类磁场问题很复杂,因此在工程中常作近似处理,把磁场简化为磁路来处理,涡流缓速器磁路模型如图 5 所示。

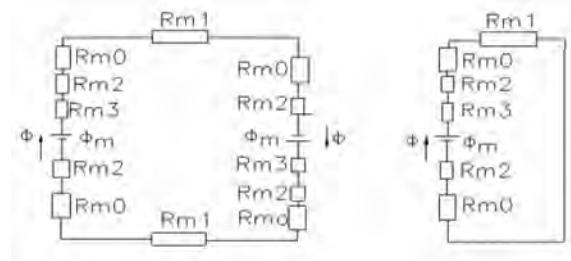


图 5 磁路模型

根据图 5 所示磁极所通过的总磁阻为:

$$2R_{m0}+R_{m1}+2R_{m2}+3R_{m3}=R_m \quad (9)$$

一般情况下,转子盘、磁轭和铁心的磁阻可以忽略不计,故磁路中的总磁阻简化:

$$R_m=2R_{m0}=\frac{2lg}{\mu_0 S_p} \quad (10)$$

大多数材料的体积随温度升高而发生膨胀现象,可以查阅到 DT4 材料的,随着温度升高气隙减小的曲线:

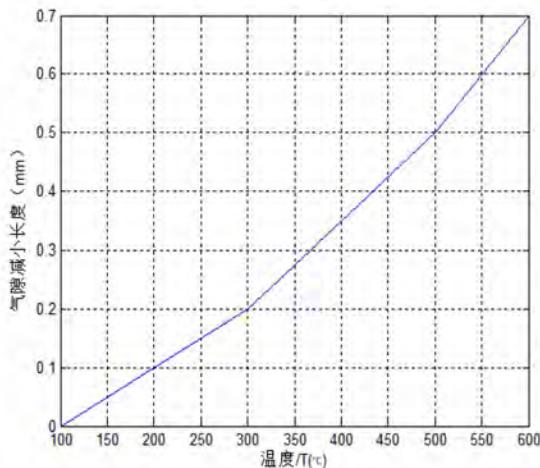


图 6 温度-气隙减小关系曲线

由于转子盘中产生的涡电流很大,产生了去磁效应,要准确计算去磁效应很困难,工程上采用涡流折算。

即有: $\Phi'_m=\Phi_m-\Phi_e$ (11)

式中: Φ_m 为磁励绕组的磁动势。

Φ_e 为涡流产生的等效磁动势。

其中: $\Phi_0=NI$ (12)

$$\Phi_e=k_e I_e \quad (13)$$

式中: k_e 为折算系数,不同转速下使用不同的折算系数可以提高计算准确率^[7]。

根据式(4),转子盘半径为 $d/2$ 的圆形区域的瞬时涡流:

$$i_e=\frac{\Delta_h B_i \omega \sin \omega t}{2\rho} \int_0^{d/2} 2r dr = \frac{\Delta_h S_p B_i \omega \sin \omega t}{4\pi\rho} \quad (14)$$

涡流的有效值:

$$I_e=\frac{1}{\sqrt{2}} i_{em} \sqrt{\frac{\Delta_h S_p B_i \omega}{8\pi\rho}} \quad (15)$$

磁路中的瞬时磁通量:

$$\Phi=B_n S_p = \frac{\Phi_m - \Phi_e}{R_m} \quad (16)$$

由式(14),代入可求得气隙合成磁场中的磁感应强度:

$$B_n = \frac{8\pi\rho\mu_0 NI}{16\pi\rho l_g + \sqrt{2} k_e \mu_0 \Delta_h S_p \omega} \quad (17)$$

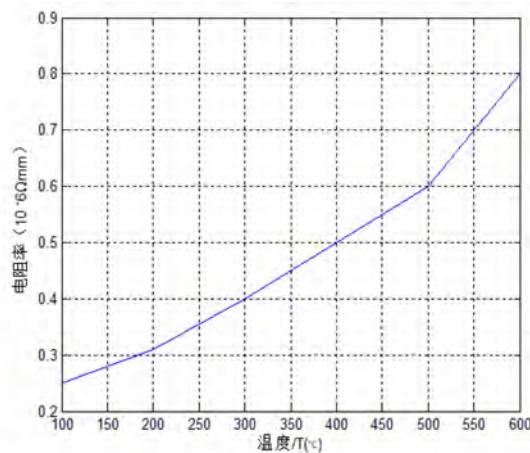


图 7 DT4 转子盘不温度下电阻率曲线

根据文中提供的数据,我们可以方便的计算出在不通过温度下转子盘电阻率不同,气隙不同,并且使用不同转速下折算系数,气隙合成磁感应强度的大小,从而计算出不同工况下的 B_n 大小。

3.3 制动力矩分析计算

由 $P=T\omega_n$, 可以求得电涡流缓速器的制动力矩:

$$T=\frac{P}{\omega_n}=\frac{k S_p^2 \Delta_h B_n^2 \omega^2}{16\pi\rho\omega_n} \quad (18)$$

上式表明电涡流缓速器所产生的制动力矩大小与励磁线圈参数 (N, I)、材料参数 (ρ, u)、结构参数

(l_g 、 d 、 R_1 、 N_p)、及转子角速度等变量有关,试验对不同转速,转子盘产生不同温度,查阅不同温度下的材料电阻率^[8],同时推导过程中考虑了转子的集肤深度和涡流去磁效应,从求出不同温度下的磁密,从而求出不同转速情况下的制动力矩。

4 实验与仿真验证

实验初态:常温下,缓速器转子盘电阻率为 $1.5 \times 10^{-7} \Omega \text{mm}$,转子盘相对磁导率为 200H/m ,定子线圈匝数为245,通入的电流I为26.5A,磁极对数4。利用MAXWELL建立仿真模型,仿真出转子盘不同转速下的制动力矩。

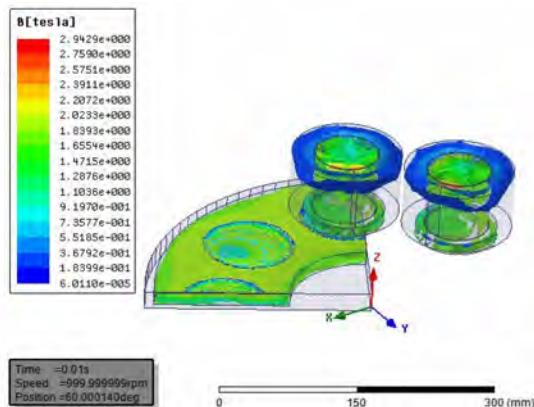


图 8 瞬态电磁感应云图

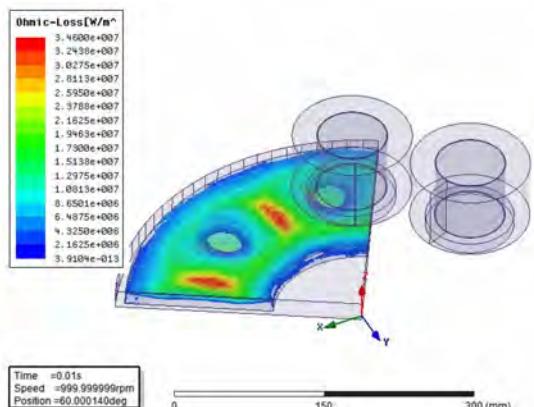


图 9 瞬态涡流损耗图

随着不同转速升高,转子盘稳态温度越高,由试验可知,

表 1 转速与温度关系

| 转速(rpm) | 400 | 800 | 1200 | 1600 |
|---------|------|-------|-------|-------|
| 转子盘稳态温度 | 62°C | 133°C | 312°C | 589°C |



图 10 电涡流缓速器台架实验

为方便工程应用,利用matlab编制了计算制动力矩的程序,算出不同转速下的缓速器所产生的制动力矩。同时对缓速器进行三维有限元建模仿真,仿真数据与实际比较结果见表2。

表 2 电涡流缓速器制动力矩的对比

| 转速/(rpm) | 400 | 800 | 1200 | 1600 |
|---------------|-------|-------|-------|-------|
| 试验制动力矩/(Nm) | 1498 | 1651 | 1404 | 1431 |
| 有限元制动力矩/(Nm) | 1469 | 1642 | 1444 | 1425 |
| 理论分析制动力矩/(Nm) | 1424 | 1553 | 1528 | 1552 |
| 理论与试验误差百分比 | 5.39% | 6.02% | 7.23% | 8.09% |

从表2可以看出三种计算制动力矩大小的基本一致,表明本文提出的方法比较接近实际,能够指导实践。在试验台上可以看出,在高速试验时,转子盘达到589°C。在转子盘转速较高的时候,由于材料温度特性和去磁效应影响,导制制动力矩有减小的趋势。



图 11 试验中温度达到 589°C 的转子盘

5 总 结

笔者在考虑集肤深度和涡流去磁效应的基础上, 考虑不同温度下材料特性, 并使用不同转速下涡流折算系数不同, 计算电涡流缓速器的制动力矩大小, 过程简单, 公式表达清楚。编程计算不同转速情况下的制动力矩, 并在台架上进行了实际试验, 得出理论计算值与试验值、仿真值基本吻合, 说明该方法比较正确, 对电涡流缓速器在产品更新优化和设计研发中有一定的实践指导意义。

参考文献:

- [1] Kai Zhang; Desheng Li; Xiao Du; Ran Zheng, Numerical Analysis and Experimentation of a Novel Self -Excited and Liquid -Cooled Eddy Current Retarder. IEEE Transactions on Energy Conversion Year: 2014, Volume:29, Issue: 1, Pages: 196 – 203.
- [2] Qiang Yu; Xuesong Wang; Yuhu Cheng; Lisi Tian, Analysis of Eddy Current and Loss of a Novel Canned Switched Reluctance Machine. IEEE, 2018 Conferences, 2015.
- [3] Yi Zhang, Regenerative braking system design for an energy recuperative eddy current retarder. IEEE International Transportation Electrification Conference (ITEC), 2015.
- [4] 何仁电涡流缓速器制动力矩的计算方法, 江苏大学学报 2009.67–69
- [5] R.Sattarov Robert, 2D model of axial -flux eddy current brakes with slotted conductive disk rotor. 2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). IEEE Conferences, 2017.
- [6] 吴迎峰. 汽车电磁缓速制动器的基础理论[D]. 武汉理工大学, 2016:
- [7] 电涡流缓速器涡流折算系数的计算方法. 重庆交通大学学报, 2015
- [8] Wang Feng, Yan Qingdong. Prediction and analysis Oil hydraulic retarder performance based on CFD technology [J]. Journal of system Simulation, 2007, 19(6): 1390~1396. (in China).
- [9] 汽车永磁缓速器设计理论与试验研究 叶乐志《北京工业大学博士论文》-2012-05-01.
- [10] 孙为民, 电涡流缓速器制动力矩计算的新方法. 现代机械. 2005: 110–112.

塑封电机负载异常低频噪声分析及改善

Analysis and Improvement on Load Abnormal Low-frequency Noise of Plastic Package Motor

丁佳婷,高晓峰,艾桂林,李庆

(珠海凯邦电机制造有限公司 珠海 519110)

摘要: 针对塑封电机在负载测试阶段出现的异常低频噪声问题进行分析。通过噪声测试和声强测试手段的综合运用,比较不同噪声频谱,确认低频噪声产生的机制。由于电机胶圈设计不合理导致胶圈与端盖过量配合,使橡胶缓冲作用消失,与负载产生共振;转子斜槽设计不合理,导致转子与电机产生共振在低频段的响应幅值被放大,在电机谐波频率的激励下,产生异常低频噪声。最终通过调整胶圈尺寸和斜槽尺寸,有效解决电机噪声问题。

关键词: 塑封电机; 低频噪声; 噪声测试

Abstract: The issue of abnormal low-frequency noise of plastic package motor during development process is analyzed. Through comprehensive application of noise test and sound intensity test, the mechanism of low frequency noise is confirmed by comparing different noise spectrum. Due to unreasonable design of motor aprons, the interference fit between rubber ring and the end cover makes the rubber buffer disappear and resonate with load. The design of rotor inclined slot is unreasonable, which causes the resonance of rotor and makes the motor amplified in low frequency response, and the abnormal low frequency noise is produced under the excitation of harmonic frequency of motor. Finally, by adjusting the size of the apron and the size of the chute, the problem of motor noise can be effectively solved.

Key words: plastic package motor; low-frequency noise; noise testing

0 前 言

塑封电机负载低频噪声具有很强的穿透力,很难通过隔声的方法消除。某款单相异步塑封电机在进行负载测试时,单机噪音无明显异常,装负载测试 60 HZ 电源条件下试听高档噪音合格无异常,但切换 L 档(静音档)试听启动嗡嗡异响,转速正常后不消失,异响较明显,音质差不可接受,频谱测试 360 HZ 处峰值凸显,总分贝 35 dB, 峰值 24 dB。具体测试噪音频谱如下:

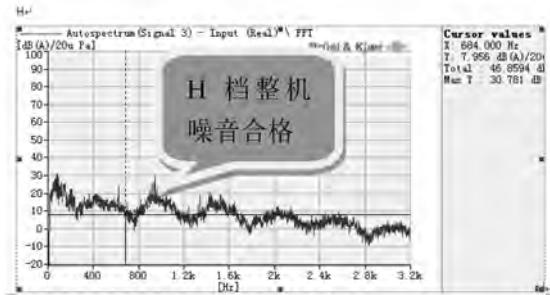


图 1 H 档低频噪音频谱

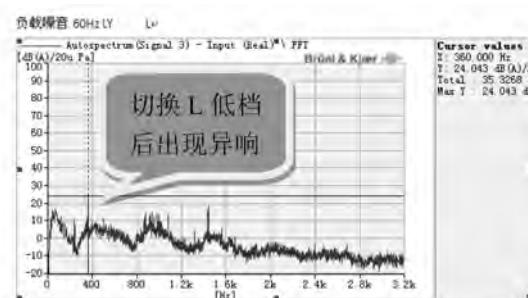


图 2 L 低频档噪音频谱

塑封电机的噪声来源比较复杂,电机噪声通常有三类:电磁噪声、机械噪声和通风噪声,如何确定噪声源及其传递路径是解决噪声问题的关键^[1-8]。其中电磁噪声和机械噪声比较突出,在实际生产中必须对其加以控制。解决电机噪声问题,首先要区别噪音是来自电磁部分还是机械部分。再根据噪音的强弱程度,找出最突出的噪音源,采取相应的降噪措施。电机运行时,不论是空载或负载状态,都会产生电磁噪声。电磁噪声与磁场强度、

负载电流及转速等有关。噪声种类的简易鉴别方法,1)突然断电法:将电动机运转到最高转速,突然切断电源,若噪声随之突然减小,则是电磁噪声,若噪声变化不大,则是机械噪声;2)改变电压法:电磁噪声随电压变化很大,升高电压,噪声明显加大,降低电压,噪声明显减小^[9-13]。

1 噪声产生原因分析

从生产问题和设计问题层层排查电机产生噪声的原因,生产问题主要包括电机定子不良,转子不良和端盖不良,再往下细分可以归纳为生产无工艺文件要求,员工培训考试不合格等;设计问题主要包括电机电磁方案设计不合理和装配设计不合理,再往下细分可归为设计规范未要求和设计胶圈高度不合理,具体的电机噪音产生原因分析如图 3 所示,胶圈高度设计不合理、斜槽设计不合理、端盖同轴度不符合要求、定子同轴度不符合要求和转子不合格可能导致了负载噪声的出现。

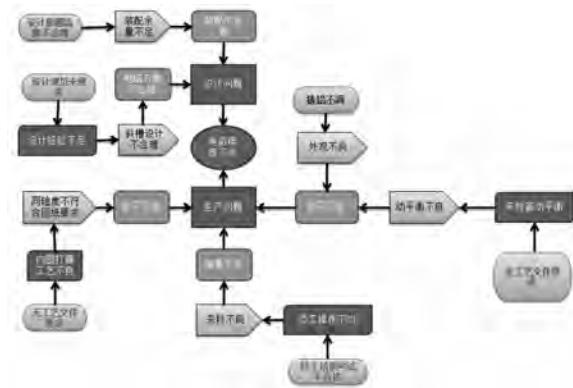


图 3 电机噪声产生原因的分析图

进一步分析图 4 和图 5 可以发现,胶圈尺寸为 17.9 ± 0.2 mm, 端盖尺寸为 $17.1 \sim 17.3$ mm, 胶圈高度大于端盖高度,会导致胶圈与端盖过量配合,使橡胶缓冲作用消失,与负载产生共振,从而出现噪声;电机转子斜槽尺寸为 1.5, 转子斜率小,会导致转子与电机产生共振,在低频段的响应幅值被放大,在电机谐波频率的激励下,产生异常低频噪声。

实际测量定子同轴度、端盖同轴度并与图纸进行比对,发现数值都在合理的范围之内,检查转子的轴跳动、动平衡量、外径尺寸、入轴尺寸和外观都符合要求。综合分析发现定子同轴度不符合

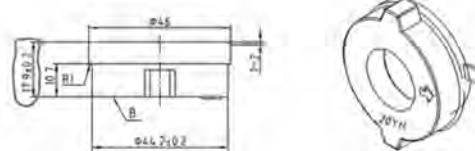
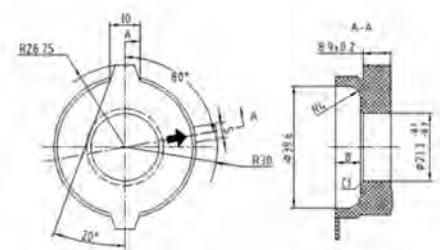


图 4 胶圈尺寸

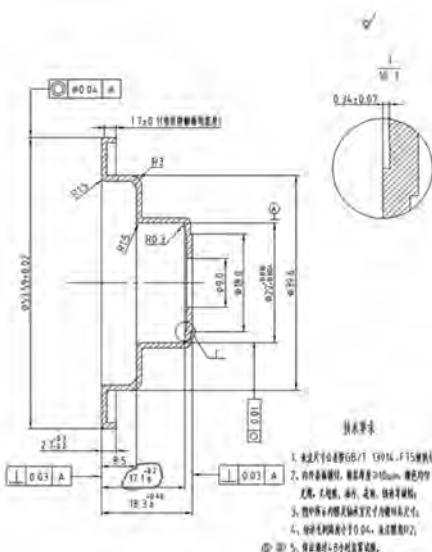


图 5 端盖尺寸

图纸要求, 端盖同轴度不符合要求和转子不合格不是噪声产生的主要原因。

结合噪声源的理论分析, 此款电机的电源频率为 60 Hz, 电机极对数为 2, 电机转速 1350 r/min, 转子槽数为 24 槽, 实测噪声点为 360 Hz, 通过对公式 $f=vpn/60$ 分析计算可知, 此时频率为 360 Hz, 定位为切向振动频率, 电机噪声是由切向振动产生的噪声。

综合分析该款塑封电机是由于胶圈高度设计不合理和斜槽设计不合理结合诱发低档共振噪音。

2 电机噪声的优化及改善

通过调整电机胶圈尺寸和斜槽尺寸来验证电机噪声, 发现胶圈尺寸和斜槽尺寸设计不合理是

导致负载噪声产生的主要原因。由以上两个要因出发进行电机噪声整改。将电机胶圈尺寸由原来的 17.9 ± 0.2 mm 减少至 13.7 ± 0.2 mm, 修改图纸, 投图加工胶圈, 新胶圈安装生产, 并同步测试电机噪声来验证效果, 噪声频谱结果如图 6 所示;

在胶圈改变的前提下再将转子斜槽尺寸由 1.5 加高至 2.0, 修改图纸, 按新图纸投图制作转子总成并安装生产, 验证 200 台电机并同步测试电机噪声, 电机负载噪声频谱如图 7 所示。整机测试电机运转平稳轻快, 声音和谐, 耳听无有害杂音, 电机的噪声测试和声强测试结果详见图 6 和图 7。

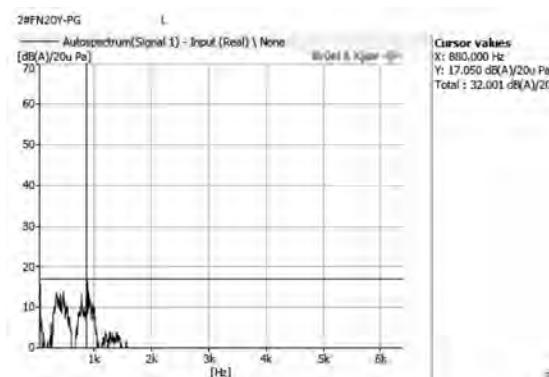


图 6 改变胶圈的噪声频谱

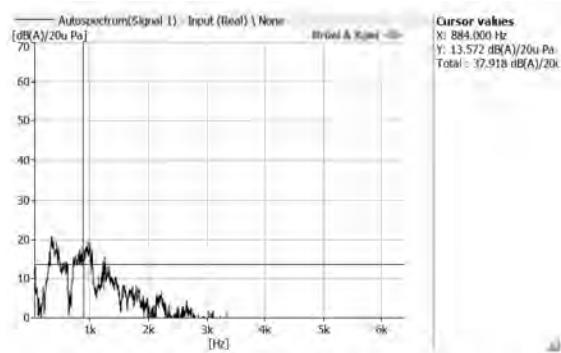


图 7 改变斜槽的噪声频谱

从图 6 和图 7 的噪声频谱可以发现, 通过改变电机胶圈尺寸和斜槽尺寸可以有效减少 360 HZ 的负载噪声, 使噪声问题得以解决。

3 结 论

采用噪声测试、声强测试方法确认了电机低频噪声源, 比较不同噪声频谱, 确认低频噪声产生的机制, 结合电机的生产问题和设计问题, 最终确认了低频噪声产生的原因是胶圈高度大于端盖高度导致胶圈与端盖过量配合, 使橡胶缓冲作用消失, 与负载产生共振, 从而出现噪声; 转子斜槽设计不合理, 导致转子与电机产生共振在低频段的响应幅值被放大, 在电机谐波频率的激励下, 产生异常低频噪声, 电机原先斜槽为 1.5, 将斜槽尺寸由原来的 1.5 改为 2.0, 转子斜率增大, 使共振点偏移, 从而解决电机的噪声问题。

参考文献

- [1] 李隆年. 电机设计[M]. 北京: 清华大学出版社, 1992.
- [2] 钟一谔. 转子动力学[M]. 北京: 清华大学出版社, 1987.
- [3] 陈永校. 电机噪声的分析和控制[M]. 浙江: 浙江大学出版社, 1987.
- [4] 陈世坤. 电机设计[M]. 机械工业出版社, 2004.
- [5] 袁浩, 毛开智. 变频压缩机低频异常噪声分析及改善[J]. 制冷与空调, 2016, 16(12): 18-21.
- [6] 单志友. 空调用塑封电动机噪声改进设计[J]. 上海电机学院学报, 2015, 18(3): 180-183.
- [7] 周俊, 黄先锋. 关于电机噪声和振动的探讨[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(12): 68-70.
- [8] 曾杰明. 空调用永磁无刷直流电机噪声研究[J]. 日用电器, 2016, 4: 53-56.
- [9] 李伟. 异步电动机的噪声控制[J]. 防爆电机, 2005, 2(40): 37-39.
- [10] 张维, 黄坚, 李志强. 异步电机电磁噪声国内外研究现状[J]. 电机与控制应用, 2012, 39(9): 1-4.
- [11] 齐辉, 李永辉, 段建刚. 电机噪声的类别分析方法以及防治措施的研究进展[J]. 微特电机, 2007, 3(46): 46-48.
- [12] 张荣婷, 胡余生. 电机噪声机理及控制技术概述[J]. 日用电器, 2016, 3: 39-45.
- [13] 刘海燕, 林其馨, 周键. 电机噪音污染及其防治措施[J]. 绝缘材料, 2009, 42(1): 71-71.

铁芯热处理在小功率空调风扇电机中的应用研究

Application Research of Iron Core Heat Treatment on Low Power Air Conditioner

卓祖德,陈志文,陈川礼,李庆

(珠海凯邦电机制造有限公司 珠海 519110)

摘要: 电机作为一个能量转换的机械装置,其能量转换效率的大小直接影响能源消耗多少。对于高效率的电机,能以少量的能源消耗获得大的输出功率,因此对于如何以最优成本获得电机效率的提高,一直是电机生产厂家研究的课题。对硅钢片进行热处理能够获得较好的磁性能及较低的铁芯损耗,在压缩机等领域均有较为广泛的应用。本文将从热处理工艺的特点出发,对影响小功率空调单相异步电机的电机性能、噪音及过程工艺的相关因素展开论述。

关键词: 热处理; 电机性能; 电机噪音

Abstract: As a mechanical device for energy conversion, the energy conversion efficiency of motor directly affects the amount of energy consumption. For an efficient motor, it can obtain a large output power with a small amount of energy consumption. Therefore, how to improve the efficiency of motor at the best cost has always been the research subject of motor manufacturers. The heat treatment of silicon steel can obtain better magnetic energy and lower iron core loss which is widely used in the compressor and other field. Starting from the characteristics of heat treatment process, this paper will discuss the factors that affect performance of motor, the noise of motor and process technology of the single phase induction motor.

Key words: heat treatment; motor performance; electrical noise

1 前 言

随着空调产业愈加成熟,成本逐渐透明,且消费者对产品消费的观念愈加理性,性价比已经成为消费者对产品选用的重要考量标准。对生产制造企业来讲,如何在现有成本条件下,满足消费者愈来愈高的消费需求,如何用最小的投入提升产品性能,进而提高市场竞争力,已经成为企业中科研攻关的重要研究课题。本文重点论述空调风扇电机的定转子铁芯在导入热处理工艺后对产品性能、噪音、成本及制程工艺影响的分析与解决经验。

2 铁芯热处理机理

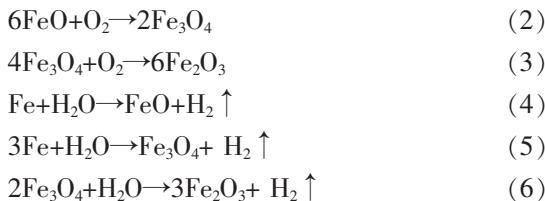
从原理上讲,铁芯在电机中起主要作用的两个关键参数分别为铁损、磁性能。因此电机硅钢片的热处理需要围绕这两个基本参数进行考虑,以便达到降低热处理之后的铁芯损耗及提高热处理之后铁芯磁性能的目的,所以选用连续退火中的

发蓝工艺。主要目的是为了使硅钢片在高温作用下,与氧化剂作用并在铁芯表面生成一层致密的氧化膜,以获得较高的绝缘电阻,减少铁芯的涡流损耗。同时发蓝过程也是一个去应力过程,还能起到很好的防锈和防腐蚀的作用。

2.1 发蓝原理

热处理过程中,各种氧化剂与加热的硅钢片相互作用,会形成一层氧化膜,这层膜可能是:(1) 氧化亚铁 FeO 膜:呈灰色,性能不稳定,易分解出游离铁,绝缘电阻低,当硅钢片弯折时很容易脱落。(2) 四氧化三铁 Fe_3O_4 膜:略带黑色,有较高的绝缘电阻及良好的附着力。(3) 氧化铁 Fe_2O_3 膜:呈红色,绝缘电阻最高,有良好附着力。如果热处理方式得当,形成的氧化膜是由 Fe_3O_4 和 Fe_2O_3 一层盖一层的混合物组成,表面呈蓝黑色,所以这种热处理又叫发蓝处理。另作为热处理的氧化剂有许多种,实践证明空气和水蒸气的混合气体较为适宜,成本也低。在发蓝过程中,其化学反应式如下:





2.2 热处理前后硅钢性能对比

我们选用 800 牌号的硅钢片，按 300mm×30mm 规格的标准块进行发蓝，发蓝后对铁损和磁性能进行测试，结果显示铁损有明显的降低，磁性能获得了提高。具体见下：

| 检定点 | F(Hz) | P _s (W/kg) | B _m (T) | H _m (A/m) | B _r (T) | H _c (A/m) | μ _m (mH/m) |
|------|-------|-----------------------|--------------------|----------------------|--------------------|----------------------|-----------------------|
| 1.5 | 50 | 4.3942 | 1.50113 | 827.3141 | 0.9714 | 123.8920 | 1.8145 |
| 5000 | 50 | 5.6345 | 1.73942 | 4990.8306 | 1.0046 | 139.7634 | 0.3485 |

(a) 热处理前

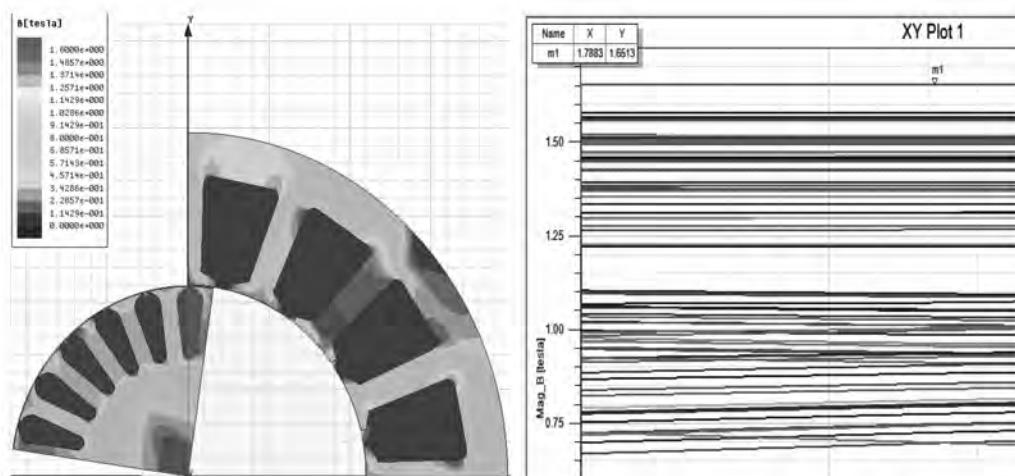
| 检定点 | F(Hz) | P _s (W/kg) | B _m (T) | H _m (A/m) | B _r (T) | H _c (A/m) | μ _m (mH/m) |
|------|-------|-----------------------|--------------------|----------------------|--------------------|----------------------|-----------------------|
| 1.5 | 50 | 3.6838 | 1.50088 | 634.2153 | 1.3660 | 99.4927 | 2.3665 |
| 5000 | 50 | 6.3129 | 1.72963 | 4990.6601 | 1.4389 | 118.9890 | 0.3466 |

(b)热处理后

3 对整机的影响

选用我司一款空调壁挂机产品，暂命名为 FN50，根据客户的要求，需要加大电机输出功率 P2 到 56W，同时效率 $\eta \geq 54\%$ ，转速 $n \geq 1330\text{rpm}$ ，温升 $\Delta T \leq 78\text{K}$ ，且不能大于现有电机结构：铁芯规格 79*44，叠厚 50mm，半定子燕尾槽拼合成圆结

构。我们尝试使用现有条件下的所有手段进行调整，均无法保证转速温升等性能达标的条件下，将电机输出提高 6W，因此对其建模，进行有限元分析，发现电机冲片齿部磁密趋于饱和，所以降低铁芯损耗可以作为该电机提效的主要切入点。适用于导入热处理工艺。



(c)磁密云和最大齿磁密

3.1 性能影响

根据热处理后铁芯损耗降低及磁性能提高的程度，将该需求电机结构定为：铁芯规格 79*44，叠

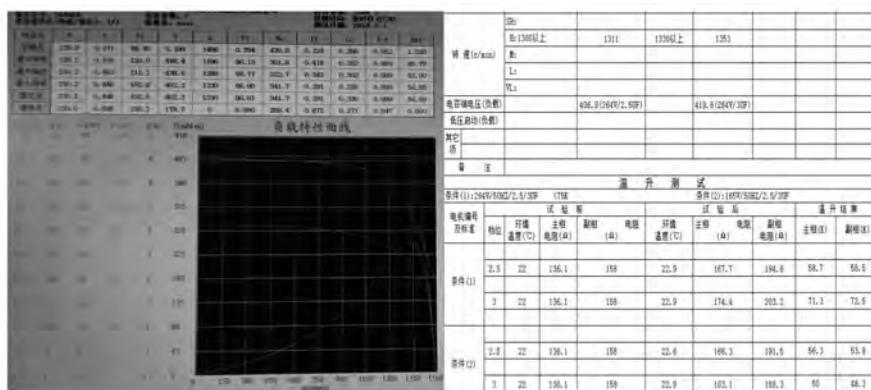
厚 45mm，半定子燕尾槽拼合成圆结构，理论计算后的结果见下：

| | | | | |
|----------------|--------------------|-------------|-------------|-------------|
| 铁心材料:w800 | K2= 0 | K3= 0 | | |
| S=.1026 | P2= 52.15 | P1= 95.42 | n= 1346 | T= , 3706Nm |
| η = .5466 | COS ϕ = .9988 | Pcu1= 12.25 | Pcu2= 8.215 | Pfe= 3.417 |
| Im= .2976 | Ia= .327 | I1= .4154 | If= .6434 | Ib= .06223 |
| Bg= .5681T | Bt1= 1.508T | Bt2= 1.71T | Bc1=-.1997T | Bc2= .7743T |
| Jm= 5.606 | Ja= 6.662 | Jr= 2.429 | AJ= 907.5 | AJmax= 1054 |

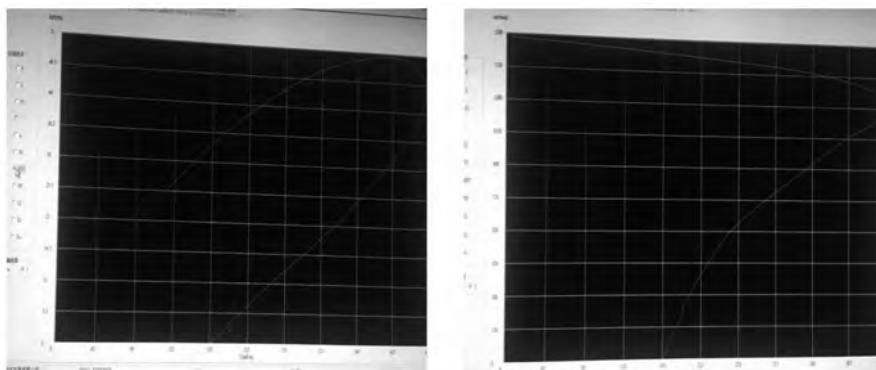
(d)理论计算数据

考虑到理论计算与实际有误差，将此方案进行制样及负载测试，测试结果为：P2=56.1W, η = 54.59%, n=1353rpm, $\Delta T < 73K$, 性能完全符合要求

并具有一定的余量优势，特性曲线对比也得到了提升。

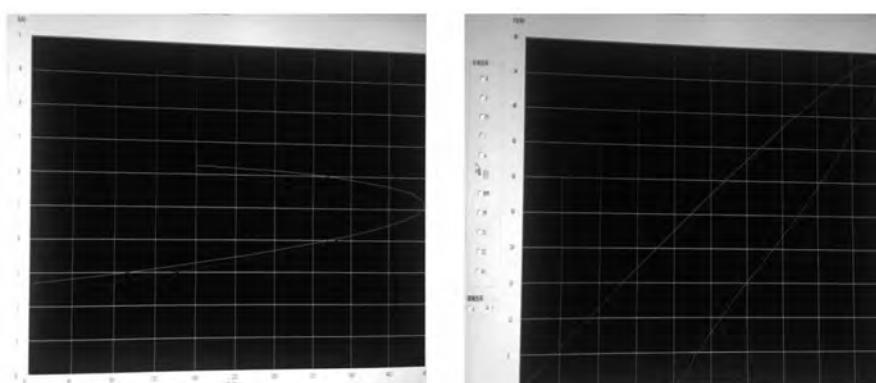


(e)测功曲线和温升数据



(f)Eff 曲线对比,热处理为红色

(g)n 曲线对比,热处理为红色



(h)T 曲线对比,热处理为红色

(i)P2 曲线对比,热处理为红色

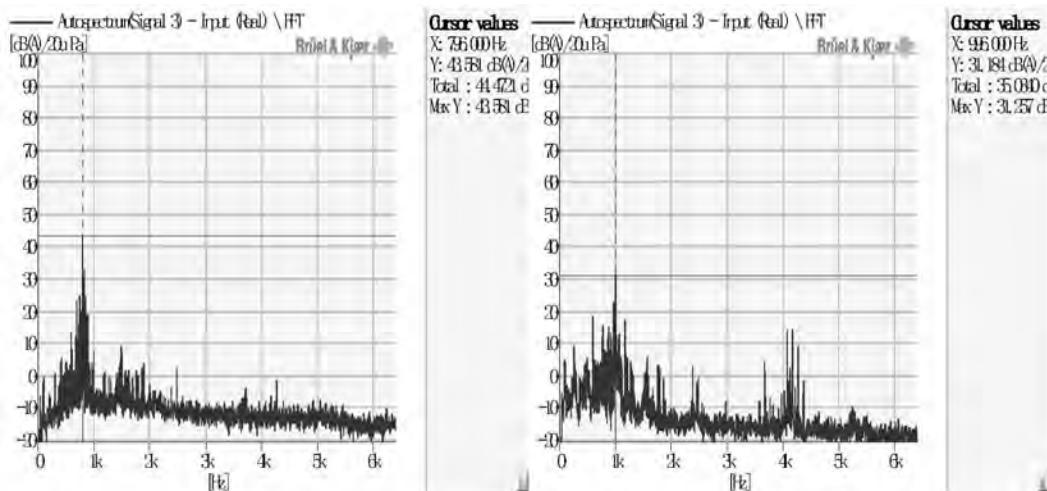
3.2 噪音的影响

空调电机中衡量噪音主要分两个部分，一个 是电机本体的单机噪音，一个是负载噪音，单机噪音针对于该功率段的要求为不能高于 42db，负载噪音要求耳听和谐且峰值拉开 13db。

3.2.1 单机噪音

使用悬挂法测试单机噪音，发现单机噪音明显高于非热处理方案，耳听空洞有压迫感，非常不舒服，总体类似于虚位不良的噪音。拆机将转子更换为非热处理转子再进行复测，噪音明显改善。拆机敲击转子，可以感觉到非热处理的转子音质明

显实于热处理后的转子。取热处理前后的转子铁芯全检尺寸，热处理后的转子铁芯虽然尺寸合格，但是叠高尺寸均走的公差上限。因此，可以初步判定热处理过程高温，导致定转子铁芯微变形，从而影响叠压系数，最终引起噪音。为验证上述判断，取热处理后的定转子铁芯，对其进行整形，根据以往经验，整形设备压力控制在 $\leq 4T$ ，然后制作样机复测噪音，发现单机噪音非常平稳，峰值低了 10db 以上。拆机后敲击转子，音质实且沉。有鉴于此，可以得出结论：热处理后的定转子铁芯，需要再进行整形以保证后工序电机的噪音。

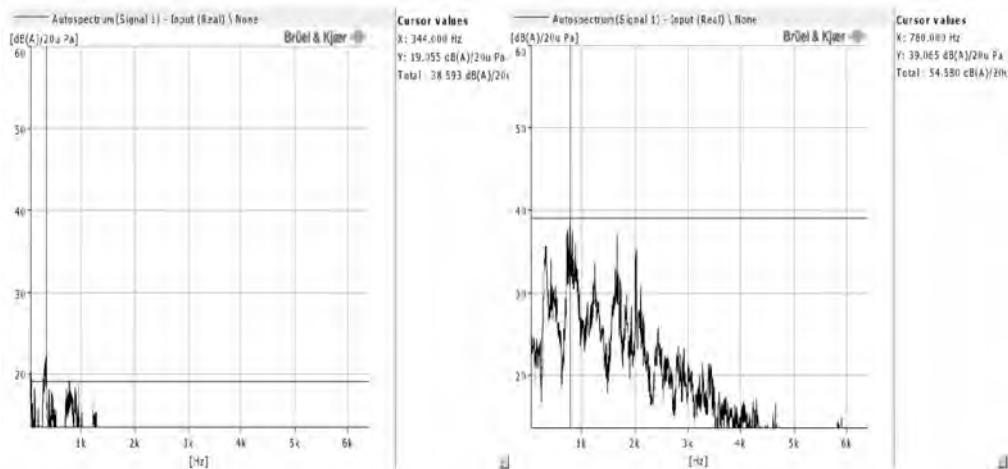


(j) 整形前后单机噪音对比

3.2.2 负载噪音

将单机噪音合格的电机安装到负载中，对负载进行噪音测试，截取噪音频谱分析。从频谱整体

上看，负载运行平稳且峰值拉开 15db，耳听和谐且无明显杂音，初步可以判定正确处理后的热处理工艺的电机，对整机噪音无影响。



(j) 230V/50Hz/3Uf/800rpm

(j) 230V/50Hz/3Uf/1350rpm

4 成本影响

导入热处理工艺后，电机定子叠厚由原来的 50 叠厚减少到了 45 叠厚，由于叠厚的降低，进而节约了大量铁芯和铜线的使用，以及对应转子端环的铝用量，获得了较大的成本优势。但因此部分涉及到公司的商业机密以及核心竞争力，因此不在此公示实际数据。

5 对制程工艺的影响及解决思路

热处理虽然带来了比较明显的性能和成本优势，但是在热处理的高温过程中，原硅钢材料表面的油膜被挥发、定转子铁芯膨胀变形等，对电机后工序的生产加工制造，产生了一定的影响。这里提出对应解决思路和办法。

5.1 热处理铁芯变形问题

根据噪音部分所反馈的问题，电机在定转子铁芯热处理完后，增加一道整形工序，该点已经在上文中有具体陈述，在此不再重复。

5.2 半圆定子铁芯拼合问题

由于热处理过程中，高温导致的铁芯微变形、毛刺影响及油膜挥发，半圆定子在绕完线后，拼合成整圆定子时，燕尾结构容易在拼合到一半的时候卡死，导致生产无法持续。根据实际生产验证的经验，可以在燕尾结构处增加润滑来解决问题。电机厂常见的，可以使用的润滑物料有冲压油、普马威克油等。

5.3 入轴弯的问题

同样是由于高温导致的铁芯微变形、毛刺影

响、油膜挥发以及热处理后铁芯和转轴硬度变化的影响，转轴在入轴过程中，转子铁芯将转轴上的轴筋破坏，压入过程中从伤位开始拉丝最后卡死入轴过程，此时转轴依然承受设备压力的作用，最终弯曲变形导致生产无法进行。根据实际生产验证的经验，该问题可以从减短轴筋、优化轴筋分布和位置进行解决。转轴筋位在设计时，应放在靠近非入轴端，同时，在保证跌落合格的情况下，轴筋数量选择为 2-3 对。轴筋长度则按公式 $L_1 = \frac{L}{2} + K$ 进行选取。

式中：

L_1 为轴筋长度

L 为铁芯长度

K 为经验系数

正常条件下， K 值取 5

6 结语

根据热处理应用领域的产物特性，只有在不断的验证、分析、调整，才能总结出适合工厂现场的热处理技术及工艺特性。

参考文献

- [1] 马鹏飞. 热处理技术[M]. 北京：化学工业出版社，2009：12.
- [2] 陈永校. 电机噪声的分析与控制 [M]. 浙江大学出版社，1987.
- [3] 李德成. 单相异步电机原理、设计与试验[M]. 科学出版社，1993.
- [4] 机械设计手册. 第 3 卷. 机械工业出版社，2004.

铸铜转子在压缩机电机性能影响研究

李尚平,龙芳,闫术

(珠海凌达压缩机有限公司,珠海 519070)

摘要: 空调压缩机电机运行在高温环境,导致铸铝转子性能衰减明显。本文针对一款 5PH 工频压缩机和一款 20PH 变频压缩机,其对应的 3.5KW 和 15KW 两款 2 极三相异步电动机,对比分析铸铜转子和铸铝转子性能。分析表明:在高温运行下,铸铜转子效率和转速衰小、效率提升明显。结合变频技术铸铜转子三相异步电动机在高转速下性能得到充分发挥,对铸铜转子在压缩机电机的研究和运用具有一定的参考价值。

关键词: 三相异步电机; V-F 控制; 铸铜转子; 高温运行

Abstract: Compressor motor for air conditioner operates at high temperature will result in performance attenuation of aluminum-casted rotor. A 5 PH working frequency compressor and a 20 PH working frequency compressor have been studied in this paper. Two corresponding 2-pole 3-phase induction motors with 3.5 KW and 15 KW have been compared and analyzed, and the performances with copper-casted rotor and aluminum-casted rotor have been compared. The analysis results show that copper-casted rotor has small efficiency and speed attenuations and the efficiency is improved considerably. Combining inverter technology, the performance of 3-phase induction motor with copper-casted rotor has been sufficiently achieved at high rotation speed. This paper is useful for investigation and application for compressor motor with copper-casted rotor.

Key words: 3-phase induction motor, V-F control, copper-casted rotor, high temperature operation

1 引言

为促进节能降耗,推广绿色节能家电,行业长期致力于压缩机提效和电机提效的研究。压缩机电机是空调的主要能耗部件,其能耗占空调总能耗的 80%。铝的电导率约为铜的电导率的 60%,故采用铸铜转子代替铸铝转子,可以很好的提升电机效率和压缩机 COP。

本文针对一款 5PH 定速压缩机电机和一款 20PH 变速压缩机电机,分析其对应的 3.5KW 和 15KW 的两款 2 极三相异步电动机,对比铸铜转子的性能优势,为铸铜转子在压缩机电机的研究和设计做参考。

2 铜和铝的电导率温度变化

旋转式压缩机的电机放置在压缩机的高压腔内,电机周围充满高温和高压的气态冷媒。随着运行工况不同,电机的环境温度在 70~130℃ 范围。电机运行环境温度升高,将导致电机的电阻增大,降低电机性能。

在温度 15℃ 时铜的电阻率: $\rho_{cu|15}=1.75E-08 \Omega.m$, 铜导条电阻的温度系数: $\alpha_{cu}=0.00396K^{-1}$

在温度 15℃ 时铝的电阻率: $\rho_{Al|15}=2.79E-08 \Omega.m$, 铝导条电阻的温度系数: $\alpha_{Al}=0.00407K^{-1}$

温度为 t 时的电阻 ρ_t 可按下列公式换算:

$$\rho_t = \rho_{15} \times [1 + \alpha(t - t_{15})] \times 10^{-8} \quad \Omega \cdot m \quad (1)$$

表 1 不同偏心距的计算结果

| 温度 | 25℃ | 75℃ | 115℃ |
|-------------|----------|----------|----------|
| ρ_{Cu} | 1.82E-08 | 2.17E-08 | 2.46E-08 |
| ρ_{Al} | 2.91E-08 | 3.49E-08 | 3.95E-08 |

3 工频三相异步电动机

3.1 电机基本参数

分析 5PH 压缩机的电机,电源:380V/50HZ 3 相; 额定功率 3.5KW。

电机的基本尺寸和功率公式:

$$D_{\text{d}}^2 l_{\text{ef}} = \frac{6.1 P}{\alpha_p K_{\text{Nm}} K_{\text{dp}} A B_{\delta} n} \quad (2)$$

$$P = \frac{K_E P_N}{\eta_N \cos \varphi_N} \quad (3)$$

式中, D_{d} 为定子内径; l_{ef} 为铁芯有效长度; P 为计算额定功率; α_p 为计算极弧系数; K_{Nm} 为波形系数; K_{dp} 为绕组系数; A 为电负荷; B_{δ} 为磁负荷; n 为额定转速; K_E 为电动势常数; η_N 为效率; $\cos \varphi_N$ 为功率因素; P_N 为额定输出功率。

通过有限元建模对比分析, 如图 1 和图 2:

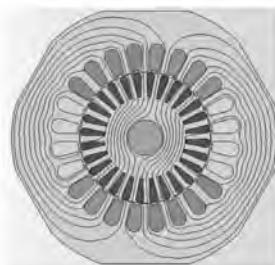


图 1 有限元建模图

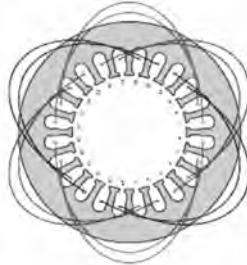


图 2 电机绕组示意图

3.2 电机各温度下理论数据对比

电机运行温度 25℃、75℃、115℃下, 对比铸铜转子和铸铝转子在力矩: 8N.M、10N.M、12N.M、14N.M 的效率和转速变化, 见图 3、图 4、图 5:

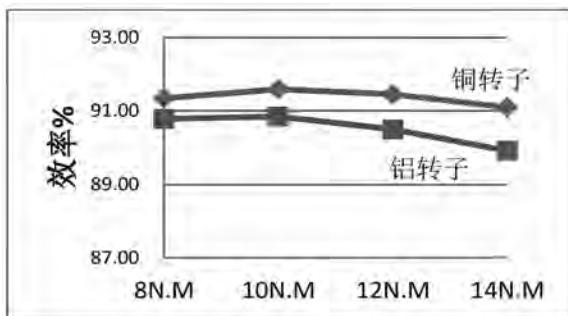


图 3 电机效率对比 (25℃)

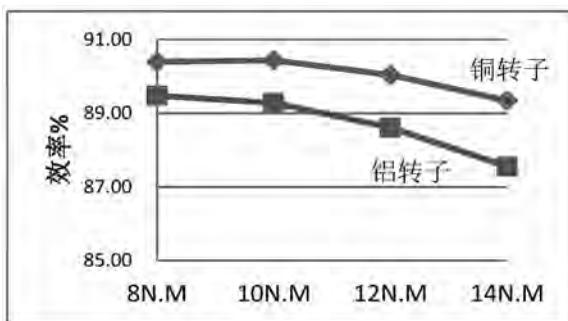


图 4 电机效率对比 (75℃)

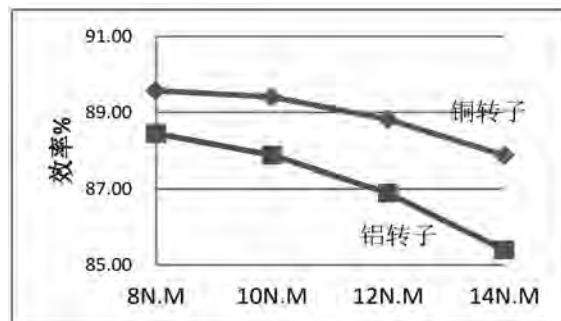


图 5 电机效率对比 (115℃)

效率变化情况: 在 25℃时, 铜转子的效率, 高出 0.57~1.18%; 在 115℃时, 铜转子的效率, 高出 1.13~2.47%; 铜转子效率随着温度升高, 和负载增大, 效率降低少。铸铜转子效率曲线, 随温度和负载变化更平稳, 铸铝转子在高温和高负载下降到非常明显。

表 2 效率对比差值

| | 8N.M | 10N.M | 12N.M | 14N.M |
|-----------|-------|-------|-------|-------|
| 效率差(25℃) | 0.57% | 0.74% | 0.96% | 1.18% |
| 效率差(75℃) | 0.92% | 1.16% | 1.43% | 1.79% |
| 效率差(115℃) | 1.13% | 1.53% | 1.92% | 2.47% |

转速变化情况: 在各力矩下和温度对应的效率差值如下表 3。在 25℃时, 铜转子的转速, 高出 20~37rpm; 在 115℃时, 铜转子的转速, 高出 38~77rpm。铜转子转速随着温度升高和负载增大, 转速降低少。铸铜转子转速曲线, 随温度和负载变化更平稳。

表 3 转速对比差值

| | 8N.M | 10N.M | 12N.M | 14N.M |
|-----------|------|-------|-------|-------|
| 转速差(25℃) | 20 | 25 | 31 | 37 |
| 转速差(75℃) | 30 | 38 | 46 | 57 |
| 转速差(115℃) | 38 | 49 | 62 | 77 |

3.3 电机效率测试

对比测试常温下 (25℃) 铜转子和铝转子的电机效率变化。

测试力矩: 从 7N.M 到 15N.M, 间隔 1n.m, 读取数据, 然后描点绘图 6, 如下:

结合图 6 和图 3 电机测试表明: 铸铜转子的电机效率同理论基本相当, 铜转子的效率较高, 力

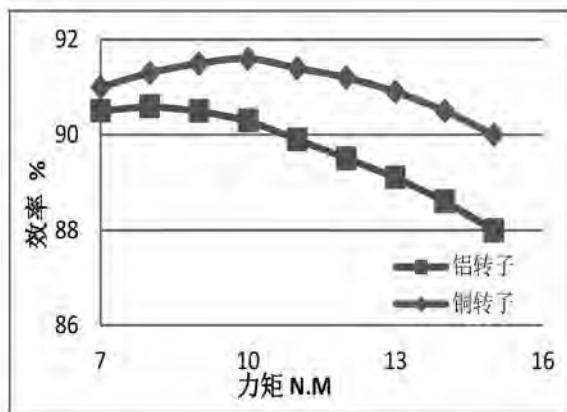


图 6 电机效率测试曲线(室温)

矩-效率曲线更平稳，总体趋势也基本一致。铸铝转子在重负载下，电机效率实际降幅会比理论值大 1%，说明高负载铝转子衰减大于理论计算值。

4 可变频率三相异步电动机

4.1 高转速铸铜异步电机性能

变频空调压缩机运行范围广，综合性能高，行业占比逐年增高，主要采用永磁同步电动机加控制变频器实现。三相异步电机很少用于变频空调，主要原因：1) 铸铝异步电机整体效率低，低频率时气隙磁密高，温升高，较永磁同步电动机效率有较大差距。

假如能采用三相铸铜转子，同时结合频率升高，提高三相异步电动机的转速，电机的效率可以大幅提升。

在上述 3.5KW 电机基础，增加铁芯叠高，运行频率 90hz，制作一款 10KW 电机，通过计算电机效率接近 94%，如能结合铜转子的特点重新优化设计专用槽型，异步电机与永磁同步电机的差距将非常小。

4.2 异步电动机频率和电压变化曲线

由上分析，设计一款电机最大额定功率 15KW 三相异步电动机，运行频率 30~120hz，环境温度 115℃，用于 20PH 压缩机。

本次分析变频采用 V-F 控制，频率和电压变化关系如下图 7 所示。在频率 30~90hz，电压成线性增长；频率 ≥ 90hz，进入弱磁控制，电压恒定为 380V。具体如公式 4 和公式 5：

$$V=4*F+20 \quad (30 \leq F \leq 90) \quad (4)$$

$$V=380 \quad (90 \leq F \leq 120) \quad (5)$$

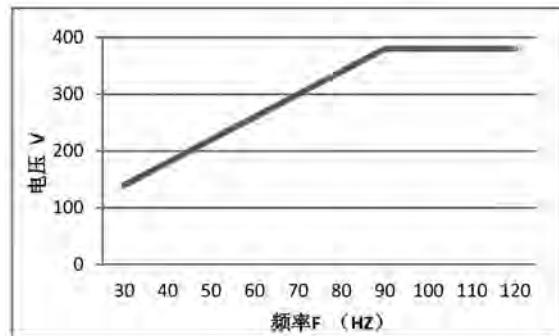


图 7 V-F 曲线

4.3 异步变频电机高温性能对比

针对 15KW 三相异步电动机，运行频率 30~120hz，仿真分析铸铜转子与铸铝转子，对比运行温度 115℃时的性能差异。

通过软件计算电机的数据如下表 5 和图 7，铜转子的电机效率：40hz 时，电机效率提升 3.43%；60hz 时，电机效率提升 2.15%；40hz 时，电机效率提升 1.28%；120Hz 时，铜转子效率提升 2.54%，在低频和高频弱磁情况下，效率提升明显。

铸铜转子在 90hz 时，电机效率较 60HZ 的提升 2.12%。铸铜转子结构机械强度非常好，假设压缩机电机降运行频率设计在 40hz~160hz，其 120hz 的电机效率还将进步提升。

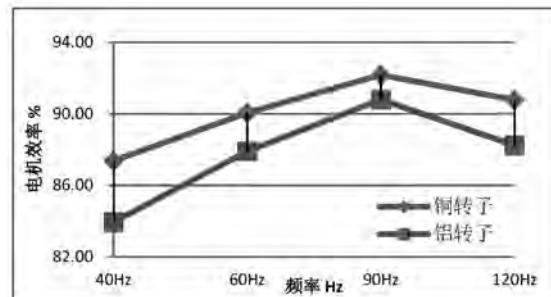


图 8 各频率下电机效率对比

5 结语

本文基于电机设计基本原理和有限元软件仿真，通过模拟对比 3.5KW 和 15KW 电机在不同运行环境温性能，分别计算铸铜转子和铸铝转子的效率和转速数据。通过理论和试验得到如下 3 个重要结论：

(1) 5PH 压缩机，在工频 50hz 下，压缩机采用铸铜转子三相异步电动机性能均得到提升。室温

25℃,铜转子的效率,高出 0.57~1.18%。在 115℃时,铜转子的效率,高出 1.13~2.47%;铸铜转子效率曲线随温度和负载变化更平稳,效率和转速波动小。

(2)20PH 压缩机 频率 30~120hz, 最大额定功率 15KW,采用铸铜转子三相异步电动机,铜转子整体的电机效率高,40hz 时, 电机效率提升 3.43%;60hz 时, 电机效率提升 2.15%;40hz 时, 电机效率提升 1.28%;120Hz 时, 铜转子效率提升 2.54%,特别是低频和高频弱磁情况下,电机效率提升明显。

(3)铸铜转子三相异步电动机,在 90hz 时,电机效率较 60HZ 的提升 2.12%,再继续提高转速仍可以提升电机效率。铸铜转子机械强度好与永磁转子,结合变频控制计算和提升压缩机结构可靠性,铸铜三相异步电动机值在变频压缩机领域深入研究和进步推广。

参考文献

- [1] 陈世坤.电机设计[M].机械工业出版社.2000.
- [2] 杨旭,玉佳彬,梁栋,等.铸铜转子超高效率电动机的研制[J].电动机技术,2012(5):1~5.

矩形转子槽异步起动永磁同步电机退磁问题研究

Research on Demagnetization of Asynchronous Start Permanent Magnet Synchronous Motor with Rectangular Rotor Slots

张文达¹, 李争¹, 杜深慧¹, 李建军², 李莹²

(1. 河北科技大学电气工程学院, 石家庄 050018; 2. 河新四达电机股份有限公司, 石家庄 052160)

摘要: 本文针对一种异步起动永磁同步电机转子永磁体退磁问题, 着重分析一种矩形转子槽的异步启动永磁同步电机。从永磁材料的特性及性质出发, 分析永磁材料的退磁机理, 永磁体磁钢退磁的主要原因及方式。为了精准的描述永磁体的退磁机理, 分析了永磁体最大去磁工作点的计算方法, 并计算了定子电枢磁动势和转子鼠笼磁动势。采用二维有限元法验证了永磁同步电机的起动过程中转子负载转矩、转动惯量及初始位置对矩形转子槽永磁同步电机退磁的影响。根据对退磁原因及方式的分析, 简单介绍了几种防止退磁的措施。

关键词: 矩形槽转子; 异步起动永磁同步电机; 退磁分析; 起动过程; 瞬态电磁场

Abstract: Aiming at the problem of rotor permanent magnet demagnetization of asynchronous start permanent magnet synchronous motor, this paper mainly analyzes a rectangular rotor slot asynchronous start permanent magnet synchronous motor. Based on characteristics and properties of permanent magnet materials, demagnetization mechanism of permanent magnet materials and main reasons and methods of demagnetization of permanent magnet magnets are analyzed. In order to accurately describe the demagnetization mechanism of permanent magnets, the calculation method of maximum demagnetization working point of permanent magnets is analyzed, and the stator armature magnetomotive force and the rotor cage magnetomotive force are calculated. The effects of load torque, moment of inertia and rotor initial position on demagnetization of a rectangular rotor slot permanent magnet synchronous motor during permanent magnet synchronous motor starting are verified by two-dimensional finite element methods. According to the analysis of the reasons and methods of demagnetization, several measures to prevent demagnetization are briefly introduced.

Key words: rectangular slot rotor; asynchronous start permanent magnet synchronous motor; demagnetization analysis; starting process; transient electromagnetic field

0 引言

永磁电机既高效又节能, 发展前景良好, 但是在实际应用中永磁体受外界影响而发生退磁的情况时有发生^[1]。矩形槽转子在一定程度上能够改善电机的起动性能, 在实际生产中又便于制造, 是实际工程中最常用的槽形之一, 目前, 对于永磁体退磁方面已经有不少的研究, 但这种实际应用中较为广泛的研究还很少, 本文对这种槽形转子永磁体退磁的原因进行了详细的分析, 针对研制的 22kW 永磁电动机的启动过程进行了分

析, 并给出了预防措施。

1 永磁体退磁主要原因

永磁电动机永磁体失磁, 一般情况下都是几种退磁激励共同作用的结果。通过归纳总结, 钕铁硼永磁电机退磁原因主要有以下几个方面:

(1) 电机设计原因引起的退磁: 经过传统计算方法得到的是最大退磁工作点的平均值, 忽略局部退磁的影响。

(2) 材料本身原因引起的退磁: 稀土永磁体的热稳定性差, 温度变化会引起磁钢性能变化, 是永

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (51577048, 51637001, 51877070); 河北省自然科学基金资助项目 (E2018208155); 河北省留学人员科技活动项目择优资助项目 (C2015003044); 河北省高等学校科学技术研究重点项目 (ZD2018228); 高节能电机及控制技术国家地方联合工程实验室开放课题基金资助项目 (KFKT201804)。

磁电机退磁的主要原因之一,除此之外,稀土材料永磁体抗氧化性能差等,也是磁钢退磁的原因。

(3) 电机使用不当引起的退磁:在高温、机械振动严重的环境恶劣的情况下使用永磁电机可能会使电机永磁体失磁。除此之外,电机在非正常运行工况下,比如:做堵转实验或温升实验,也会导致永磁体失磁。

2 矩形槽转子永磁同步电动机磁场分析

2.1 电机气隙内磁动势

在电机起动过程中,电机会产生以下三种磁动势:一是定子侧电枢电流产生的电枢磁动势 \vec{F}_1 ,一是转子侧感应电流产生的转子磁动势 \vec{F}_2 ,以及永磁体本身产生主级磁动势 \vec{F}_f 。定转子合成磁动势 \vec{F}_δ ,在气隙内沿圆周方向,可通过下式得到:

$$\vec{F}_\delta = \vec{F}_1 + \vec{F}_2 \quad (1)$$

合成磁动势 \vec{F}_f 起增磁作用还是去磁作用取决于其在永磁体磁极中心线的投影 F_{fd} 正负,即通过查看合成磁场轴线与永磁体磁场轴线之间的夹角大小。当夹角大于 90° ,起退磁作用;当夹角小于 90° ,起增磁作用。而磁场所起作用的强度可以通过 F_δ 及定转子磁场轴线夹角余弦值进行分析。

2.2 永磁体最大去磁点

本文以一台 22kW 内置式永磁电机为例,电机结构如图 1 所示,电机参数如表 1 所示。

图 2 是电机起动过程中, $t=0.5s$ 时的磁力线图和磁密云图。可以看出,在某一相同时刻,永磁体内的磁密不是均匀分布的,且并不是所有的磁密方向都是沿着磁化方向的,两者都在永磁体端部表现的更加明显。这种情况下,平均工作点不能精确的反映永磁体退磁情况,计算永磁体的最大去磁点是必须的。

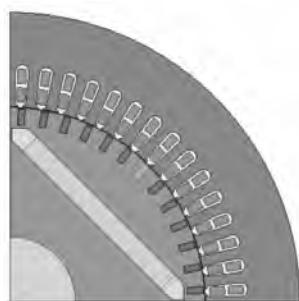


图 1 永磁电机结构示意图

表 1 电机主要参数

| 参数 | 数值 |
|----------------|-------|
| 额定功率/kW | 22 |
| 极数 | 4 |
| 额定电压/V | 380 |
| 电源频率/Hz | 50 |
| 额定转矩/(N·m) | 573 |
| 气隙长度/mm | 0.7 |
| 定子铁芯长度/mm | 280 |
| 定子外径/mm | 445 |
| 定子内径/mm | 300 |
| 定子绕组每相匝数 | 14 |
| 定子绕组并联支路数 | 4 |
| 永磁材料矫顽力/(KA/m) | 847.1 |

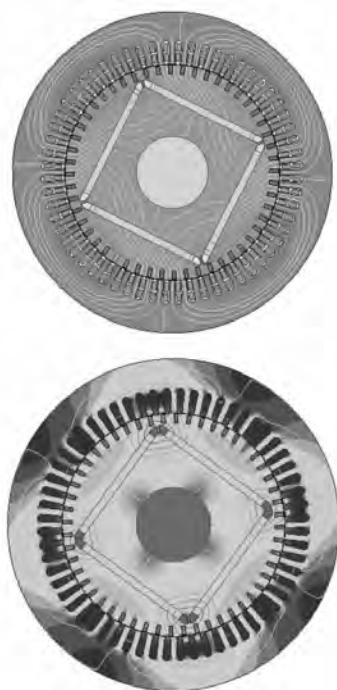


图 2 磁力线图与磁密云图

为了得到永磁体的最大去磁点,将磁密分解为沿着磁密方向和垂直磁密方向的两部分,沿着磁密方向的分量即为有效磁密,可以把它看作永磁体这个点的工作点^[2-3]。

如图可知,磁密沿永磁体磁化方向的分量为:

$$B' = B \cos \theta \quad (2)$$

由上式可知,当 θ 大于 90° 时, $\cos \theta$ 为负值,即有效磁密与永磁体磁化方向相反;当 θ 小于 90° 时, $\cos \theta$ 为正值,有效磁密与永磁体磁化方向相同。由此,即可计算永磁体的最大去磁点。

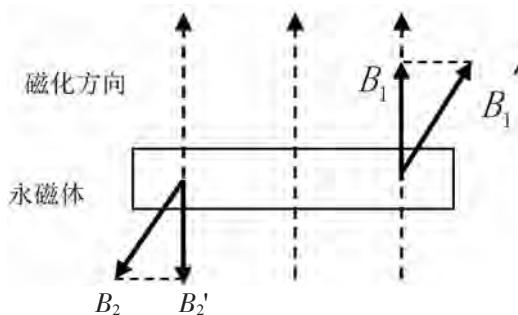


图 3 磁密分解图

2.3 转子鼠笼磁动势求解

电机起动过程中,通过感应磁场产生的感应电流会通过转子鼠笼,由此产生的磁动势会影响永磁体中的磁密分布^[4-6]。

假设转子鼠笼中有 n 个导条,相邻导条电角度为 α ,导条的电流值为 i_n ,由此可知,第 n 条导条中的电流产生的基波磁动势为:

$$f_m = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{i_n}{4} \cos(\theta - \alpha(n-1)) \quad (3)$$

气隙中磁动势的大小等于所有导条磁动势之和,故气隙中产生的磁动势是:

$$f_r = \sum_{n=1}^N \frac{4}{\pi} \cdot \frac{i_n}{4} \cos(\theta - \alpha(n-1)) \quad (4)$$

式中: k 为转子导条数。

2.4 定子电枢磁动势求解

定子磁动势是影响对永磁同步电机永磁体退磁的主要因素之一,永磁体产生的磁场与定子外施电压产生的磁场之间的角度随时间变化,在某一时刻,两者夹角为 180° ,此时定子磁场的退磁能力最强,永磁体最容易发生退磁。

单相定子绕组的基波磁动势为:

$$f_1 = F_1 \cos \theta_s \cos \omega t \quad (5)$$

$$F_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I N k_{\omega l} \quad (6)$$

式中: F_1 是单相绕组磁动势的幅值, θ_s 是所求点距磁场轴线的电角度; I 是单相电流有效值, N 是每相串联匝数, $k_{\omega l}$ 是基波磁动势绕组系数。

基波磁动势绕组系数:

$$k_{\omega l} = \sin \frac{y_l}{\tau} 90^\circ \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \alpha} \quad (7)$$

式中: y_l 是节距, τ 是极距, q 是每极每相槽

数, α 是每个槽的电角度。

三相绕组间隔 120° 电角度放置,电机正常运行时,三相电流的之间的相位差为 120° 电角度。故而磁动势的最大幅值也是间隔 120° 时间相位差依次到达。

假设 A 相轴所在位置是空间电角度坐标原点,所以顺 A-B-C 方向为 x 轴正方向。当 A 相电流在 $t=0$ 时达到最大值时,三相的基波磁动势分别为:

$$f_a = F_1 \cos(\theta_s + \varphi) \cos \omega t \quad (8)$$

$$f_b = F_1 \cos(\theta_s - 120^\circ + \varphi) \cos(\omega t - 120^\circ) \quad (9)$$

$$f_c = F_1 \cos(\theta_s - 240^\circ + \varphi) \cos(\omega t - 240^\circ) \quad (10)$$

$$f_s = f_a + f_b + f_c \quad (11)$$

式中: $\varphi = \varphi_1 + \varphi_2$ (12)

φ_1 是 $t=0$ 时的定子磁动势轴线落后转子磁动势轴线的电角度; φ_2 是转子求解时所转过的电角度。

定转子合成磁动势为:

$$f = f_s - f_r \quad (13)$$

3 起动过程退磁研究

异步起动永磁同步电机在起动过程中,定子中感应电流较大,转子旋转磁场对永磁体磁场产生影响,转子鼠笼导条中产生的感应电流,都有可能影响永磁体的工作点,从而造成不可逆退磁,因此,进一步研究起动过程中影响永磁体工作点的因素及退磁规律是十分重要的。

3.1 起动条件对退磁的影响

3.1.1 单个起始条件对永磁体的影响

(1) 负载转矩

当转动惯量为额定,初始位置不变时,通过仿真得到空载及额定负载条件下,平均工作点及最大去磁点的比较图,如图 4。可以看出,负载转矩越大,工作点波动次数越多,也就间接加大了退磁的几率。如图 5 所示,通过观察不同倍数的负载转矩下平均工作点及最大去磁点的变化曲线,可以得知,单一的负载转矩的变化与工作点之间没有确定关系。

(2) 转动惯量

当负载转矩为额定,初始位置不变时,通过仿

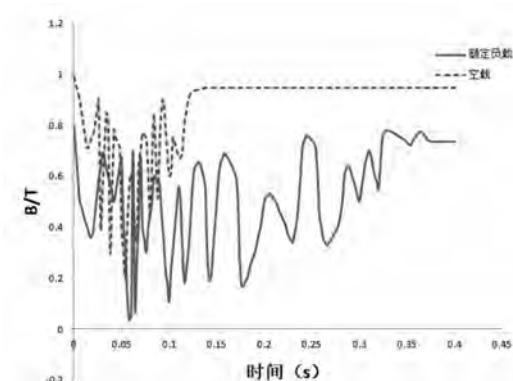


图 4 负载转矩不同时平均工作点曲线图

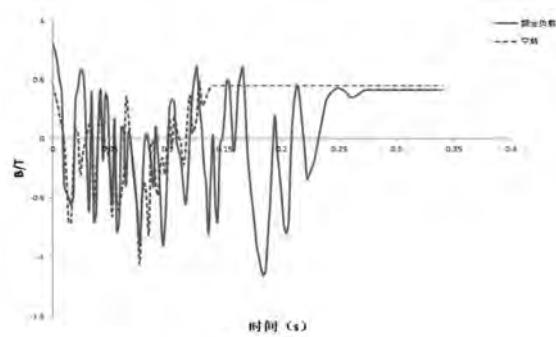


图 5 负载转矩不同时最大去磁点曲线图

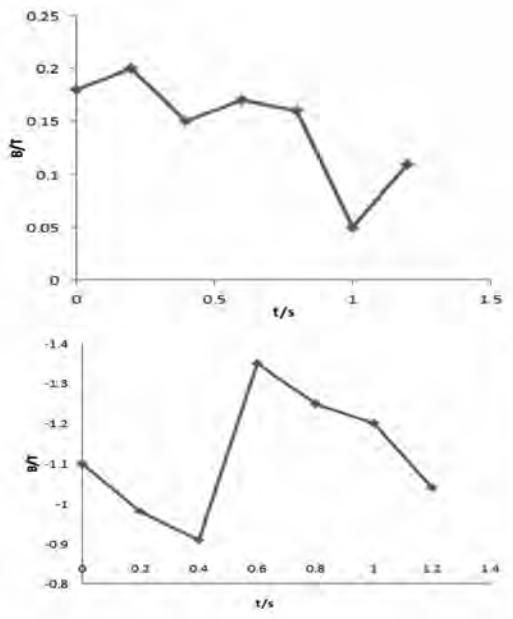


图 6 负载转矩倍数不同时平均工作点和最大去磁点变化曲线

真得到额定转动惯量及 3 倍转动惯量条件下, 平均工作点及最大去磁点的比较图, 如图 4.3。可以看出, 电机的转动惯量越大, 工作点的波动次数越

多, 同样会加大永磁体退磁几率。如图 4.4 所示, 通过观察不同倍数的转动惯量下平均工作点及最大去磁点的变化曲线, 可以得知, 单一的转动惯量与工作点的变化同样没有确定关系。

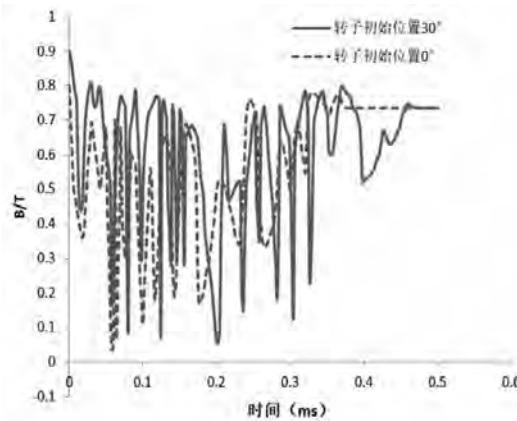


图 7 转子初始位置时平均工作点曲线图

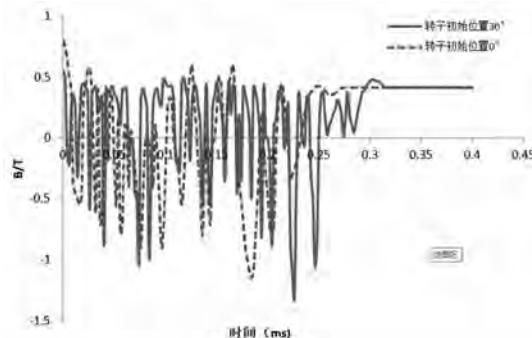


图 8 转子初始位置时最大去磁点曲线图

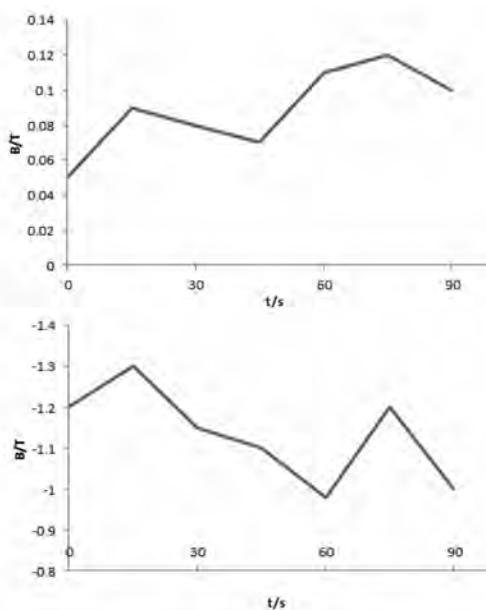


图 9 转子初始角度不同时平均工作点和最大去磁点变化曲线

(3) 转子初始位置

电机带额定负载、额定转动惯量时,通过仿真得到转子在机械角度为 0° 及 30° 条件下,平均工作点及最大去磁点的比较图,如图4.5可以看出,电机在两种初始位置下的变化曲线不同。如图4.6所示,通过观察不同机械角度时,平均工作点及最大去磁点的变化曲线,可以得知,单一的转动惯量与工作点的变化同样没有确定关系。

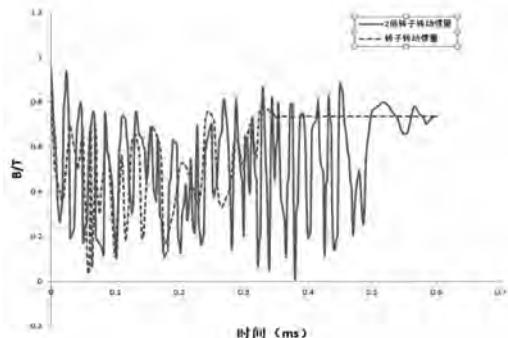


图 10 转子转动惯量不同时平均工作点曲线图

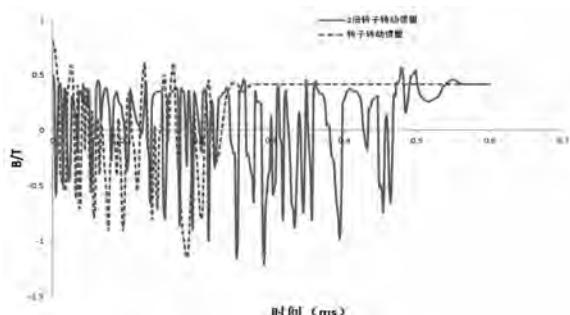


图 11 转子转动惯量不同时最大去磁点曲线图

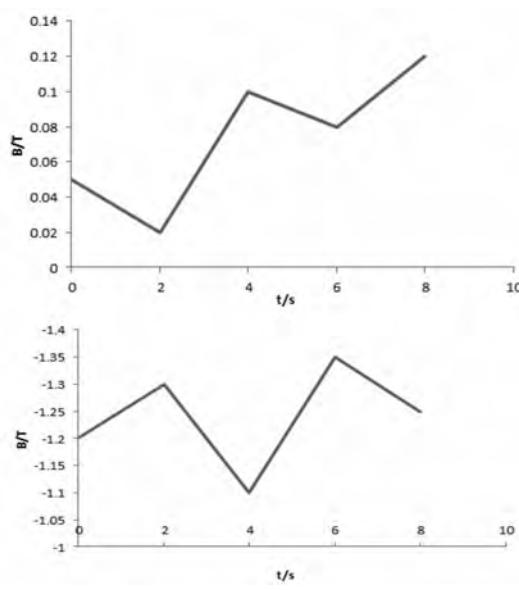


图 12 转子转动惯量不同时平均工作点和最大去磁点变化曲线

从以上数据可知,永磁体的最大去磁点变化与单一的初始条件变化之间毫无规律可言。单一的改变负载转矩、转动惯量、转子初始位置对永磁体的局部退磁点影响没有规律。

3.2 电机起动过程中最大去磁点与转速关系

在 0 到 90° 机械角之间每隔 15° 取一个转子初始位置角度值,与此同时改变电机的负载条件,将得到的永磁体工作点数据记录在表格中,通过表中数据可以对转子初始位置、不同负载转矩、不同转动惯量三个因素在电机起动过程中对工作点的影响进行分析^{[3][8]}。当转子初始角度为 0° 时,改变负载转矩和转动惯量,得到各种情况下的最大去磁点时的速度,将数据记入表2中,从图中数据可知,在不同负载转矩起动时,最大去磁点出现在任意速度都是有可能的,随着转动惯量的增大,最大去磁点出现在接近同步速的次数增多,概率增大。图13为最大去磁点-转速点图,由图可知,最大去磁点时的转速越接近同步速,工作点越小,由此可知,转子转速越接近同步转速,出现最大去磁点的概率越大。

表 2 不同负载及转动惯量时最小工作点对应的转速

| 负载/转动惯量 | J | 2J | 4J | 6J | 8J |
|----------|------|------|------|------|------|
| 0 | 1519 | 603 | 1078 | 1066 | 1303 |
| $0.3T_N$ | 1311 | 535 | 1071 | 1201 | 1137 |
| $0.6T_N$ | 558 | 1131 | 1426 | 1312 | 1383 |
| $0.9T_N$ | 1008 | 916 | 1510 | 1348 | 1309 |
| T_N | 700 | 1152 | 1197 | 1381 | 1413 |
| $1.2T_N$ | 1561 | 1044 | 1203 | 1212 | 1456 |

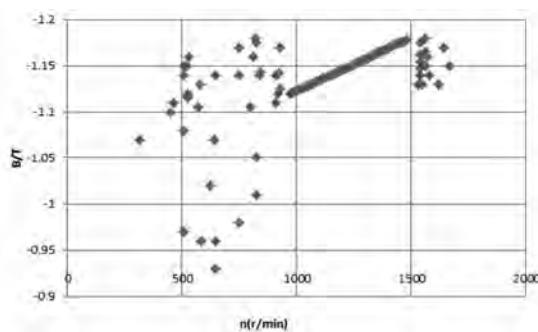


图 13 最大去磁点-转速分布点图

由上述可知,异步起动永磁同步电机在负载转矩、转动惯量及转子初始位置不同情况下,最大去磁点出现在任意速度都是可能的。转子转速越

接近同步转速,永磁体工作点小的概率越大;电机起动过程时,负载越大,启动时间越长,永磁体出现不可逆退磁的概率也就越高。

3.3 起动过程中退磁规律

电机起动过程中,定转子合成磁动势的直轴分量与永磁体磁场轴线反向且绝对值最大时,永磁体在此时发生不可逆退磁的几率最大。电机起动过程中,定转子磁势以额定转速旋转,而永磁体磁场的转速是随着转子转速从0逐渐达到同步转速,电机以较小负载起动时,起动时间短,永磁体与工作点取最小点时磁场相遇几率较小,退磁几率小;电机以较大负载起动时,则退磁几率大^[3]。由图14、图15可知,从半同步速到同步速时间为0.3s,要比空载起动时花费更多时间。

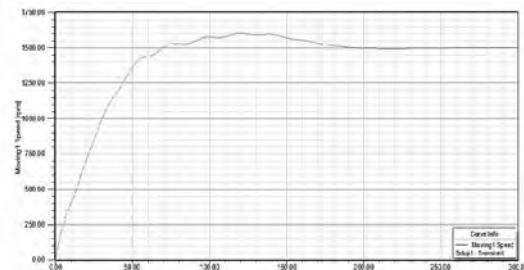


图 14 空载转速曲线

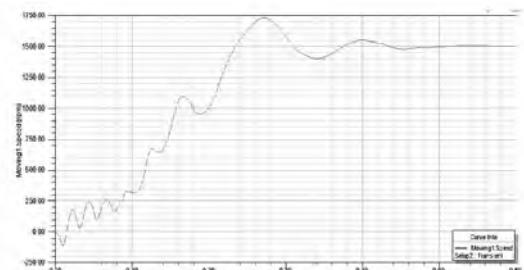


图 15 负载曲线图

从以上内容可知,电机起动时,转子转速越接近同步转速,发生不可逆退磁的几率越大。起动过程中,转子负载条件不同,起动过程最小工作点及此时对应的转速也不同。随着负载条件的变大,起动时间变长,此时最小工作点所对应转速越接近同步转速,永磁体发生不可逆退磁的可能越大。

4 防退磁措施

防退磁措施要结合退磁原理及退磁主要原因,主要永磁体材质、电机设计、电机使用过程等几个方面,由于本文着重分析了电机起动过程各

参数对退磁的影响,因此防退磁措施也重点着重于电机设计使用过程。

在永磁体材质的选择过程中,一方面要满足电机性能要求,与此同时还要留有一定余量。电机中永磁体产生的退磁磁场在空间上并不是均匀的,在电机设计过程中,校核的是永磁体平均工作点,存在退磁危险,所以在电机设计完成之后,应用有限元法校核局部工作点是必须的。

(1)提升电机的散热情况,避免永磁体因温度过高引起不可逆退磁;

(2)应尽量避免重载起动及频繁启动。

5 结 论

矩形转子槽在制造过程中十分方便,是异步起动永磁同步电机是电机实际生产过程中常用的槽形之一,普及性较高。但少有这种电机永磁体退磁规律的研究。本文以一台22kW、380V、4极的矩形槽永磁同步电机为例,研究了电机起动过程中的永磁体退磁情况。结论如下:

(1)完成了矩形槽异步起动永磁同步电机电枢磁动势、转子磁动势的计算;

(2)应用有限元仿真的方法,分析转子负载转矩、转动惯量及初始位置对电机起动过程对永磁体的影响,最大去磁工作点出现在接近同步速时。永磁体去磁磁场的大小通过合成磁动势直轴分量能反映,负载越大,工作点越可能出现在最低点,此时转速接近同步速。

(3)在前期准备工作中,分析了永磁电机退磁机理及退磁的主要原因,在分析完电机起动过程中各因素对电机永磁体的影响之后,简单给出了对应各个阶段防退磁措施。

参考文献

- [1] 张炳义. 钕铁硼永磁电机永磁体涡流发热退磁研究[J]. 沈阳工业大学学报, 2013, 35(2): 35-38.
- [2] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997: 3-286.
- [3] 李莹. 异步起动永磁同步电动机永磁体退磁分析 [D]. 山东大学, 2014.
- [4] 陈洪萍. 复合转子异步起动永磁同步电动机永磁体退磁研究[D]. 山东大学, 2017.
- [5] 唐任远. 稀土永磁电机的关键技术与高性能电机开发 [J]. 沈阳工业大学学报, 2005, 27(2): 22-24.

- [6] 王秀和. 永磁电机[M]. 北京:中国电力出版社,2007:5–8,207–210.
- [7] 卢伟甫. 自起动永磁同步电机退磁机理及抑制退磁方法研究[D]. 华北电力大学 2013.
- [8] 罗利祥. 匝间短路故障对永磁同步电机失磁影响的研究 [D]. 湖南工业大学 2016.
- [9] 林岩. 钕铁硼永磁电机防高温失磁技术的研究 [D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2006.
- [10] 汤蕴璆, 史乃. 电机学 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2001.
- [11] M A Rahman,A M Osheiba. Performance of large line-start permanent magnet synchronous motors[J].IEEE Transactions on Energy Conversion, 1990,5(1):211–217.

PG 电机插件霍尔 IC 改贴片霍尔 IC 的摆放位置研究

Research on Placement of Chip Hall IC for PG motor

杨文德, 伍光祥, 漆凌君

(珠海凯邦电机制造有限公司 珠海 519110)

摘要: 通过理论分析, 结合实验验证, 简单分析贴片霍尔 IC 与插件霍尔 IC 的区别, 研究贴片霍尔 IC 的摆放定位与应用

关键词: PG 电机; 霍尔 IC; 摆放位置

Abstract: In combination with theoretical analysis and laboratory test, the differences between chip Hall IC and plug-in Hall IC has been studied, and the placement and application of chip hall IC has been analyzed.

Key words: PG motor; hall IC; placing position

0 引言

霍尔 IC 元件是一种基于霍尔效应的磁传感器, 各行业常用其检测磁场及磁场变化。而在 PG 电机中, 通过把霍尔 IC 元件集成的霍尔板按预定位置有规律地布置在电机上, 当装有磁环的转子总成转动, 磁极经过它时, 可以从测量电路上测得脉冲信号。根据脉冲信号列可以传感出该运动物体的位移。测出单位时间内发出的脉冲数, 就可确定其运动转速。但是, 不同类型的霍尔 IC 元件及其与磁环之间的相对定位差异会影响波形输出的稳定性, 而本文就 PG 电机中的插件与贴片霍尔 IC 元件与磁环的定位对霍尔 IC 检测磁场以及输出波形的影响进行分析研究。

1 PG 电机磁环结构及磁环轴向磁场分析

举例, 磁环充磁磁场分布示意图见下图 1, 磁环径向充磁 6 个磁极, 为 3 对磁极磁环, 每个磁极充磁磁场强度为 $B \approx 800\text{GS}$, 该磁环可用高斯计(用于测试磁场强度仪表)测试表磁。磁环立体外形示意图及正视图, 如图 2、图 3 所示。

在图 3 中, 设有虚线线段 ad 与 B 面重合且与磁环轴中心线平行, b 点为虚线线段 ad 与 A 面交点, c 点为虚线线段 ad 与 C 面交点。试验测得, 沿 ad 线段, 除 bc 线段外, 测试点距离与 b、c 点越接近的位置磁场越强; 反之, 测试点距离与 b、c 点越远的位置, 磁场强度衰减越大, 测试所得大约衰减

值与距离的关系见图 3 与表 1 所示。

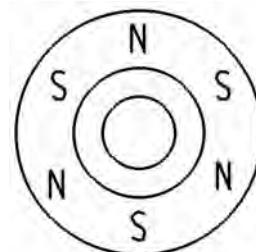


图 1 磁环充磁示意图

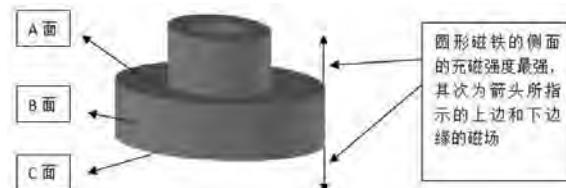


图 2 磁环立体外形示意图

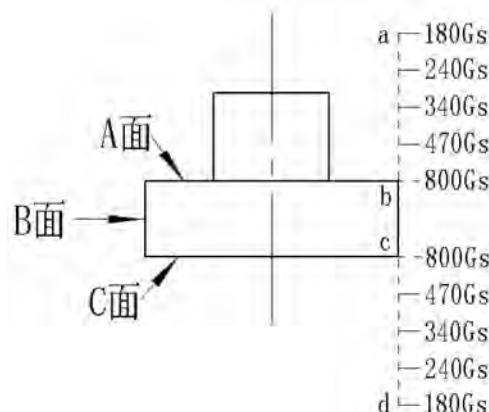


图 3 磁环表面磁场强度衰减示意图

表 1 磁环表面磁场强度衰减数值表

| 测试点与 A/C 面距离(mm) | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 |
|------------------|-----|-----|-----|-----|-----|
| 磁场强度(GS) | 800 | 470 | 340 | 240 | 180 |

2 磁环径向磁场与插件霍尔 IC 的延伸分析

如图 4 所示, 在 B 面上可近似地把该位置的径向磁感线垂直于线段 bc。

在插件霍尔 IC 的验证中, 选用 3 对极磁环, 径向充磁强度为 $B \approx 800\text{GS}$, 40Gs 插件霍尔 IC 元件。当 PG 电机中插件霍尔 IC 沿磁环轴向竖立放置, 插件霍尔 IC 感应面与磁环 B 面平行, IC 感应面与磁环 B 面径向距离取值 0.2mm、1mm、1.5mm、2mm、3mm 时进行试验。

4 极 PG 电机运行条件: 220V/50Hz/1.0 μf

霍尔板供电电压为 5V。电机运转平稳后, 得到脉冲频率变化差值, 数据如下表 2 所示。

表 2 插件霍尔 IC 输出脉冲频率跳动

| 插件霍尔与 B 面径向距离(mm) | 0.2 | 1 | 1.5 | 2 | 3 |
|-------------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 脉冲频率最大值(Hz) | 74.17 | 74.82 | 75.08 | 75.72 | 76.52 |
| 脉冲频率最小值(Hz) | 71.96 | 72.32 | 72.12 | 72.15 | 72.31 |
| 脉冲频率跳动值(Hz) | 2.21 | 2.5 | 2.96 | 3.57 | 4.21 |

在上述试验中, 既选定的霍尔 IC 元件类型条件下, 霍尔系数 K 与载流体厚度 d 为常量。

输出脉冲频率霍尔效应的灵敏度可凭借霍尔电势 U 作判定, 有公式表示如下:

$$U = K \cdot I \cdot B / d$$

U 为霍尔电势; K 为霍尔系数, B 为外加磁场的磁感应强度, d 为薄片的厚度。

由此可见, 霍尔效应的灵敏度高低与外加磁场的磁感应强度成正比的关系。

3 更改使用贴片霍尔 IC 的摆放位置分析

如图 5 所示, 把插件霍尔 IC 更换为 40Gs 贴片霍尔 IC, 在相同位置焊接, 选用磁环不变。IC 与磁环 B 面径向距离取值 0.2mm、1mm、1.5mm、2mm、3mm 时进行试验, 电机运转平稳后, 得到脉冲频率变化差值, 数据如下表 3 所示:

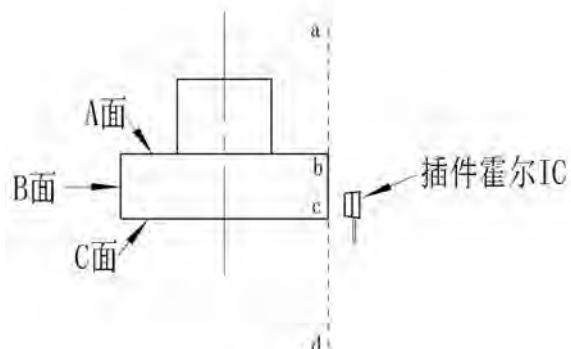


图 4

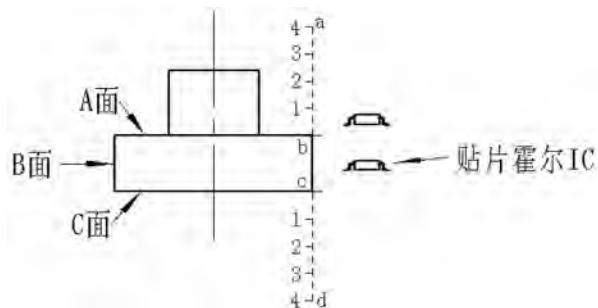


图 5

表 3

| 贴片霍尔与 B 面径向距离(mm) | 0.2 | 1 | 1.5 | 2 | 3 |
|-------------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 脉冲频率最大值(Hz) | 74.55 | 76.79 | 77.35 | 76.52 | 77.94 |
| 脉冲频率最小值(Hz) | 71.25 | 72.12 | 71.45 | 69.89 | 69.15 |
| 脉冲频率跳动值(Hz) | 3.3 | 4.67 | 5.9 | 6.63 | 8.79 |

由上述试验可知, 把插件霍尔 IC 更换为 40Gs 贴片霍尔 IC, 在相同位置焊接, 选用磁环不变。贴片霍尔 IC 在相同位置, 脉冲频率跳动相对插件霍尔 IC 增大。

如图 5 示意图, 霍尔 IC 与磁环 B 面径向距离固定为 1mm 不变, 将贴片霍尔 IC 沿 ba 方向轴向位移至 A 面上方 0.2mm、1mm、1.5mm、2mm、3mm 时进行试验, 电机运转平稳后, 得到脉冲频率变化差值, 数据如下表 4 所示:

表 4

| 贴片霍尔与 A 面轴向距离(mm) | 0.2 | 1 | 1.5 | 2 | 3 |
|-------------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 脉冲频率最大值(Hz) | 73.84 | 74.32 | 75.58 | 75.09 | 74.43 |
| 脉冲频率最小值(Hz) | 71.32 | 71.46 | 72.46 | 71.53 | 70.15 |
| 脉冲频率跳动值(Hz) | 2.52 | 2.86 | 3.12 | 3.56 | 4.18 |

上述数据中,为固定霍尔 IC 与磁环 B 面径向距离不变,在后续试验中,当径向距离更小,霍尔电路输出脉冲频率更稳定。而当把贴片霍尔 IC 沿 cd 方向轴向位移至 C 面下方 0.2mm、1mm、1.5mm、2mm、3mm 时进行试验,磁环 C 面下方为绕线定子,却无法得到表 4 中结果,且脉冲频率跳动 5Hz 以上。

4 结 论

通过分析,PG 板上插件霍尔 IC 改为贴片霍尔 IC 时,为准确感应到转子磁环的磁极变化,贴片霍尔 IC 摆放时,应注意以下几点:

1) 霍尔 IC 必须放置在磁环外侧边缘的正上方,并且是霍尔 IC 感应点心必须正对着磁环边缘或向内侧 0.5mm,见图 5 所示,保证 IC 底部到磁环表面的距离在 3mm 以内。

2) 霍尔 IC 放置在 PCB 板上方,以方便生产装配,见图 5,这样在装配时磁环只会接触到霍尔板,不同接触霍尔 IC 元件,避免装配时对芯片的

直接机械应力冲击。

3) 霍尔 IC 距离磁环越近越好,同时地距离绕线定子越远越好,这样可保证足够大的磁钢磁场作用于霍尔 IC,这样可以抵消或减少电机运转磁场的干扰,同时也保证霍尔 IC 正常感应出磁环磁极变化,使得电机能够正常运转。

4) 由于是贴片霍尔 IC,在做贴片 IC 的 PCB 封装时,一定要按照一比一尺寸做封装,保证霍尔 IC 在贴片完成后,不会上下或左右偏移导致的霍尔 IC 感应位置不准确,导致电机运转不正常。

5) PCB 板的安装定位也一定非常准确,以保证装好后的霍尔 IC 感应点中心准确对着磁环的外边缘的正上方或向内侧 0.5mm。

参考文献

- [1] 齐东梅 霍尔电流传感器及其自动调测系统的设计 中国知网.
- [2] 安楠电场及外力作用下霍尔元件特性的实验研究 中国知网.

家用交流电机的整机固频噪音解析方法与应对措施

Analysis and Solutions on Fixed Frequency Noise of Household AC motor

陈川礼,卓祖德,李庆

(珠海凯邦电机制造有限公司 珠海 519110)

摘要: 在家用交流电机的实际使用过程中,经常会遇到电机激励整机共振引起的固频噪音,本文结合实际工作中遇到的疑难噪音问题,介绍了固频噪音产生的原因及预防和解决这类噪音的一些经验。

关键词: 交流电机; 固频; 共振; 噪音

Abstract: The household AC motor has natural frequency of noise produced by motor excitation resonance during its service time. Combined with practical work, this paper introduced reasons of fixed frequency noise and provided some reference to prevent and solve this kind of problem.

Key words: AC motor; natural frequency; resonance; noise

1 前 言

随着人们生活水平不断提高,人们对于物质的美好追求也越来越高,如空调、冰箱、洗衣机等家电产品是生活中的必需品。为了给客户好的体验,噪音是重点控制的一环,而风扇启动用的电机噪音控制尤为重要,特别是随着产品越来越精细化,电机中的固频噪音也是一项重要的研究课题,本文重点论述电机激励整机共振引起的固频噪音分析方法与解决经验。

2 电机振动机理

整机振动与噪音,先就要了解激励源电机产生振动的原因和种类。引起电机振动的原因很多,产生振动的部位和振动特征又各不相同,如果把电机各种原因引起的振动特征和有关因素加以分析,将有利于电机振动异常的识别和诊断。电机振动分机械振动和电磁振动两种。

其中常见机械振动有转子不平衡产生的机械振动、滚动轴承异常产生的机械振动、安装与调试不良引起的机械振动等。

电机电磁振动主要是由电机气隙磁场作用于电机铁芯产生的电磁力所激发,再通过连接轴、机壳刚性连接,将振动传导至风轮和安装支架。

3 共振噪音的鉴别方法

3.1 产生共振噪音的机理

电机作为振动激励源,当其电磁或机械激发力频率与某一结构件自振频率相同或相近时,易产生共振,共振时噪声级比较大。特点:其噪音频率仅与自振频率相关,不随激发力频率变化而改变。

而其他常见的风扇用电机振动与噪音,其振动、噪音频率与电机电磁方案参数相关联,具体对应关系见下表(表1)。

3.2 共振噪音的诊断

3.2.1 改变激励源法

电机作为整机共振的主要激励源,我们可以采用调速、调频、调压以及更换电磁方案等方法,改变激励频率,对比噪音前后变化差异。

当电机给点输入条件发生变化,而输出的激发频率不变且振动、噪音未消除的,可判定为整机固频共振。

3.2.2 改变共振部件的自振频率法

通过替换同类被激励部件及其材料或结构形状等改变自振频率的方法,检测原整机振动是否消除或振动频率发生偏移。

例如空调风机用电机,可采用在风轮加减平衡块的简易方式,即能保证不改变电机的有效输出,又达到了改变共振部件自振频率的目的,更改前后做比较,从而辨别是否是共振引起的振动与噪音。

表 1

| 类别 | 激振源 | 力波频率 | 注释 |
|------|--------------------------|----------------------------------|---|
| 电磁噪音 | 基波磁场或电源谐波磁场 | $f=Kf_0$ K一般取 5 或以下, 取值大的一般为电源引起 | 空调产品的柜内机和窗机时常出现, 如 50HZ 电源 100HZ、200HZ; 60HZ 电源 120HZ、240HZ |
| | 转子齿谐波磁场 | $f= 1+K*Z_2*(1-S)/P *2f_0$ | 电机定子或转子变形、偏心或槽配合不好会出现, 如早 5 匹柜内机线上出现 324HZ、652HZ 等属此类 |
| | 定、转子相互作用齿谐波磁场 | $f= K*Z_2*(1-S)/P+2 *f_0$ | 电机定子变形, 偏心或电机槽配合不当出现, 如早前凯邦 FW30X 线上出异响属此类 |
| | 转差引起 | $f=kSf_0$, | 频率较低, 往外辐射效率低, 一般少出现 |
| | 转差在基波磁场上形成谐波 | $f=k f_0 \pm kSf_0$ | 一般较少出现, 早前 GOODMAN 窗机出现 |
| 风道噪音 | 风扇旋转使气体周期脉动及气流碰撞固体物产生单调声 | $f=n*z*K/60$, | 经常出现 |
| | 风扇叶片转动时使周围气体产生的涡流声 | 一般是一种宽频逞的随机稳态噪音, | 较少出现峰值, 只影响决分贝 |
| 轴承噪音 | 低频部份 | $f=n*k/60$ 或 $nz/10$ 或 $nz/30$ | 内、外圈偏心或不规则, 滚动元件排列不规则或有斑点引起振动或轴向窜动声 |
| | 高频部份 | 峰值多在 2000HZ 或 3000HZ | 由轴承滚动接触面的波纹及表面损伤引起 |

注: Z 为叶片数或风首出现边角数; n 为转速 (r/min); K 音阶或力波次数, 在齿谐波中可取 ±1、±2、±3, 共余取 1、2、3; f_0 为电源频率; Z_2 电机转子槽数; z 为叶片数或风道出现边角数, 轴承滚珠数; S 为转差率; P 为电机极对数。

3.2.3 改变激励能量级法

风扇用电机装机结构大多以直接刚性接触的装配方式为主, 部分如空调柜内机安装采用的是机壳与面板间装入防震胶圈, 起到振动传导缓冲效果, 有效降低激励传导能量级, 削弱共振幅值实现改善共振噪音的影响。

3.2.4 被激励部件的固频测定

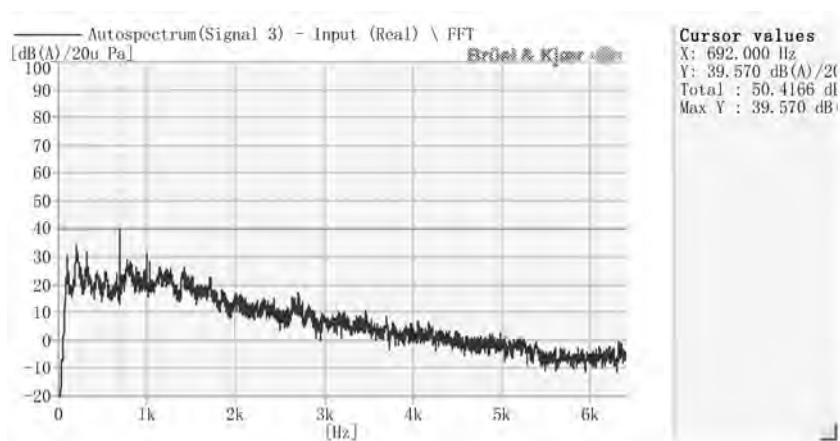
除以上分析手段外, 资源条件允许的情况下我们可以借用 LMS、BK、朗德等专业固频分析仪器直接测定部件的自振频率, 对比整机工况条件下的振动表现, 判断振动噪音类型。

4 案例应用

案例: 我司为某家电客户配套开发的一款双面出轴移动空调用交流风机, 在各档位某一电压条件下, 都存在明显的 690HZ 左右明显噪音峰值。

4.1 运用的分析方法

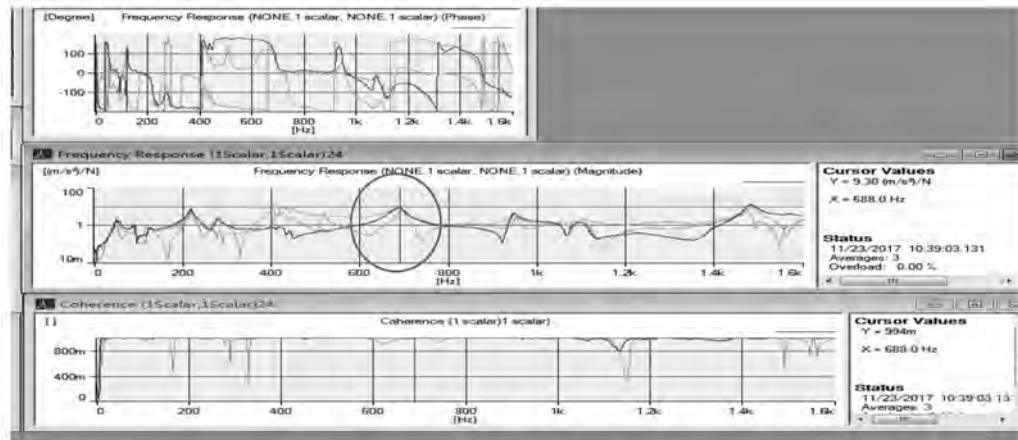
尝试改变电源电压、频率、电机档位, 各输入条件下电机一旦运行在 1000RPM 左右, 整机始终出现 690HZ 左右噪音尖峰, 并处在人耳声带敏感频段严重影响客户体验。



4.2 固频直接测定与对比结果

依靠 BK 固频分析仪对风轮进行扫频, 径向测试点测绘发现存在 400~900Hz 很大宽频带, 且存

在 688Hz 明显固频尖峰, 与整机额定工况条件下的 690Hz 噪音尖峰相符。

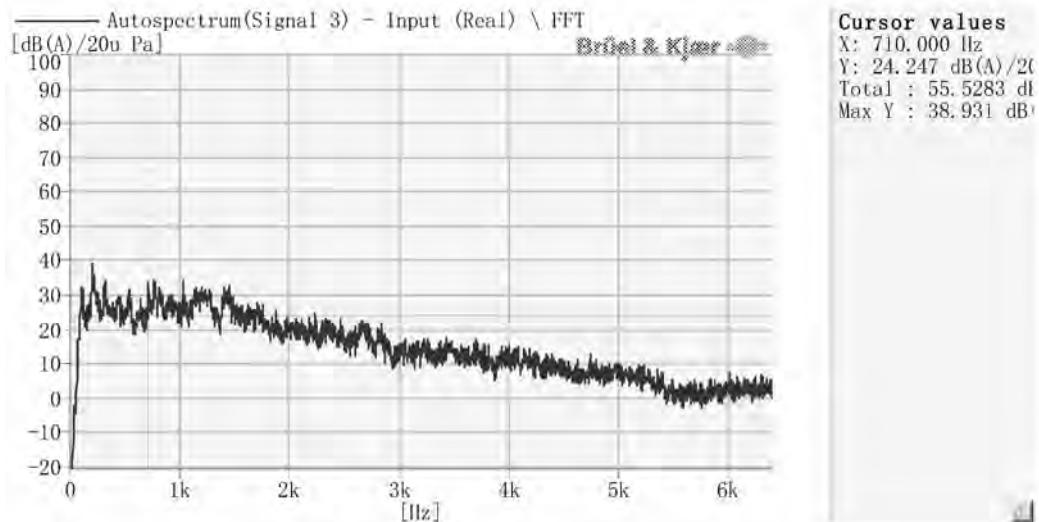


4.3 整改思路

和客户沟交流后, 采用不动风轮尺寸而调整玻纤含量的方式, 即确保不改变额定输出, 又有

效的将固频点偏离额定工作转速区, 消除了固频噪音峰值。

改善后的噪音频谱如下:



5 结语

总之, 固频噪音的产生不是单因素的, 而是多因素的结果, 要保证作为振动激励源的电机通电情况下处于低振动状态, 关键在于控制电机电磁振动与削弱机械振动, 降低共振振幅和噪声声级; 或者通过改变激励频率或整机固有频率, 规避开共振频率点达到消除固频共振噪音的目的。本文所提供的经验, 均可应用到解决疑难噪音问题的实际工作中去。

参考文献

- [1] 陈永校. 电机噪音的分析与控制[M]. 浙江大学出版社, 1987.
- [2] 李德成. 单相异步电机原理、设计与试验[M]. 科学出版社, 1993.
- [3] 机械设计手册. 第 3 卷. 机械工业出版社, 2004.

变频调速恒压供水控制系统设计

Design of constant pressure water supply control system with variable frequency speed regulation

李文宇，张月

(珠海凯邦电机制造有限公司 珠海 519110)

摘要：本论文的题目来源于我国大部分地区对水的需求的调查，从而设计出基于 PLC 的变频调速恒压供水控制系统。该系统是由 PLC (可编程控制器)、变频器、水泵机、传感器、工控机等组成。该三相泵电机的软启动和变频速度由变频器来实现的，当传感器检测到水压的压力信号时，当前的水压信号会变成电信号进入可编程控制器与设定好的数值相比，再通过 PID 运算来控制变频器所输出的电压和频率。

关键词：可编程逻辑控制器；传感器；变频器；PID 调节

Abstract: The title of this paper comes from the investigation of water demand in most parts of China, so as to design a constant pressure water supply control system based on PLC. The system is composed of PLC (programmable logic controller), frequency converter, water pump, sensor, industrial computer and so on. The soft start and frequency conversion speed of the three-phase pump motor is realized by the frequency converter. When the sensor detects the pressure signal of the water pressure, the current water pressure signal will become the electrical signal into the programmable controller and the set value. The voltage and frequency of the frequency converter are controlled by the PID operation, and the water supply is the same.

Key words: programmable logic controller; transducer; frequency converter; PID regulation

1 引言

在日常生活中，不同的时间点对水的需求量的不同，主要分为以下两种情况，用水高峰期和用水低峰期。当水的使用量大于水的供应量时，这个时候网管周围的水压会下降；当水的使用量小于水的供应量时，这个时候网管周围的水压会上升，在这种供求不平衡的情况下不仅水分浪费水的资源，而且会存在许多不可预计的隐患和弊端，仅靠水厂的工作人员进行手动调压并不能快速准确的实现目的，所以传统的供水方式已经不能满足人们对水的需求。水塔二次供水和频繁启/停电机控制主要为调节供水压力较为常用的方式。水塔二次供水方式的安全性和可靠性都比较低，因为它主要是二次供水，且占地与投资量较大；而频繁启/停电机控制方式因消耗能量较大且工作时不断启停设备，常常造成设备的损坏。所以说相比而言变频器的恒压调速变成了最合理的工作方式。它节能、环保、安全、可靠，当工作运行时，

它的启动和停止的次数少，避免了对硬件系统的损坏，有效的提高了工作的效率，且操作简单等。自动化技术的应用，不仅使生产过程实现了自动化，极大地提高了劳动生产率和产品质量，改善了劳动条件^[1]。

2 系统总体设计方案

2.1 变频恒压供水系统的理论分析

2.1.1 电动机的调速原理

所谓调速，就是人为地改变机械特性的参数，使电动机的稳定工作点偏离固有特性，工作在人为机械特性上，已达到调速目的^[2]。

电动机转速运算公式为：

$$\text{转速 } n = \frac{60f}{p} (1-s) \quad (2-1)$$

由公式 2-1 我们可以得出以下结论，为了使电源的频率 f 与异步电动机的转速 n 成正比，那么转差率 s 就需要保持在一定的范围内；而使电动机能稳定的运行只要不间断的调节电源的频率即

可。但是,仅仅调节电源频率,会损坏电动机的寿命。随着自动化技术的发展,变频技术就成为了最合理,有效的解决方案。

2.1.2 变频恒压供水系统的节能原理

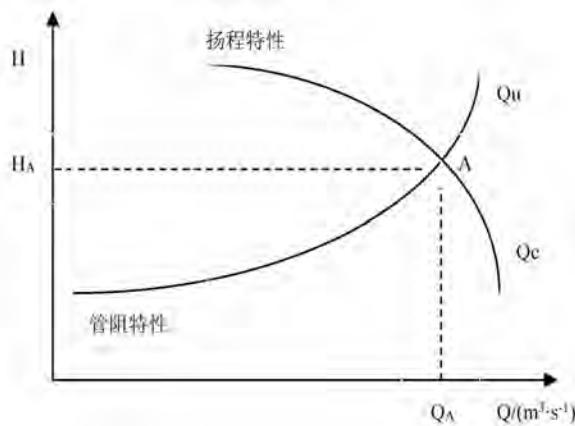


图 2-1 恒压供水系统的基本特征

曲线图表示流量和扬程在一定时间内在水泵转速不变的条件下的关系:

$$(1) H=f(Qu)$$

由等式可见,此时的 n 保持在一个定值,根据居民用水量来确定流量的大小,从而判断扬程的特性。此时的流量达到 Qu 时,它与扬程的关系 $H=f(Qu)$, Qu 被称为管阻特性曲线。

$$(2) H=f(Qc)$$

由于流量发生改变,从而改变了扬程,此时的流量达到 Qc 时,它与扬程的关系 $H=f(Qc)$, Qc 被称为扬程特性曲线。

2.2 变频恒压供水控制方式的理论模型

由图 2-2 我们可以很容易的得出变频恒压供水控制系统的工作运行模式,该系统采用了闭环控制系统的方式,首先我们经过运算要给 PID 一个固定的给定参数值,启动水泵使其进行工作,这是水泵的转速在管网的附近产生一个水压,此时压力传感器感受到压力,并将它用信号传送的方式送到 PID 里与给定的参数进行比例、微分、积分的控制运算,经过这一系列的反复运算、修改使管网所受到的压力最终达到我们所设计的一个范围内不变,当 PID 所计算出来的值为正值,这里是指水的压力小于我们所设定的固定值,我们将做加泵运行处理使转速上升以使管网压力保持在一个范围内不变;当 PID 所计算出来的值为负值,这里

是指水的压力大于我们所设定的固定值,我们将做加泵运行处理使转速降低以使管网压力保持在一个范围内不变^[3]。



图 2-2 变频恒压理论模型

2.3 变频恒压供水系统的特点

- (1) 土地使用资源减少;
- (2) 可节省 15%~35% 的电的使用量,实现绿色节能;
- (3) 功能齐全,通过上位机的控制可实现全自动化无人坚守,节省了劳动力;
- (4) 与传统的供水方式相比,减少了对环境的二次污染,防止更多传染病的入侵,更加环保;
- (5) 操作简单,值班操作人员上岗快;
- (6) 提高了电动机和水泵的工作效率及使用年限,运行更加安全可靠;

2.4 变频恒压供水系统的构成

本系统的硬件构成有水泵机组(3 个水泵)、压力传感器、液位变送器、变频器等组成。水泵机组一般内含三个水泵,这与仅设计一个水泵相比更加可靠,当其中一台水泵发生故障停止运行,可及时切换到其他水泵工作,不影响供水系统。如果设计中只用一台水泵,我们还要考虑到该水泵的功率大小(用水量最大时的极限功率)。若电机选用过大,而此时当用水量小的时候,运行一台大功率的电机又显得得不偿失,反之亦如此。同时对备用泵的设计也是必不可少的,一旦三台水泵机同时发生短路,我们可以启动备用泵来维持供水系统,使它正常运行,避免供水瘫痪的情况发生。

2.5 变频恒压供水控制系统工作原理

供水控制系统的最主要工作原理就是通过 PID 计算所的信号传送给变频器从而控制水泵使管网周围的压力保持在一个稳定的范围内。在本文中,压力和流量等参数,以保持恒定的执行控制阀,根据不同的压力和流量的传输管^[7]。在变频恒压供水系统中,执行设备就是变频器,如下图 2-3 所示。

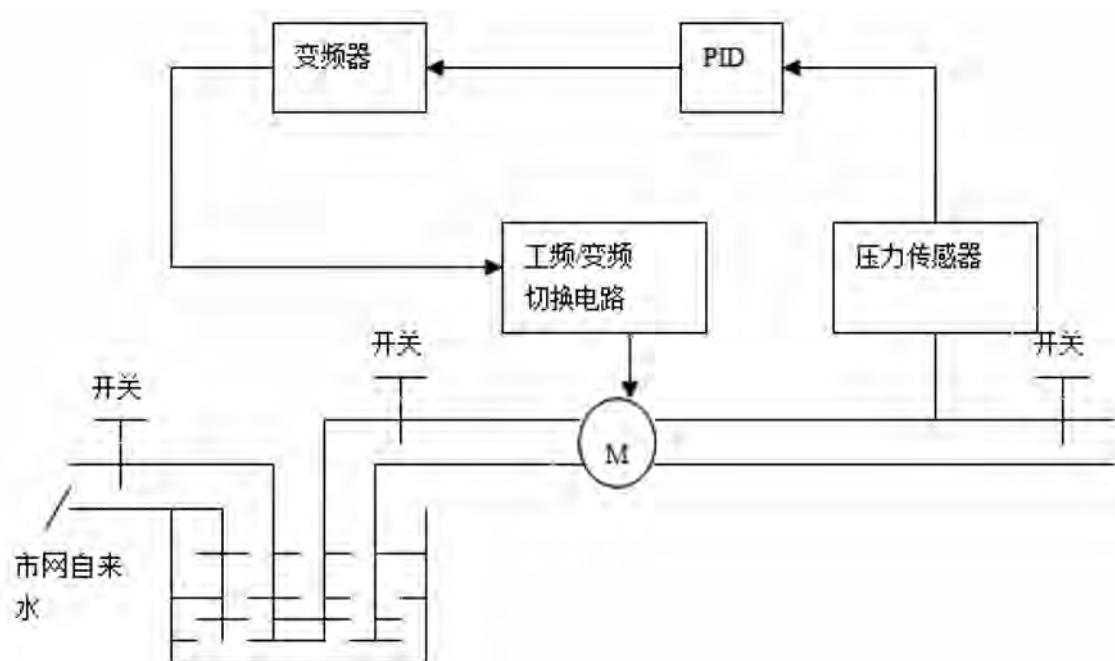


图 2-3 恒压供水水站示意图

3 系统硬件设计

3.1 系统水泵机组的选型

3.1.1 水泵的要求

根据系统电气总框图我们可知变频恒压供水系统需要的主要硬器件包括：

- (1) 可编程控制器 PLC 模块、A/D 模块、通讯模块；
 - (2) 压力变送器及数字显示仪器仪表；
 - (3) 水泵机组、变压器、变频器；
- 如图 3-1 所示。

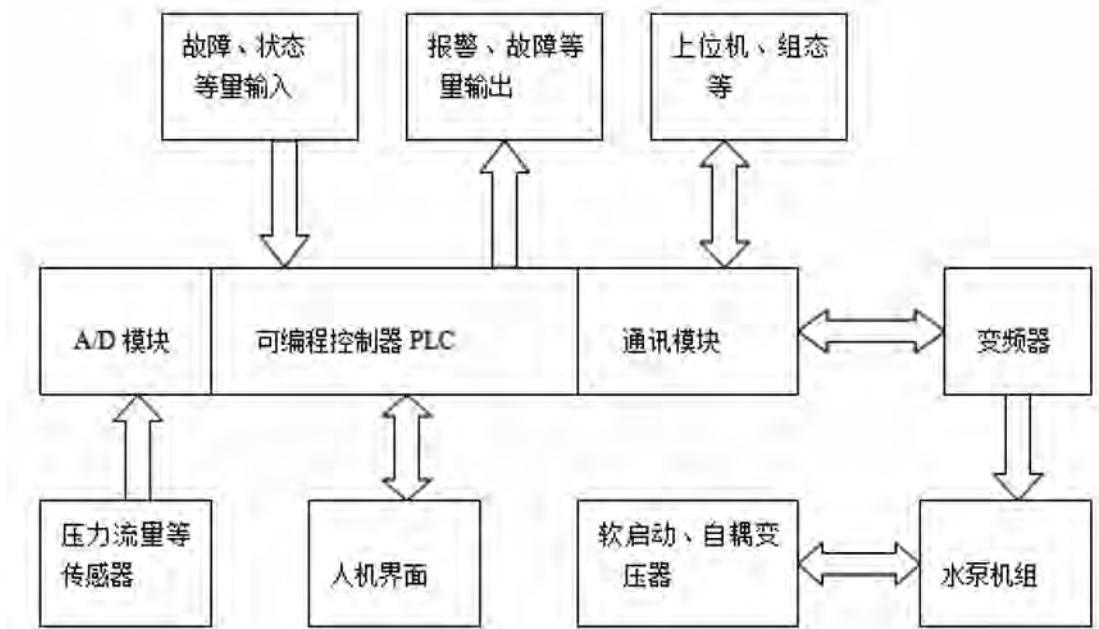


图 3-1 系统的电气总框图

在确保达到节能环保效果的前提下,平稳、高效的运行模式成了水泵机组选型的基本思路。为了使水泵机组经常保持在高效区运行,所以我们所选择的水泵机组的型号需要与用水量的变化程度相符。本论文依据中国中小城市中的小区实际用水量的测量数据进行水泵机组的选型。应小区供水系统要求的出口水压、流量范围、采用 SFL 系列主水泵机组 3 台,型号及参数请见表 3-1。

表 3-1 泵组型号

| 型号 | 数 量 | 流 量 m^3/h | 扬 程 m | 效 率 % | 转 速 r/min | 电 机 功 率 Kw | 气 泡 余 量 m | 进 出 口 径 mm |
|--------|--------|-------------------|-------------|-------------|-------------------|--------------------------|-------------------------|--------------------------|
| 泵 组 | 3 | 112 | 88 | 66 | | 2.9 | | |
| | | 160 | 80 | 73 | 1450 | 5.5 | 3.6 | 150 |
| | | 192 | 66 | 68 | | 3.8 | | |

3.2 可编程逻辑控制器

3.2.1 可编程逻辑控制器的介绍

PLC 可以用于任何应用程序,无论是简单或复杂的控制系统^[4]。它具有以下特点:

(1) 可编程逻辑控制器是一种数字运算操作的电子系统,专为工业环境下应用而设计^[5]。

(2) 可编程逻辑控制器的主要工作模式是周期循环扫描,它的结构设计是模块化的,可用通过软件编程来改变控制。

(3) 编程方便,操作简单,对大多初学者来说不必具有专业的计算机软件知识,上岗快,更容易掌握。

(4) 可编程逻辑控制器它的体积小、功率能耗低、可靠性能好、组装拆装扩展方便,所以易于维护,因为采用模块化的结构设计,在运行时,如果其中一个模块发生故障报警,可以立刻替换此故障模块,使系统恢复速度更快。

(5) 因为具备通讯联网接口模块,可实现远程控制、远程监测、远程通讯功能,提高了系统操作性能。

3.2.2 可编程逻辑控制器的 I/O 及地址分配

PLC 的 I/O 电路可以和工业现场控制的各类信号所连接。在实际的生产中不同的参数都由输入口来接收,PLC 的运算之后得出的各类控制信息由输出口进行输出。而机外的执行机构能够对实际工业现场进行各种控制。表 3-2 是将控制系统的输入输出信号的名称、代码及地址编号。

表 3-2 输入输出点代码及地址编号

| 名 称 | 代 码 | 地 址 编 号 |
|----------------|---------|---------|
| 手动和自动消防信号 | SA1 | 10.0 |
| 水池水位下限信号 | SLL | 10.1 |
| 水池水位上限信号 | SLH | 10.2 |
| 变频器报警信号 | SU | 10.3 |
| 消音按钮 | SB9 | 10.4 |
| 试灯按钮 | SB10 | 10.5 |
| 变频器输出频率极限信号 | SFL | 10.6 |
| 远程压力表模拟量电压值 | Up | AJWD |
| 1#泵工频运行接触器及指示灯 | KM1,HL1 | Q0.0 |
| 1#泵变频运行接触器及指示灯 | KM2,HL2 | Q0.1 |
| 2#泵工频运行接触器及指示灯 | KM3,HL3 | Q0.2 |
| 2#泵变频运行接触器及指示灯 | KM4,HL4 | Q0.3 |
| 3#泵工频运行接触器及指示灯 | KM5,HL5 | Q0.4 |
| 3#泵变频运行接触器及指示灯 | KM6,HL6 | Q0.5 |
| 生活/消防用小转换电源阀 | YV2 | Q1.0 |
| 水池水位下限报警指示灯 | HL7 | Q1.1 |
| 变频器故障报警指示灯 | HL8 | Q1.2 |
| 火灾报警指示灯 | HL9 | Q1.3 |
| 报警电铃 | HA | Q1.4 |
| 变频器频率真位控制 | KA | Q1.5 |
| 控制变频器频率用电压信号 | Uf | AJWD |

3.3 变频器的选型

根据水泵的额定功率来决定变频器的型号,当变频器带一台水泵作为负载运动在,应该满足以下三式:

式中

P_{CN} —负载所需要的电动机的输出功率;

η —电动机的效率(通常在 0.85 以上);

$\cos\phi$ —电动机的功率因数(通常在 0.8 以上);

U_M —电动机电压(V);

I_M —电动机工频电源时的电流(A);

k —电流波形的修正系数,对 PWM 方式,取 1.0~1.05;

ICN —变频器的额定电流(A);

$$P_{CN} \geq \frac{kP_M}{\eta\cos\phi} (\text{kVA}) \quad (3-1)$$

$$P_{CN} \geq k \times \sqrt{3} U_M I_M \times 10^{-3} (\text{kVA}) \quad (3-2)$$

$$I_{CN} \geq k I_M (\text{A}) \quad (3-3)$$

这三个公式是统一的,选择变频器容量时,应同时满足三个算式的关系,尤其变频器电流是一个较关键的量。

表 3-3 变频器功能码设定

| 变频器端子 | 现场器件与端子连线 | 功能代码 | 参数设置 | 注释 |
|--------|------------|------|------|--------------------|
| FWD | PLC 的 Q1.5 | | | 复位/运行变频器 |
| Y2 | PLC 的 I0.6 | E21 | 1 | 变频器极限信号输出 |
| 30A | PLC 的 I0.3 | | | 变频故障总报警信号 |
| 30C | PLC 公共端 | | | |
| 公共端 CM | PLC 公共端 | | | |
| 控制面板 | | F15 | 49.5 | 上限频率 |
| | | F16 | 35 | 下限频率 |
| C1 | PLC 的 AQWQ | H21 | 1 | 端子 C1 (4-20mA和) 输入 |

变频器的各个端子可以通过功能码设置其输出信号。表 3-3 为变频器功能码设定,图 3-2 为变频器连线图。

3.4 电气控制系统原理图

系统主电路分析及设计:

在设计电气控制系统时, 我们必须要遵循以下几个标准来使系统更加安全可靠的运行:

- (1) 输入电源电压在一定的允许范围内变化;
- (2) 当系统发生突然断电, 系统内部程序不发生改变且再次运行时会保存原有数据;
- (3) 当使用本系统的场所被要求不许断电, 应考虑到备用电源立即接入, 不影响供水系统的运行;

3.4.1 主电路图

图 3-3 为本次设计的主电路图。变频器和 1 号泵、2 号泵、3 号泵由隔离开关 QS1、隔离开关 QS2、隔离开关 QS3、隔离开关 QS4 为控制。变频器

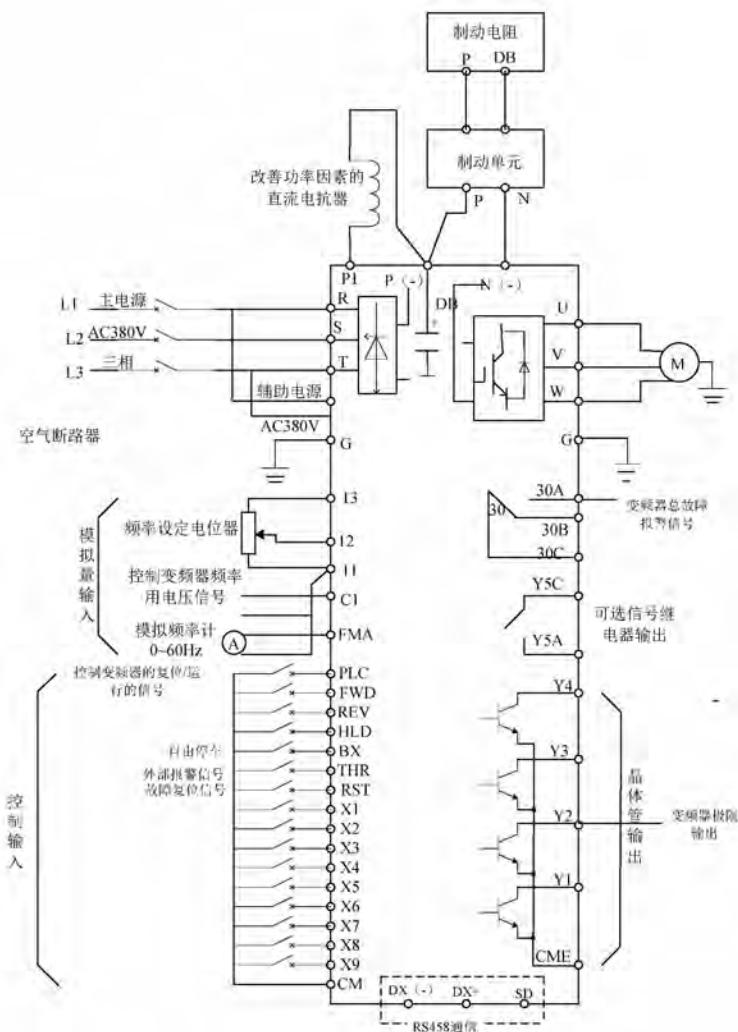


图 3-2 变频器的接线图

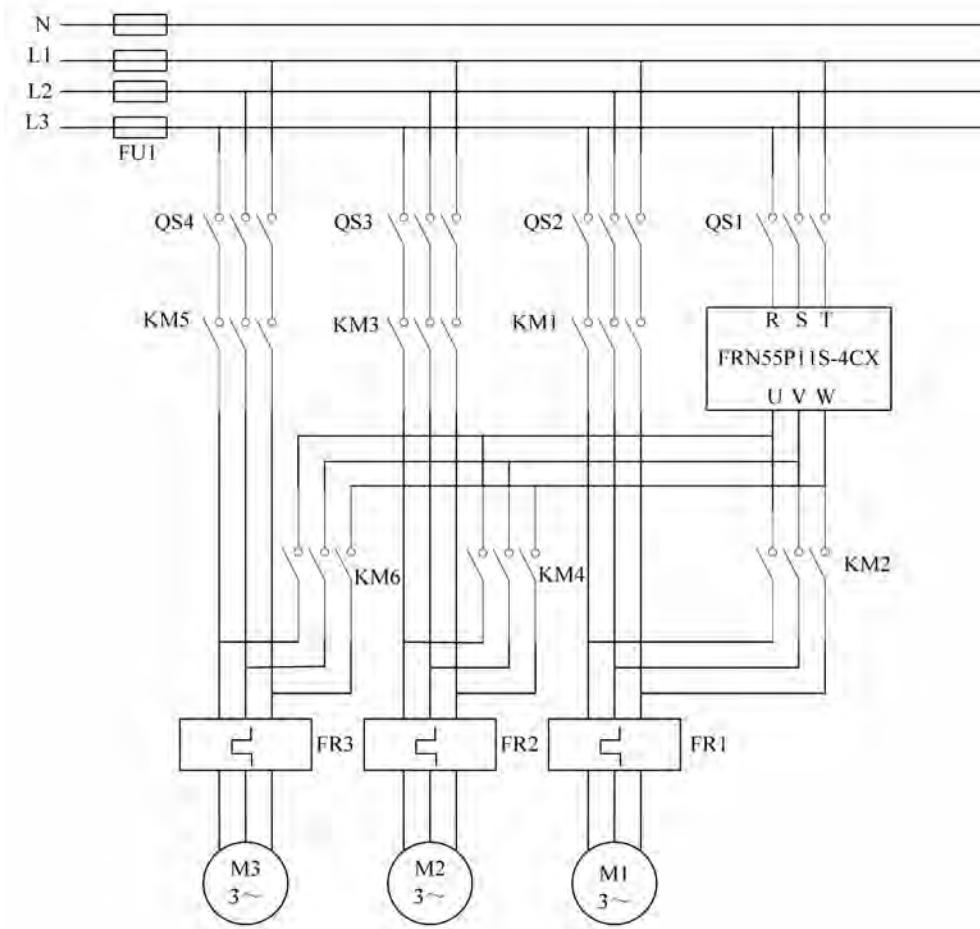


图 3-3 电气控制系统主电路

是富士旗下产品 P11 系列。

3.4.2 控制电路图

图 3-4 是本次设计的控制电路,由图可见 SA 是一个两项切换开关,当它打到左边时为手动工作档,当它打右边时则为自动工作档。我们可通过指示灯 HL10 来判断系统处于何种运行状态。

当 SA 处于手动档时,我们可通过控制 SB1、SB2、SB3 来控制接入水泵的电源,从而控制水泵的运行。当 SA 处于自动档时,通过 PLC 来控制变频器从而控制水泵的运行。

4 系统软件设计

4.1 系统运行方式

(1) 手动运行

当手动控制系统的启停时,分别按动其按钮来控制水泵的运行,此方法只要用于系统发生故障时的方便维修。

(2) 自动运行

系统的手动控制和自动控制是彼此存在干扰的。首先把自动控制器的开关闭合,1号水泵开始运行,变频器从零赫兹开始上升,此时我们所测得的压力信号将会送入 PID 与设定值来对比,再把结果信号送给变频器进行控制。

当一号水泵因为压力太小而使变频器达到 50 赫兹时,它将呈工频运行状态,2号水泵将做变频控制运行,频率以平滑的速度增加直至趋近稳态值,故此时状态称为加泵,减泵同理易之。当发生意外断电时,控制系统将会停止运行;当来电时,系统启机且自动投入。故本设计系统能自动循环做加泵、减泵、启停等控制。

4.2 供水系统软启动工作原理

本论文对 3 台水泵进行连锁控制,首先仅需要变频器直接控制 1 号水泵来完成变频调节,且 2 号、3 号水泵则是软启动,初始数据可自行编译。

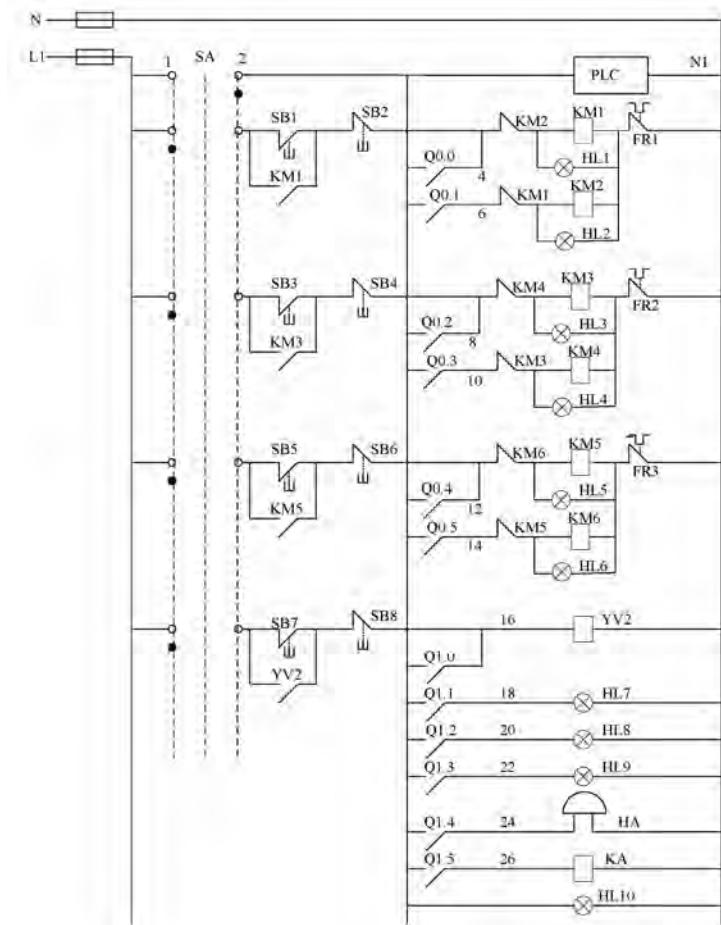


图 3-4 电气控制系统控制电路图

4.3 程序的结构及功能实现

目前 PLC 的适用范围广且可编译的功能种类齐全，因为 Analog quantity 和 PID 的程序都支持系统的更新格式化，且在工作的过程中可随时被打断，所以在编译过程中除了要对更新格式化进行编译还要加上中断程序。当系统进行 PID 对比运算的时候，PLC 程序中的计时功能可协助 PID 实现周期采样，从而使 PID 输出信号呈周期性。当然无论是 PLC 程序直接控制增泵、减泵运行工作还是系统的安全报警功能，是从主程序中实现的。

结 论

基于 PLC 的变频调速恒压供水控制系统的
设计相对传统的操作而言，它大大的提升系统的自
动化控制，使供水方式更节能、环保、高效、可靠。

其次采用变频器控制，提高了精确率，节省了时间，大大提高了效率。

参考文献

- [1] 鄢景华.自动控制原理[M].哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,2013:1.
 - [2] 阮毅,陈伯时.电力拖动自动控制系统[M].北京:机械工业出版社,2014:118.
 - [3] 万志明.PLC 的恒压供水控制系统设计[J].中国电子商情,2014,(1):20.
 - [4] EPHREM RYAN ALPHONSUSI. Mohammad omar abdullah a review on the applications of programmable logic controllers (PLCs)[J].Renewable And Sustainable Energy Reviews, 2016.
 - [5] 刘涛建.常用低压电器与可编程序控制器[M].西安:西安电子科技大学出版社,2014:95.

提高电容器耐湿热能力分析

Analysis capability of capacitor resistance of temperature and humidity improvement

薛泽峰, 薛小根, 章新宇

(安徽源光电器有限公司 宁国 242300)

摘要:通过对塑壳焊片引出电容器的原材料、设备和工艺的分析,提供电容器通过“双85”试验的可行性方案。本文着重分析了通过采用不同材质的镀层结构设计,来解决插片的盐雾试验要求。同时对环氧树脂的固化温度进行了分析,以便提供电容器通过湿热试验的方法。

关键词:玻璃化结晶转化;玻璃化结晶温度;镀层晶相分析;湿热试验;盐雾试验

Abstract: Through the analysis of the raw material, equipment and technology of the capacitor, the feasibility scheme of the capacitor passing the “double 85” test is provided. In this paper, the salt spray test requirements of insert blades are solved by using different materials of plating structure design. The curing temperature of epoxy resin was also analyzed to provide the method of humidity test for capacitor.

Key words: glass transition, glass transition temperature, plating phase analysis, damp heating test, salt spray test

1 前言

随着人们物质生活水平的不断提高,对日用电器的质量要求也在不断提高。特别是冰箱生产企业,要求将压缩机用电容器现有的湿热试验和寿命试验相结合,即在温度为85℃和湿度为85%RH的条件下进行寿命试验,因此对电容器的耐湿热性能要求更高。

与新能源发电的逆变器配套的直流支撑电容器,也从几年前提出了这种“双85”的试验要求。因为采用树脂灌封的结构,也适用下文中的分析。

2 产品结构分析

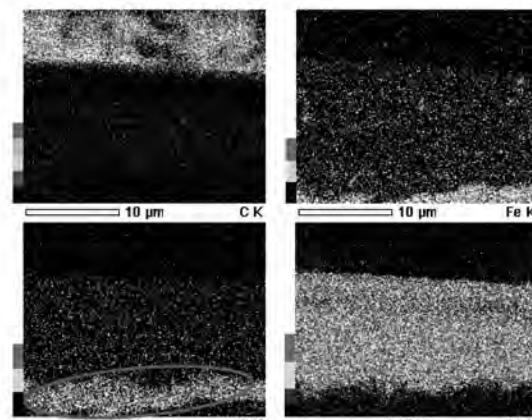
1、插片式结构:这是空调压缩机类电容器的主要引出类型,虽然有部分产品采用铜质材料,但成本较高。因此普遍采用冷轧钢冲压成型,再进行电镀的方案。

2、环氧树脂是冰箱压缩机用塑壳电容器常用的填充材料,由于塑壳无法形成密封的结构,对电容器元件的保护只能由环氧树脂来完成。因此,环氧树脂的防湿热性能是影响电容器使用寿命的关键因素。

3 改善方案研究

3.1 电镀层性能分析

为了满足客户的使用要求,铁质插片的防锈性能一直在不断提高。早期只是在插片表面镀一层锡,即使增加锡层厚度和调整电镀工艺,但效果一直不理想。随后出现了二次电镀方法,即在插片表面通过电镀形成两种不同金属的镀层。这种方案是在插片与镀锡层之间增加一层镀镍层,用来阻拦水分子穿过镀锡层。下面是两层镀层加工的插片的测量图片和数据:

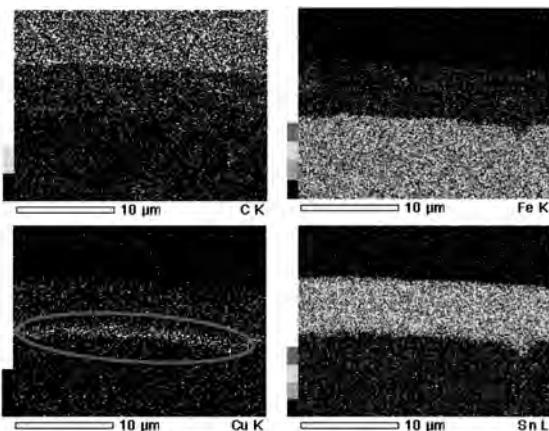


由样品1的断面元素MAPPING图可知,该样品为Fe上镀Ni后镀锡的结构。以下采用X-Ray膜厚仪的Fe/Ni/Sn程序来测量该样品。

| | Sn(μm) | Ni(μm) |
|------|--------|--------|
| 1 | 10.913 | 1.495 |
| 2 | 9.571 | 2.195 |
| 3 | 8.927 | 1.857 |
| 4 | 6.772 | 1.891 |
| 5 | 11.361 | 2.156 |
| 6 | 6.159 | 1.729 |
| MEAN | 8.951 | 1.887 |

双镀层厚度测量结果

第二种方案仍为双镀层结构，只是将第一种方案中增加的镀镍层替换为镀铜层。对比较成熟工艺加工这种插片取样检验，相关情况如下：



由样品2的断面元素MAPPING图可知，该样品为Fe上镀Cu后镀锡的结构。以下采用X-Ray膜厚仪的Fe/Cu/Sn程序来测量该样品。

改进后镀层分布和结构

| | Sn(μm) | Cu(μm) |
|------|--------|--------|
| 1 | 4.868 | 0.387 |
| 2 | 5.540 | 1.061 |
| 3 | 5.508 | 0.763 |
| 4 | 4.804 | 0.650 |
| 5 | 4.558 | 0.532 |
| 6 | 5.235 | 0.458 |
| MEAN | 5.086 | 0.642 |

改进后镀层的厚度

将由于单纯镀锡的插片多次试验很难通过 24 小时的盐雾试验，此次仅对上述两种各取 10 只试品进行对比性试验，第一种镀层各有 1 只试品分别在 48 小时和 72 小时后出现锈，而第二种镀层的 10 只试品在 96 小时后仍未出现生锈的现象。

3.2 环氧树脂性能分析

目前各电容器制造企业不断通过工艺改进，已经完全能够克服环氧树脂固化时形成气泡，导致水分进入电容器元件内部的问题。为进一步提高环氧树脂的密封性能，需要对固化过程进行晶相分析，来了解固化过程中的温度变化情况和结晶程度。下图为浙江某企业生产的中温环氧树脂在不同固化温度下的测试结果（图 1—图 4）。

上述测量数据表明，环氧树脂采用加温固化后，其玻璃化温度及程度均有所改善，但只有在 95℃以上的条件下固化时，其玻璃化温度和结晶度才有明显的改善。

4 分析和总结

1、为提高铁质插片的防锈性能，目前主要研究的方向是采用不同的镀层和调节各个镀层的厚度，本文中提出的两种解决方案已能满足不同客户质量要求（分别为 48 小时和 96 小时的盐雾试验）。

也有采用 3 层镀层的解决方案，即锡-镍-铜（从外到里）的设计，其原理是通过增加镀镍层来防止铜镀层向外扩散，使得铜镀层只能向内层渗入。这样一来，一方面可有效防止水分向内渗透，另一方面阻止了铁原子向外镀层的扩散，降低与水分接触的机会。

但无论采用何种保护方式，其加工成本不应超过镀镍铜插片的成本，否则会被铜插片取代。

2、环氧树脂的固化过程是一个向外释放热量的化学反应。当固化时的外界环境温度较低时，固化时间短，玻璃化温度偏低，结晶度也呈现出非稳定的状态。固化后的紧密度也随之降低，导致对电容器元件的密封效果变差，水分更容易进入而影响电容器的使用寿命。

而在实际的工艺处理过程中，受电容器其他材料的影响，很难达到试验中效果最好的 110℃ 固化温度的条件。因为电容器中大量使用塑料材料，如外壳、PVC 引线、芯轴和聚丙烯薄膜等。特别是

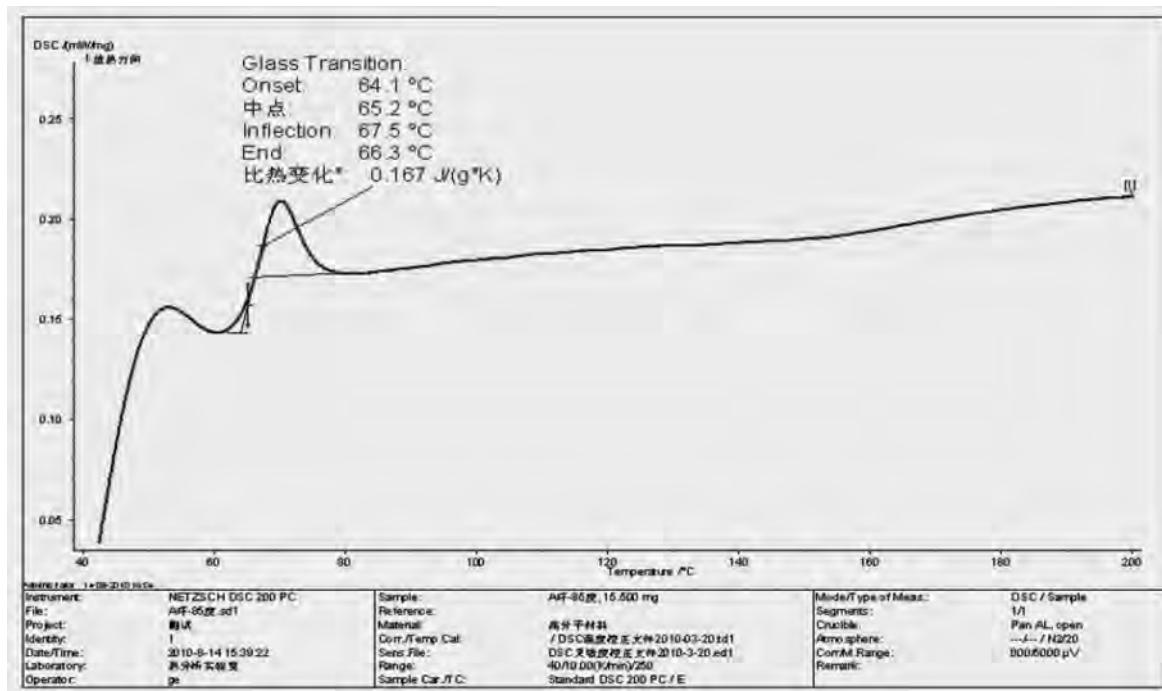


图 1 在 85°C 条件下

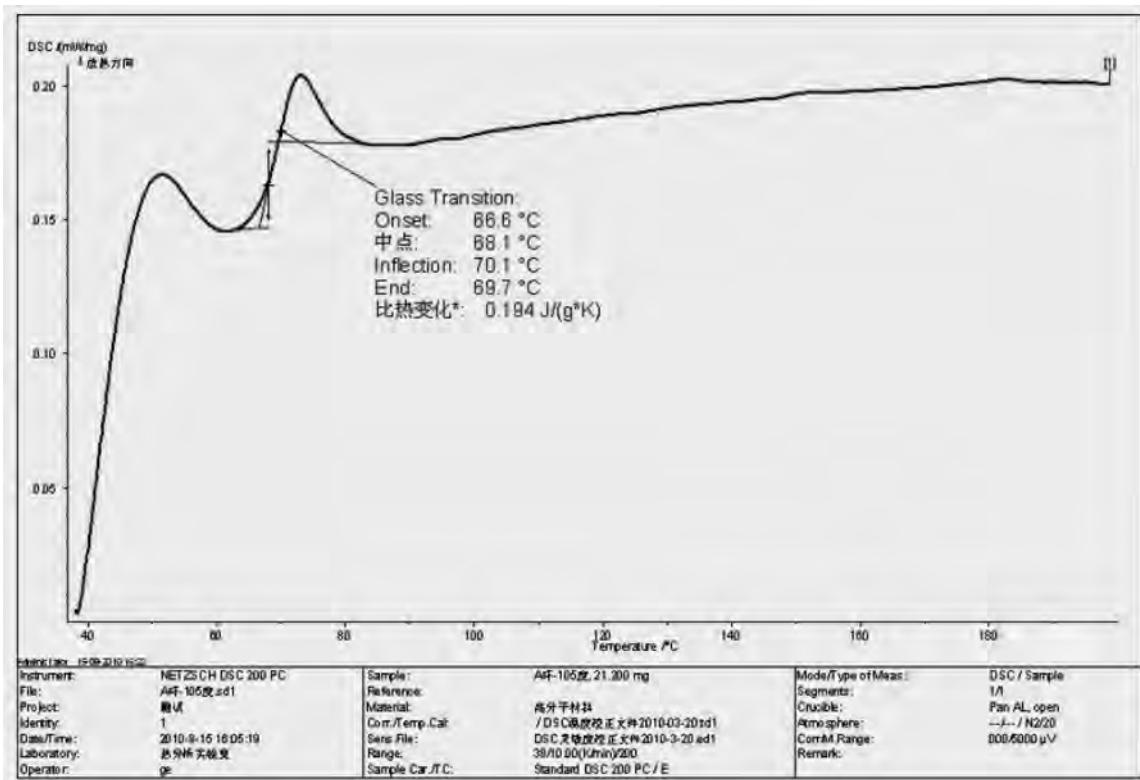


图 2 在 95°C 条件下

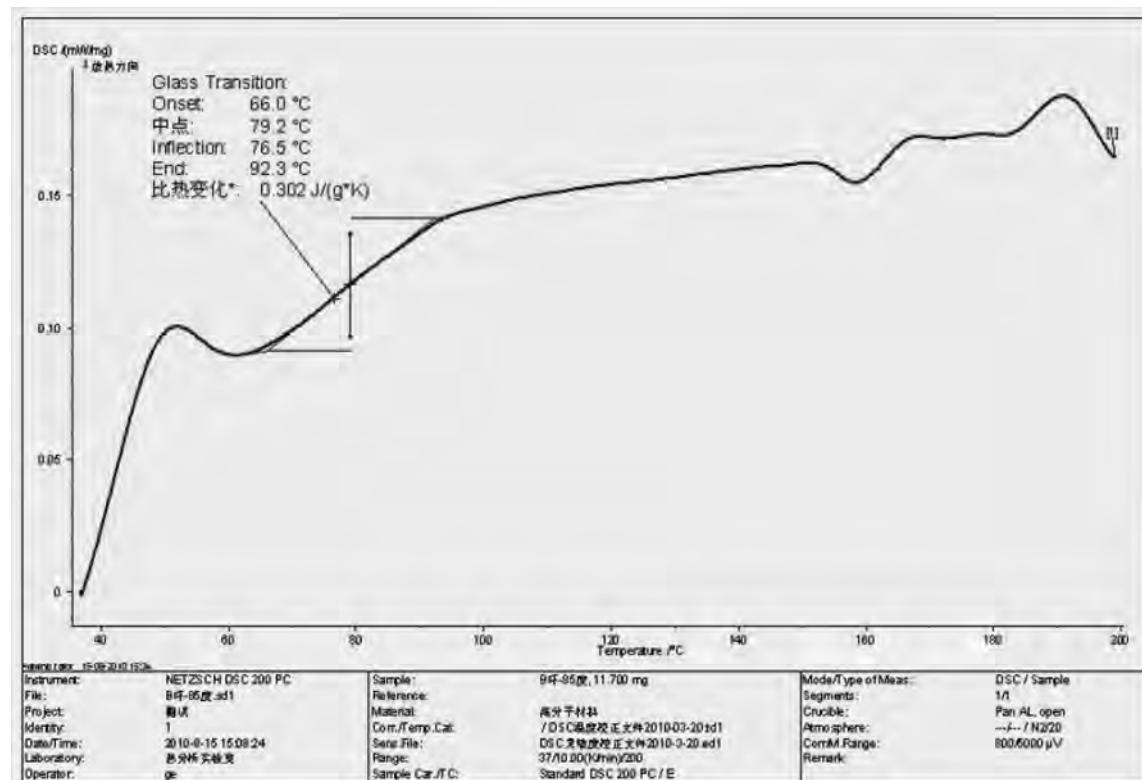


图 3 在 105°C 条件下

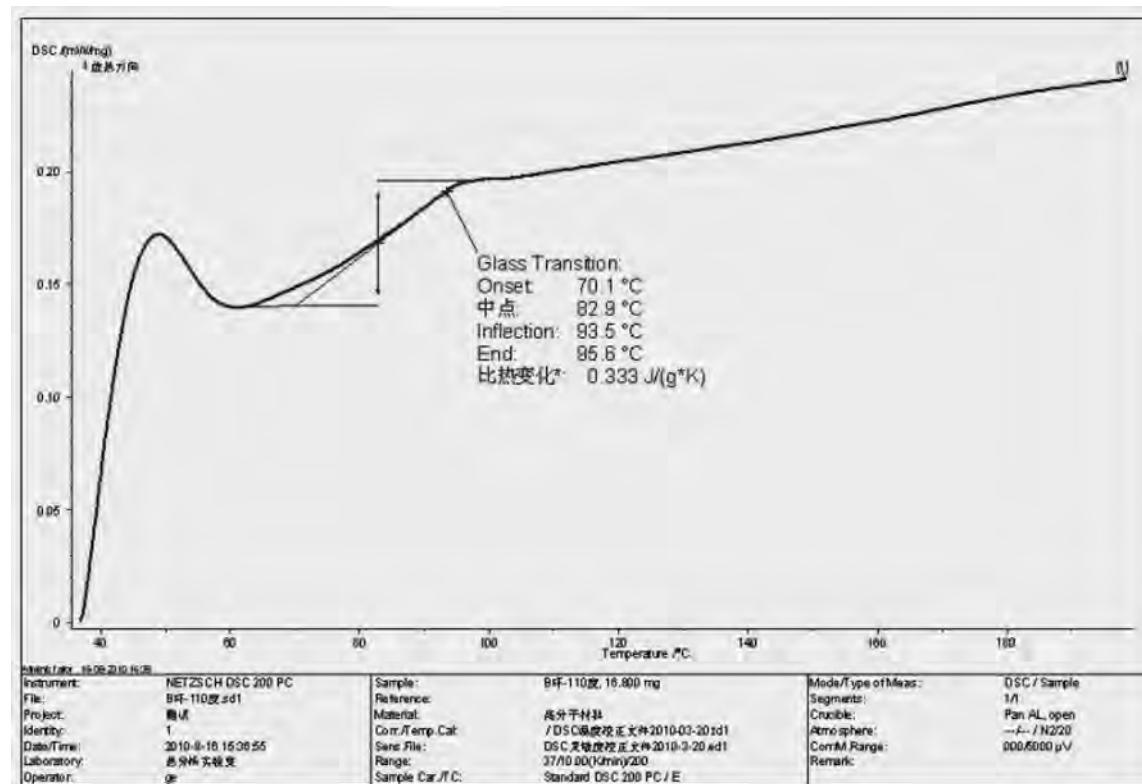


图 4 在 110°C 条件下

环氧树脂固化剂在高温下产生的少量化学气体，一旦在相对封闭的环境内形成累积，会明显改变这些塑料的性能。

因此，建议环氧树脂的固化温度选择在 95℃ 左右，同时可有效避免固化时释放出的热量产生的叠加影响。

当然，上述试验是基于特定厂家生产的中温环氧树脂，考虑到各个厂家和每个批次间存在不同程度的差异，在制订工艺时还需要进行试验，来验证最佳的温度点。

5 结束语

无论是选择插片镀层材质和厚度来解决盐雾

试验问题，还是调整固化温度来解决环氧树脂的固化效果，本文主要目的是提供分析和解决问题的思路和方法。只有在不断试验和总结的基础上，确定最有效、最经济的方案，来满足客户的要求。

参考文献

- [1]《电介质物理》 西安交通大学.
- [2]《电容器》 天津大学.
- [3] 摘自有关国内外金属化用聚丙烯薄膜生产厂家《试验报告》、《资料》、《样本》.

无刷直流电机防电蚀结构设计研究及应用

Research and application of anti-corrosion structure design
for brushless DC motor

吴泽华,高晓峰,李庆
(珠海凯邦电机制造有限公司 珠海 519110)

摘要: 在无刷直流电机的运转过程中往往会出现电流流过滚动轴承(轴电流),导致滚动轴承的表面产生损伤,电机寿命变短。本文提供出几种设计方案,能有效防止电蚀现象的发生。

关键词: 无刷直流; 防电蚀; 设计

Abstract: Shaft current often appears in the working process of brushless DC motors, resulting in damage to the raceway of the bearings and shortening the service life of the motors. This paper mainly introduces several design schemes to prevent the phenomenon of bearing corrosion.

Key words: brushless DC、Electric erosion prevention、design

1 轴承电蚀的产生

当永磁电机进行运转时,由于电机磁路不对称、静电感应和制造安装精度不够等因素的影响,转轴两端之间或轴承内外圈之间会产生一个电位差,这个电压差称之为:轴电压。若电机内部构成回路,轴电压就会导致轴电流产生,故轴电流是轴电

压产生的结果。而永磁电机一旦旋转起来轴电压就会存在,但是存在轴电压不一定存在轴电流,轴电流才是导致电蚀的直接原因。当轴电流在轴承的滚道轮和滚珠的接触部分流动时,通过润滑油脂会产生微小火花放电,随着时间的延长,其滚道表面经过放电会烧出小凹坑或其他情况的损伤,这种现象称之为:轴承电蚀。

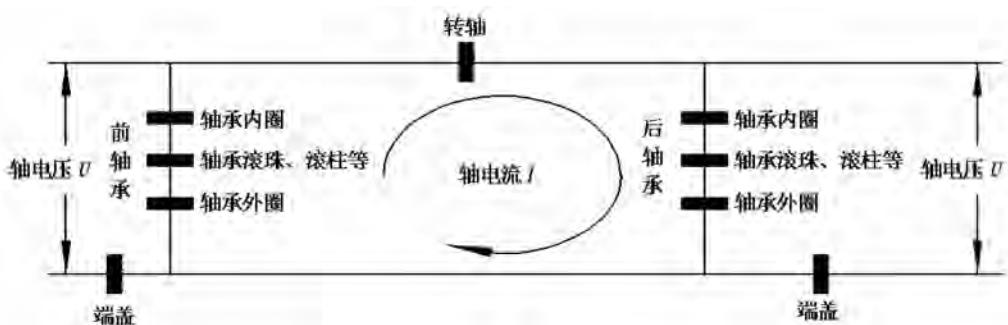


图 1

在电机正常运转的情况下,转轴两端之间或轴承内外圈之间的轴电压处于一个很低的水平,轴承本身自带的润滑油脂仍能保护电机的绝缘性能,使电机内部无法产生轴电流。但是当轴电压逐渐累积到一个较高的水平,特别是电机已经快速启动起来时,润滑油脂尚未形成稳定的油膜,轴电压便可以击穿油膜,随之产生放电并在回路里形成轴电

流。随着电机的运转和轴电流持续地通过,轴承中的油膜将不断被放电和腐蚀,油脂最终被碳化,轴承滚道不断受到损伤,摩擦损耗和发热量增加,温度逐渐升高,甚至还会导致润滑油脂受热融化从轴承内溢出,润滑油脂含量逐渐减少,损耗和发热量继续增加,形成恶性循环,最终的结果是轴承被彻底破坏,电机丧失工作能力(见图 2 所示)。



图 2

2 轴电压产生的原因

轴电压是电机运行过程中电机转轴的两端、转轴局部以及转轴对地的电位差，引发的原因主要有以下几种：

2.1 含有高次谐波逆变电源

当无刷直流电动机的外部电路采用变频逆变电源时，如果电源输出的波形中含有较高次的谐波分量，这些谐波分量就会在定子绕组的端部、和插针的连接处及转轴之间感应出轴电压，从而产生轴电流。

2.2 外部静电场影响

如果在电动机工作的环境中存在一定数量的高压设备，在外部静电场的作用下，转轴的两端就会感应出轴电压，形成轴电流。

2.3 外部电源的影响

如果电机内部接线不当，其他带电的线头直接和电机的转轴产生接触，也会形成轴电压。

2.4 电机制造和装配过程出现精度偏差

转子出现动偏心或者静偏心，会造成气隙不均匀、定子铁芯内圆面圆度不够、定子铁芯叠片精度不够等原因均可造成轴电压的产生。

2.5 不对称电机的磁路

由于电机铁芯是硅钢片冲压后叠装的，大多

设计还具有铁芯槽、通风孔等结构，往往会造成不对称的磁路。当电机转轴旋转并切割不对称磁路时，产生与轴相交链的交变磁通，轴的两端就会产生轴电压。电动机转子、定子极靴、定子齿部之间连接部分的电位不平衡会造成电动机内部磁通的不平衡，是轴电压产生的主要原因。

2.6 其他原因

轴电压的产生还可能由电机内部静电荷的积累和相关元器件绝缘被破坏等原因所造成。

3 防止和削弱产生轴电蚀的设计方法及措施

针对上述轴电压产生的几种原因，有以下几种防止轴电蚀和轴电流产生的方法：

3.1 改进直流电机电源电路

这种方法的原理是降低变频逆变电源的输出电压的变化幅度。具体的操作方式是在逆变电源的输出端串联一个足够大的电感器，并在输出端的接线端之间连接 RC 电路，这样输出电压的较高次谐波含量将被吸收，防止电位差在定子绕组线圈端部、接线部分及转轴之间产生，控制电位差的发生，从而控制轴电流。

3.2 提高电机设计和制造水平

在电机设计和制造过程，就应考虑避免磁路

不平衡的情况出现,冲片冲压应均匀平整精密。此外端盖、机壳、转子的安装应保证高精度,符合一定标准的形位公差要求。避免转子出现明显的偏心,电机中各磁极下的气隙也要达到一定标准的均匀度。

3.3 电机防电蚀结构的设计改进

将电机前后端盖和定子铁芯连接在一起,形

成有效的导通,可以使前端盖和定子铁芯的电压得到平衡,最大程度降低轴电压。一般采用导电性好的铝质托架、铜制的电连接线或导电性较好的导电带,见图 3 所示。另外还可以对转子进行注胶处理,在转子铁芯和转轴之间注塑一层绝缘材料(如橡胶等绝缘材料),可将转子不平衡的电位传递到转轴上,轴电压将被大大削弱。

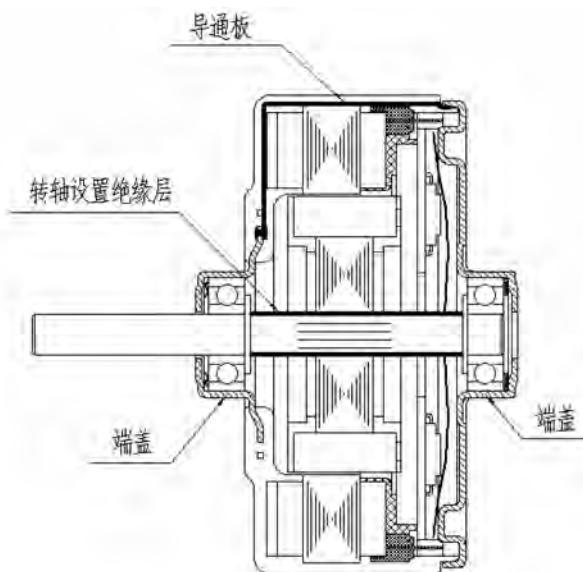


图 3 电机防电蚀结构设计

3.4 绝缘轴承室结构

轴承室的内径与轴承外径的配合,可在其内径表面进行喷涂或衬上一层绝缘材料(如橡胶套等),

将轴承外圈和端盖进行彻底的隔离,断绝了轴电流的产生,根据与轴承配合要求进行装配,一般轴承的装入采用热套的方法,装配图如图 4 所示。

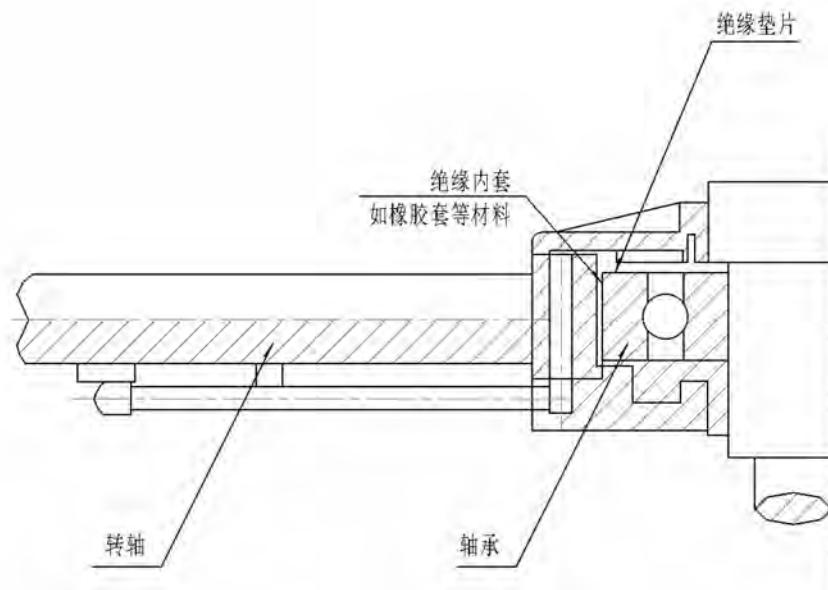


图 4 绝缘轴承套

3.5 采用有绝缘层的转轴结构

这种方法的具体操作是转轴精加工后，在转轴的轴承档等部位电镀绝缘材料，制作成有防止轴电流产生功能的转轴，如图 5 所示。这种方法的目的是破坏轴电流形成的条件，防止轴电流形成一个闭合回路。

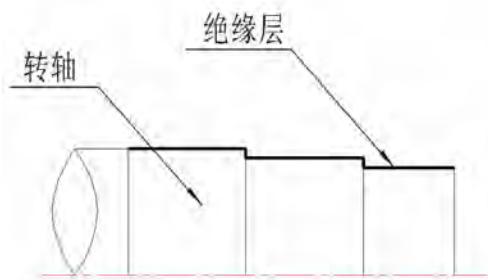


图 5 轴绝缘结构示意图

3.6 碳刷防护结构

通过在电机内部安装碳刷将端盖和转轴连接，形成同一电位，将较高的感应电势释放出去，从而消除轴承内外圈的电位差，杜绝轴电流的产生。

但此方法存在电刷有接触损耗，且电刷的阻值较大，从而降低平衡电位差的效果。

3.7 采用绝缘处理过的电机端盖

将电机内部的滚动轴承与其端盖绝缘，切断回路，杜绝轴电流的产生。例如：在轴承外圈表面和端盖间采用绝缘材料进行绝缘处理（如环氧树脂等），使其无法形成通电回路。

3.8 采用具有良好导电性能油脂的轴承

当电机运行一段时间后，均匀的润滑油脂可将轴承的内外圈接通，在还没有形成足够高的轴电压差时，已经将内外圈短路，使其无法形成轴电流。

综上所述，目前为了防止轴承电蚀，主要采取以下原理设计：

- (1)使轴承内圈与轴承外圈变为导通状态；
- (2)使轴承内圈与轴承外圈、电机转轴和端盖

变为彻底绝缘状态；

(3)从源头上杜绝轴电压产生或者大幅度削弱轴电压，从而防止或者削弱轴电流的形成；

(4)采取措施尽可能降低轴电压，使其微弱的电位差无法形成轴电流；

针对上述(1)的对策，通常采用具有良好导电性的轴承润滑油脂。但此种结构方式其导电性润滑油存在者长时间运行后其导电性逐渐劣化和恶化、滚动性变差等问题。

针对上述(2)的对策，具体方法为将轴承内部的小钢珠、钢柱变更为非导电性的陶瓷球、采用带绝缘结构的轴承室结构和对端盖进行改造处理。该结构方法能有效的抑制轴承的电蚀，但是陶瓷球轴承的制作工艺和材料成本较高，无法在电机中通用。

针对上述(3)的对策，现有技术常采用的是通过具有导电性的金属制的托架实现定子铁芯与端盖短路，实现静电电容变化从而降低轴电压，消除轴电流。此外，在抑制电机的轴承电蚀的现有技术中，较多地公开将电机的定子铁芯等与接地的地线电连接的结构。

针对上述(4)的对策，一般采用优化电机设计，避免磁路的不平衡，对外部的逆变电路进行改善。

4 总 结

本论文所述的设计方法可有效消除轴电流和防止轴承电蚀的现象发生，降低轴承的损坏率，提高轴承的使用寿命，从而提升所使用的直流电机的寿命和质量。且在工艺上实施起来也较容易实现，可取得良好的经济效益和达到产品制造的可行性。

参考文献

- [1] 谢卫, 孙桂红, 李华. 滑动式可分离变压器的磁场分析 [J]. 山东交通学院学报, 2011.19(4)
- [2] 周国玉, 周佩荣. 消除电机轴电流的几种方法 [J]. 电机技术, 2013,(5).

铸铝转子断条检测设备仿真分析

刘贤义, 陆林青, 汤石青
(珠海凌达压缩机有限公司)

摘要: 感应电机铸铝转子的质量受压铸工艺的影响很大, 工厂需要对每个转子进行质量检测, 检测设备的参数设定不合理经常会导致转子质量误判不合格。我们对设备的工作原理进行有限元分析, 确定影响设备正常工作的因素, 更好的指导生产。

关键词: 铸铝转子; 断条检测; 检测

Abstract: The quality of cast-aluminum rotor in an induction motor is greatly influenced by the extrusion process, so it's necessary for factory to inspect the quality of each rotor. When the parameter setting of quality testing is not reasonable, that the quality of rotor is misjudged as unqualified will happen frequently. The finite element analysis of the working principle of the equipment will help us identify the factors that affect the normal operation of the equipment and direct the production.

Key words: Cast-aluminum Rotor, Bar Broken Detection, Detection

0 引言

我厂车间铸铝转子的产量很大, 生产工艺较多, 目前对于成品转子质量的检验工序只有转子断条检测仪。目前我厂冲压车间转子检测经常有因为感应总值偏低而被判不合格的情况, 需要对转子断条检测设备的原理, 检测结果做分析。

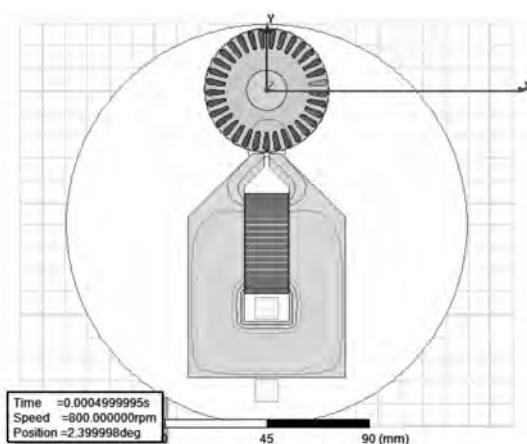
1 断条检测设备的原理

我公司现在的转子测试机是采用电感测量法, 电感测量法在测量时不需要使用定子, 首先传感器是由一个有一处 2mm 开口的环形铁芯, 以及铁芯内的永磁体和缠绕在铁芯上的一组线圈组成, 永磁体在环形铁芯中产生恒定磁场。被测转子以预定恒速接近传感器磁场转动, 磁场接近转子外周, 足以使转子铝条穿过磁场, 铝条穿过磁场时, 铝条中电感出电压。产生的电流流过短路端环, 使铝条中产生涡流, 这些交流电反过来又在转子中产生自身的磁场, 并使传感器中的线圈感应出交流信号, 每当一条转子铝条穿过磁场时, 传感器线圈就会产生一个正弦波形, 转子在旋转一周后, 完成了一次完整的测量。

对于毫无缺陷的转子, 能产生几乎完美的正弦波形, 理论上来说, 完美的转子就会产生完美的

正弦波形。无缺陷的转子能使转子中每个铝条都产生相同的曲线, 这就有可能用不同的标准来评定每个周期波形的差异程度, 从而来判定转子质量, 可接受的变异量用工艺能力分析法来决定。

断条测试机测试转子时的磁力线分布图:



2 断条检测机的检测项目

| | 设定下限值 | 测量值 | 设定上限值 | |
|------|-------|-------|-------|--------|
| 铝条数 | 34 | 34 | 34 | 合格 |
| 最小波幅 | 2.27 | 3.002 | 3.58 | mV 不合格 |
| 最大波幅 | | 3.387 | | mV |
| 梯度 | 0 | 0 | 10 | |
| 总值 | 1.68 | 2.079 | 2.27 | mV |

我厂断条检测机只检测以下 3 项，梯度不做检测：

- 1) 铝条数：检验转子是否存在断条。
- 2) 最小波幅、最大波幅：检验转子单个铝条的铸铝情况，是否饱满。
- 3) 感应总值：为转子感应波形的积分值，反映转子的总体情况。

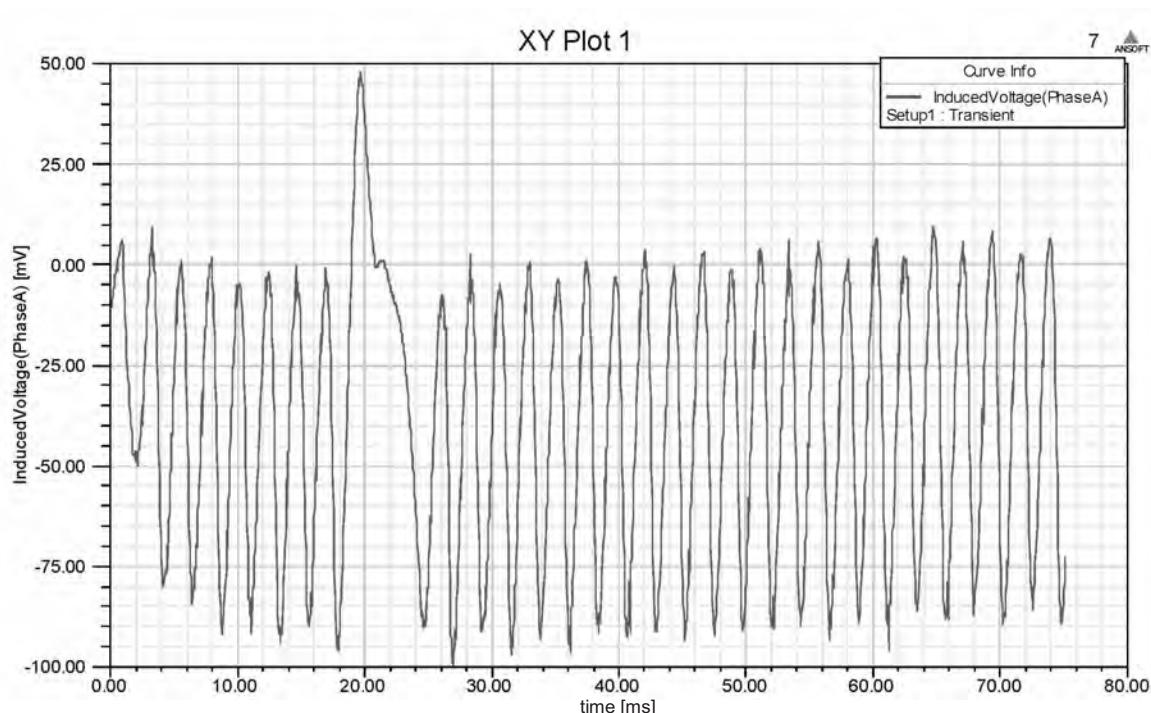
3 转子断条仿真

模型：转子 33 导条，将 2 相邻的导条材料设

置为空气，等效为该 2 槽为转子断条。

计算条件：转子旋转 1 周，转速设置为 800rpm，每根导条计算 50 个点，线圈匝数为 900 匝。

计算结论：查看线圈感应电压波形，原本应该有 33 个波峰，由于有 2 断条线圈感应波形只有 31 个波峰，可以模拟出转子断条的情况，证明断条测试设备断条检测的可靠性是有理论依据的。



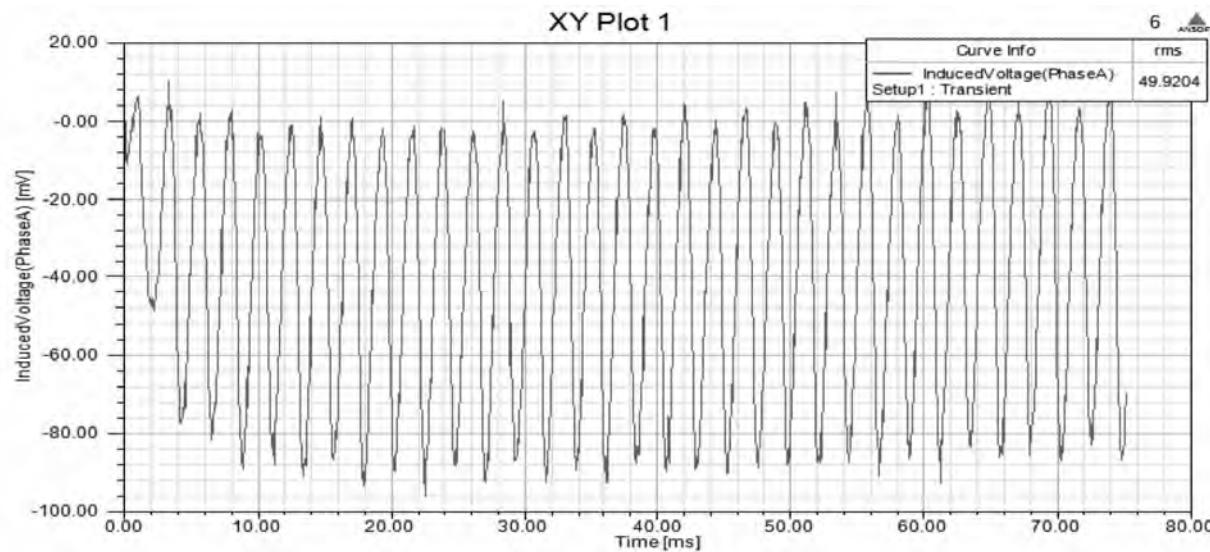
4 感应总值仿真

以等效为转子铝材料的电导率差异，分别计算如下：

- 1) 模拟铸铝转子所有部位都有气孔，模型可

| 铝电导率 (siemens/m) | 感应总值(断条仿真计算)(mv) | 电机效率(Rmxprt 计算)(B90b1) |
|------------------|------------------|------------------------|
| 32900000 | 51.63 | 88.05 |
| 30000000 | 49.92 | 87.77 |
| 27600000 | 48.32 | 87.5138 |

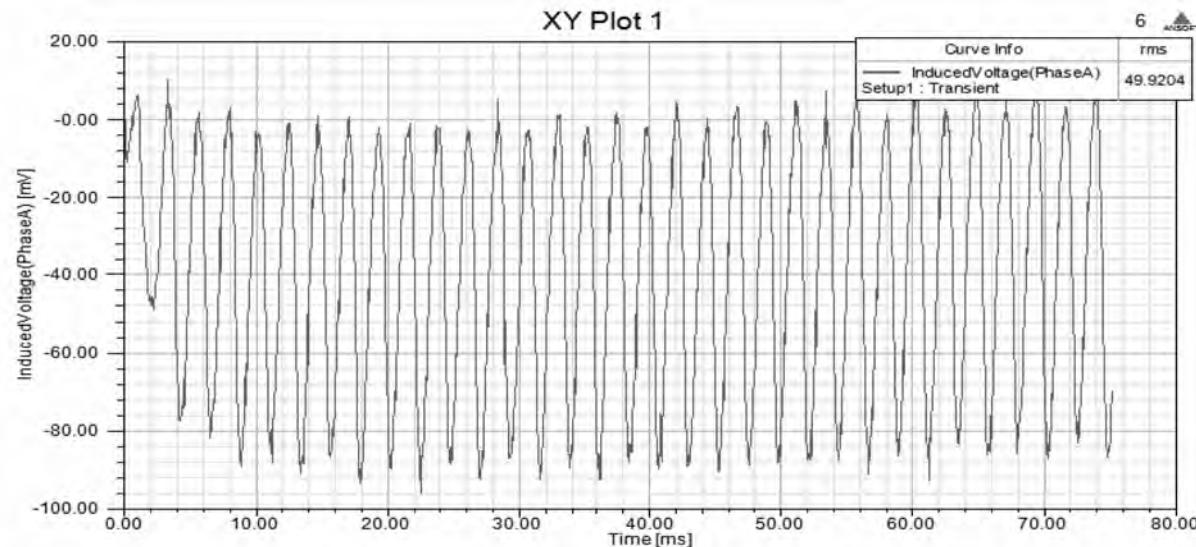
铝电导率为 30000000 siemens/m 时的线圈感应波形如下，感应总值的有效值为 49.92mv.



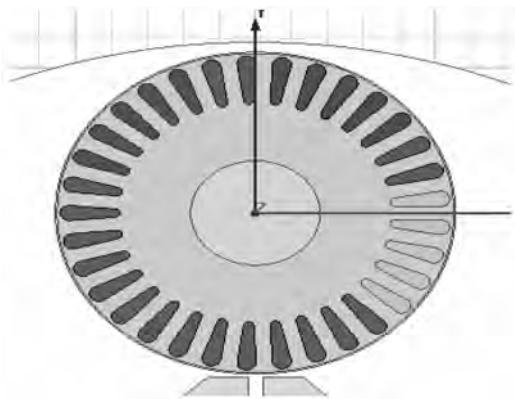
2) 模拟铸铝转子端环存在较大气孔,模型可以等效为转子端部电阻、电抗不同, 分别计算如下:

| 转子端环厚度 (mm) | 感应总值(断条仿真计算)(mv) | 电机效率(Rmxprt 计算)(B90b1) |
|-------------|------------------|------------------------|
| 13 | 51.63 | 88.05 |
| 11 | 51.37 | 87.97 |
| 8 | 50.78 | 87.8 |
| 5 | 49.46 | 87.42 |

转子端环厚度 5mm 时的线圈感应波形如下, 感应总值的有效值为 49.92mv.



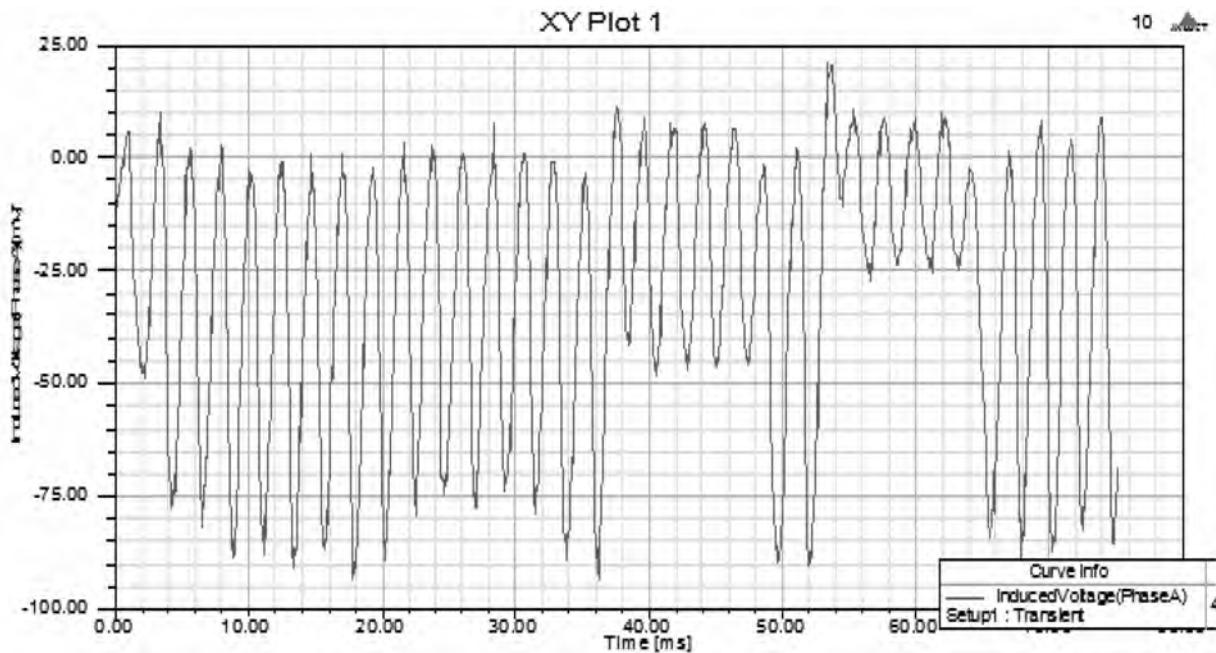
3) 模拟铸铝转子某些导条有气孔, 转子分别设置 3 种小于正常、不同电导率的导条, 每种电导



转子导条电导率分别如下：

| | | | |
|--------------------------------------|---------|---|-------------------|
| qx-a-b106xqxa-b106xBarConductor_25C1 | Project | 1 | 30000000siemens/m |
| qx-a-b106xqxa-b106xBarConductor_25G1 | Project | 1 | 20000000siemens/m |
| qx-a-b106xqxa-b106xBarConductor_25G2 | Project | 1 | 10000000siemens/m |
| qx-a-b106xqxa-b106xBarConductor_25G3 | Project | 1 | 5000000siemens/m |

电导率越小的转子导条,线圈的感应电压幅值也越小(仿真出来的感应波形前面1~3个有失真不参考)



4) 感应值仿真总结

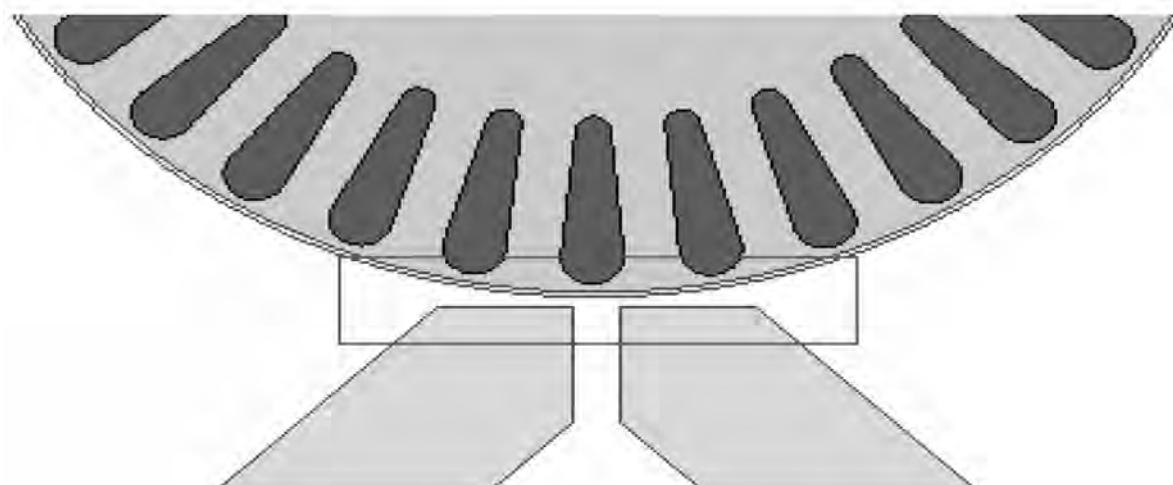
从以上2点可以认为感应值高的转子应该是比较好的转子,总值高转子的效率也是高的,断条检测感应总值项还有依据、有参考价值的。

但是也可以看出转子差异很大的情况下,断

条测试感应总值项的差异却不是很大。

5 设备对感应总值的影响

1) 断条设备铁芯与转子间距的影响



车间设备实际的间距是没有确定的，根据转子标准件调定，仿真计算不同间距感应值情况如下：

| 间距(mm) | 感应总值(仿真计算)(mv) |
|--------|----------------|
| 1 | 51.63 |
| 1.5 | 29.31 |
| 2 | 19.52 |

2)设备铁芯开口与转子导条的角度却影响感应总值很大，设备铁芯开口与转子导条平行时感应值最大，偏差几度感应值会小很多。

3)设备铁芯有开口 2mm 的间隙，车间设备经常开口中堆满了铁屑，这个会影响测试结果，会减少经过转子铁芯的漏磁使得感应值偏小。

4)断条测试设备每次测试的震动较大，这个震动很容易改变设备铁芯与转子的间距，设备铁芯开口与转子导条的角度。这个影响很容易把转子铸铝的差异覆盖掉，这应该是一个转子测试几遍感应值还不一样的主要原因。

6 仿真总结

1)断条设备对于检测转子断条的质量异常是很明显的，可以很有效的保证断条转子不流入后续生产。

2)对于转子铸铝气孔、铝液杂质含量高等转子鼠笼质量影响转子质量的问题，断条检测不明显，很可能检测不出来差异。

3)设备的不稳定可以影响转子感应值项测试结果的准确性很大，生产中测试经常有不合格的

转子，过段时间复测又合格很可能是这个原因。

4 对于转子鼠笼质量影响转子质量的问题，断条检测不明显，可能需要寻找其他的转子质量检测方法，比如：转子电阻测试方法，对于铸铝正常、有缺陷的转子应该可以有很好的区分。

7 本次仿真的不足

我们计算出来的感应电压的值比现场的高很多(现场感应总结基本 2mV 左右)，计算时转子速度给的 800 转/分钟，因为现场设设备是三相 4 极的感应电机，电频率 30HZ，同步转速应该是 900 转/分钟。仿真采用这个转速应该没有影响，影响能有以下原因

1)采用的二维模型计算，所有部件尺寸高度都只能用 1 个，计算都是用的 90mm 叠高(包括转子、设备铁芯、永磁体)。

2)计算用的永磁体磁性很强的钕铁硼 38SH 牌号，磁性应该比现场的强很多，实际的永磁体尺寸也只是个 45*45* 铁芯宽的一个磁铁，不知道具体牌号。

3)计算是把转子与设备铁芯的距离设为 1mm，计算时这个距离越小感应电压是越大的。

8 结 论

通过仿真分析可以得知，造成断条检测误判的原因主要有以下两种：(1)检测设备运行不稳定，运行时震动较大导致同一转子多次测试结果不同；(2)检测设备保养不当。解决“断条检测误判”的问题，需要改善检测设备的波动，保证测试时设备

与铁芯固定在相同位置。

同时,转子质量异常不单只是断条造成,而断条检测设备无法检测其他导致转子质量异常的因素,因此还需要增加其他转子质量检测方法,工艺上增加相应的检测工序,用于筛选出质量更好的转子。

参考文献

- [1] 黄河.电机故障诊断的仿真研究[J].计算机仿真,2011,28(9):177-180.
- [2] 路照妮,朱希安,龚华超.关于电机断条故障信号检测仿真研究[J].计算机仿真,2018,35(3):319-323.

单相异步电机的调速方法

冯奕冠, 同可可, 孟琦璋, 李庆, 赵坤所, 易大聪

摘要: 通过电容启动单相异步电机的 L 型电路图、调速原理, 介绍了高速联接的计算方法, 假设转差率 s 不变的情况下, 通过实验或者其他计算方法等计算电机的电阻、电抗、阻抗参数; 通过介绍的计算方法计算出各绕组的电势等参数, 进一步计算出电流, 计算出该转差率 s 的转矩、损耗等。并通过效果分析, 对比高、低转速的转矩大小, 达到调速目的。

关键词: 异步电机; L 型电路图; 调速理论; 计算方法; 转矩

Abstract: This article through to the capacitance of single-phase asynchronous motor starting L circuit diagram,a brief introduction of the principle of speed regulation,introduces in detail the calculation method of high speed connection, by assuming constant slip s case,or other calculation method through the experiment until the resistance,reactance and impedance parameters of motor,then this paper introduces the calculation method of the winding parameters such as voltage,further calculate the current,thereby further calculate the torque of the slip s,loss,etc.Through the effect analysis,the high and low speed torque is compared to achieve the goal of speed tegulation.

Key words: induction motor,L circuit diagram,speed control theory,calculator.

1 引言

电机广泛应用于家用产品中, 在空调系统中的应用主要有压缩机电机和风扇电机。随着消费者对空调出风量的舒适度的要求的提高, 单档位的风扇电机已经发现满足人们的需求, 因此实现电机的多档位调速的需求也日益迫切。单相异步电机调速方法有 L 接法、T 接法、串并联电容器法、串电抗器调速等方法, 其中 L 接法、T 接法工艺简单, 制作方便, 性能稳定, 故使用较多。本文主要介绍单相异步电机的 L 调速理论、线路和计算方法。

1、L 型接法的电路原理图如下图 1-1 和图 1-2 所示。其中 1-1 为高速运行的线路图, 图 1-2 为低速运行的线路图。

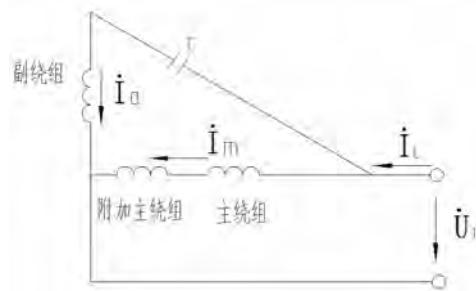
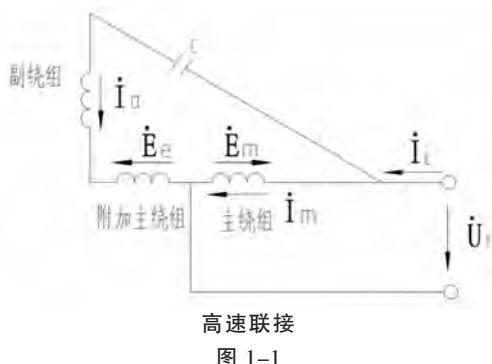


图 1-2

图 1-1 中电机比一般电容运转电机多了一个绕组, 叫做附加主绕组。在高速运行时, 此绕组流过的电流虽然为副绕组电流, 但这套绕组在空间的位置却与主绕组重合。这是电机正序主磁通是由电机主绕组匝数决定的

图 1-2 中附加主绕组直接串入主绕组中, 这种情况下的电机正序磁通是由主绕组与附加主绕组的合成匝数确定的。此合成匝数一定大于主绕组匝数。显然此时主磁通应小于高速联接时之主磁通。若负载转矩不变, 由于主磁通减少了, 只有增加转差率(降低转速)使转子导体电流增加, 才能重新稳定在低转速运行, 这就是 L 型接法调速的原理。

2 L 接法高速联接时的计算方法

L 接法高速联接电机性能的计算步骤与普通单相电机计算步骤完全一致。首先,假定一定转差率 S,计算出个绕组的正序阻抗,然后根据电压平衡方程式解出两个绕组的电流,就可以计算此转差率下的转矩、损耗等。

(1) 主绕组合成磁场在主绕组的感应电势

主绕组合成磁场中正转分量在主绕组中感应的电势为

$$\dot{E}_{fm} = (\dot{I}_m - B\dot{I}_a)Z_f \quad (1-1)$$

其中 $Z_f = R_f + jX_f$ 为对应一定转差率 S 的主绕组正序阻抗。

主绕组合成磁势反转分量在主绕组中感应的电势为

$$\dot{E}_{bm} = (\dot{I}_m - B\dot{I}_a)Z_b$$

其中 $Z_b = R_b + jX_b$ 为对应一定转差率 S 的主绕组负序阻抗。

(2) 主绕组合成磁势在附加主绕组中感应的电势

主绕组合成磁场正转分量在附加主绕组中感应的电势为

$$\dot{E}_{fe} = -(B\dot{I}_a - \dot{I}_m)BZ_f$$

此式与(1-1)式相差 B 倍,差个负号,这是因为附加主绕组的有效匝数是主绕组的 B 倍,所以电势差 B 倍。至于差个负号,是由于图 1-1 中 \dot{E}_m 的正方向与 \dot{E}_e 的正方向相反的缘故。整理上式得出 $\dot{E}_{fe} = (B\dot{I}_a - \dot{I}_m)BZ_f$

主绕组合成磁场反转分量在附加主绕组中感应的电势为

$$\dot{E}_{be} = (B\dot{I}_a - \dot{I}_m)BZ_b$$

(3) 副绕组中由副绕组磁场所感应的电势

副绕组中由副绕组磁势正转分量所感应的电势为

$$\dot{E}_{fa} = \dot{I}_a a^2 Z_f$$

副绕组中由副绕组磁势反转分量所感应的电势为

$$\dot{E}_{ba} = \dot{I}_a a^2 Z_b$$

(4) 副绕组磁势在主绕组中所感应的电势

副绕组磁势正转分量在主绕组中感应的电势为

$$\dot{E}_{fma} = -j \frac{\dot{E}_{fa}}{a} \quad (1-2)$$

整理得

$$\dot{E}_{fma} = -ja\dot{I}_a Z_f$$

式中 E_{fma} 的大小是 E_{fa} 的 $1/a$ 倍,这是因为主绕组的有效匝数是副绕组有效匝数的 $1/a$ 倍,式中 $-j$ 说明电势 \dot{E}_{fma} 落后于电势 \dot{E}_{fa} 90 度电角度。由于正转旋转磁场在空间上是从副绕组旋转到主绕组,所以先切割副绕组,等过 90 度时间电角度后再切割主绕组,因此主绕组电势落后被一磁通感应的副绕组电势 90 度。

副绕组磁场中反转分量在主绕组中感应的电势为:

$$\dot{E}_{bma} = -j \frac{\dot{E}_{ba}}{a} = ja\dot{I}_a Z_b$$

其中 j 说明 \dot{E}_{bma} 领先 \dot{E}_{ba} 90 度电角度,即反转旋转磁场先切割主绕组、再切割副绕组,所以 \dot{E}_{bma} 领先了 90 度。

(5) 由副绕组磁场在附加主绕组中感应的电势

副绕组磁场正转分量在附加主绕组中感应的电势为

$$\dot{E}_{fea} = jB \frac{\dot{E}_{fa}}{a} = jaB\dot{I}_a Z_f$$

因为附加主绕组有效匝数为副绕组有效匝数的 B/a 倍,故电势大小差 B/a 倍。在式(1-2)中乘以 $-j$ 说明主绕组电势落后。但对附加主绕组来讲,却乘以 j ,这是由于主绕组及附加主绕组电势向量规定正方向相反的原因。

副绕组磁场反转分量在附加主绕组所感应的电势为

$$\dot{E}_{bea} = -jB \frac{\dot{E}_{ba}}{a} = jaB\dot{I}_a Z_b$$

(6) 主绕组合成磁势在副绕组中感应的电势

主绕组合成磁势正转分量在副绕组中感应的电势为

$$\dot{E}_{fan} = ja\dot{E}_{fm} = ja(\dot{I}_m - B\dot{I}_a)Z_f$$

因为匝数差 a 倍所以电势 \dot{E}_{fan} 大小与 \dot{E}_{fm} 差 a

倍。j 系数说明同一个磁通先切割副绕组，在切割主绕组。

$$\text{同理 } \dot{E}_{lam} = -ja\dot{E}_{bm} = -ja(\dot{I}_m - B\dot{I}_a)Z_b$$

(7) 各绕组的漏阻抗压降

主绕组及附加主绕组由于彼此耦合，漏磁通有互感影响，所以会有一部分互感漏抗压降。

$-\dot{I}_a Z_{IM}$ 为附加主绕组漏磁通在主绕组中感应的互感漏抗压降，符号说明 \dot{I}_m 与 \dot{I}_a 假定正方向相反。

主绕组与附加主绕组之间漏抗的互感部分为 $Z_{IM} = 0 + jBX_{lm}$

$-\dot{I}_m Z_{IM}$ 为主绕组漏磁通在附加主绕组中感应的互感漏抗压降

即各绕组的漏阻抗压降为

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_{fe} + \dot{E}_{be} + \dot{E}_{fa} + \dot{E}_{ba} + \dot{E}_{fea} + \dot{E}_{bea} + \dot{E}_{fam} + (-\dot{I}_m Z_{IM}) + \dot{I}_a Z_{la} + \dot{I}_a Z_{le} + \dot{I}_a Z_c$$

整理上面二式得

$$\dot{U}_1 = (\dot{I}_m - B\dot{I}_a)Z_f + (\dot{I}_m - B\dot{I}_a)Z_b - ja\dot{I}_a Z_f + ja\dot{I}_a Z_b - \dot{I}_a Z_{IM} + \dot{I}_m Z_{lm} \quad (1-3)$$

$$\dot{U}_1 = (B\dot{I}_a - \dot{I}_m)BZ_f + (B\dot{I}_a - \dot{I}_m)BZ_b + \dot{I}_a a^2 Z_f + \dot{I}_a a^2 Z_b + jaB\dot{I}_a Z_f - jaB\dot{I}_a Z_b + ja(\dot{I}_m - B\dot{I}_a)Z_f - ja(\dot{I}_m - B\dot{I}_a)Z_b - \dot{I}_m Z_{IM} + \dot{I}_a Z_{la} + \dot{I}_a Z_{le}$$

上面为 \dot{I}_m 及 \dot{I}_a 的二元联立方程组，合并同类项整理得：

$$F_1 \dot{I}_m + F_2 \dot{I}_a = \dot{U}_1$$

$$F_3 \dot{I}_m + F_4 \dot{I}_a = \dot{U}_1$$

其中

$$F_1 = Z_3 + Z_{lm}$$

$$F_2 = -(BZ_3 + jaZ_D + Z_{IM})$$

$$F_3 = -(BZ_3 - jaZ_D + Z_{IM})$$

$$F_4 = (a^2 + B^2)Z_3 + Z_{la} + Z_{le} + Z_c$$

$$Z_3 = Z_f + Z_b$$

$$Z_D = Z_f - Z_b$$

用行列式形式求解上面联立方程得：

$$\dot{I}_m = \frac{\dot{U}_1 (F_4 - F_2)}{F_1 F_4 - F_2 F_3}$$

$$\dot{I}_a = \frac{\dot{U}_1 (F_1 - F_3)}{F_1 F_4 - F_2 F_3}$$

(9) 为了求得等效正序电流及等效负序电流，可以将(1-3)式整理如下：

$$\dot{I}_m Z_{lm} = \dot{I}_m (R_{lm} + jX_{lm})$$

$$\dot{I}_a Z_{la} = \dot{I}_a (R_{la} + jX_{la})$$

$$\dot{I}_a Z_{le} = \dot{I}_a (R_{le} + jX_{le})$$

$$\dot{I}_a Z_c = \dot{I}_a (R_c + jX_c)$$

Z_{lm} ——为主绕组定子漏阻抗

Z_{la} ——为副绕组漏阻抗

Z_{le} ——为附加主绕组漏阻抗

Z_c ——为电容器阻抗

(8) 根据图 1-1，两个并联支路可以列出两个电压平衡方程式，式中应包括上面所计算的各项感应电势及有关阻抗压降。对主绕组支路

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_{fm} + \dot{E}_{bm} + \dot{E}_{fma} + \dot{E}_{bma} + (-\dot{I}_a Z_{IM}) + \dot{I}_m Z_{lm}$$

对于副绕组支路

$$\dot{U}_1 = (\dot{I}_m - B\dot{I}_a)Z_f + (\dot{I}_m - B\dot{I}_a)Z_b - ja\dot{I}_a Z_f + ja\dot{I}_a Z_b - \dot{I}_a Z_{IM} + \dot{I}_a Z_{la} + \dot{I}_a Z_{le}$$

$$\dot{U}_1 = (\dot{I}_m - B\dot{I}_a - ja\dot{I}_a)Z_f + (\dot{I}_m - B\dot{I}_a + ja\dot{I}_a)Z_b - \dot{I}_a Z_{IM} + \dot{I}_m Z_{lm}$$

根据对称分量的物理概念获知，只有正序电流才能与正序阻抗相乘，才能反映正序压降或反映正序感应电势，同理只有负序电流才能与负序阻抗相乘及反映负序感应电势。由此可知

$$\dot{I}^+ = \frac{1}{2}(\dot{I}_m - B\dot{I}_a - ja\dot{I}_a)$$

$$\dot{I}^- = \frac{1}{2}(\dot{I}_m - B\dot{I}_a + ja\dot{I}_a)$$

(10) 电机的电磁功率计算

正序电磁功率

$$P_M^+ = 2 |I^+|^2 \times 2R_f = 4 |I^+|^2 R_f$$

其中第一个系数 2 反映了电机相数，第二个系数 2 是因为等值电路中一相的参数 $R'_f = 2R_f$

$$\text{同理 } P_M^- = 4 |I^-|^2 R_b$$

(11) 转子铜耗

$$\text{正序铜耗 } P_{cu2f} = s P_M^+$$

$$\text{负序铜耗 } P_{cu2b} = (2-s) P_M^-$$

3 L 接法高速联接性能计算步骤

(1) 通过计算或者实际实验获得某一定转差率 S 的正负阻抗参数 $R_f, R_b, X_f, X_b, Z_f, Z_b$ 。

(2) 按上诉所规定的函数关系计算 $Z_a, Z_d, F_1, F_2, F_3, F_4$ 。

(3) 计算实际电流 \dot{I}_m, \dot{I}_a 。

(4) 计算等效正负序电流 \dot{I}^+, \dot{I}^- 。

(5) 计算电磁转矩 $T = (P_M^+ - P_M^-)/\omega_1$

(6) 假定风阻摩擦损耗及铁耗正比 $(1-S)^2$ 变化,那么这个假设对风摩损耗来讲是可以接受的。这个假设近似性较大,但因此部分损耗不大,所以对电机性能计算结果很小。

(7) 计算定、转子铜耗。

(8) 可计算电机全部性能。

3、L 接法中低速联接的计算

由图 1-2 中可以看出,这是一个正常联接的电容运转电机,只不过在参数计算中要注意以下几个问题(和高速联接方式对比):

(1) 主绕组漏阻抗 Z_3 为

$$Z_3 = (R_{lm} + R_{le}) + j(1+B)^2 X_{lm}$$

(2) 此时副绕组有效匝比 a_n 为

$$a_n = \frac{a}{1+B}$$

(3) 有关主相参数 $R_f, R_b, X_f, X_b, Z_f, Z_b, Z_3, Z_D$ 均相应增加 $(1+B)^2$ 倍。

(4) 有关附加主绕组参数

$$Z_{IM} = 0$$

$$Z_{la} = 0$$

这种联接的方式中,我们可以认为既然没有附加主绕组存在,当然也就没有漏磁通的互感效益了。

(5) 降这些参数代入电压平衡方程式,仍然可以解出电流 \dot{I}_m, \dot{I}_a 来,只不过方程式的系数有所变化。 F_1, F_2, F_3, F_4 如下所示:

$$F_1 = (1+B)^2 Z_3 + Z_3$$

$$F_2 = -j \frac{a}{1+B} (1+B)^2 Z_D$$

$$F_3 = j \frac{a}{1+B} (1+B)^2 Z_D = -F_2$$

$$F_4 = (\frac{a}{1+B})^2 (1+B)^2 Z_3 + Z_{la} + Z_c$$

(6) 下面的计算步骤与高速联接方式一样。若求出 $\dot{I}_m, \dot{I}_a, \dot{I}^+, \dot{I}^-, P_M^+, P_M^-$ 各项定转子铜耗,即可计算电机性能。

4 调速效果分析

我们计算了高速联接的一个负载点,同时还对比了低速联接的一个负载点。这两个负载点虽然具有同一个转差率,但电磁功率、电磁转矩均近似差一倍。我们将这两种情况下的电磁转矩曲线示意图表示在图 1-3 中。

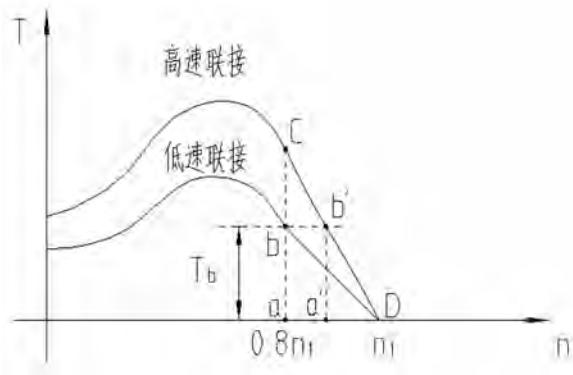


图 1-3

图中近似认为理想空载转速为同步速 n_1 。我们看到同一个转差高速联接时,其力矩比低速联接时大一倍。若低速联接转差率为 0.2,负载力矩为 T_b ,运行于 b 点,则其转速应为 $0.8n_1$ 。若保持负载力矩 T_b 不变,且电机为高速联接时,电机应运行于 b' 点。假设曲线 CD 与直线非常近似,按比例关系,因 b 点在 ac 直线的中点,所以 b' 也在直线 cD 的中点, a' 也在 aD 的中点。这样, a' 点对应的转速为 $0.9n_1$,转差率为 0.1。显然,转速有了一定的提高。

结论:

根据以上计算的结果可以得出以下的几点看法:

(1) 高速运作时要注意避免磁路过饱和问题。

(2) 提高附加主绕组的匝比就可以扩大高、低速运行时电机主磁通的差别,即扩大了图 1-3 中两条力矩曲线的差别,这当然可以扩大调速范围。

(3) 稳定运行点都在图 1-3 中力矩曲线上,而且一般都是在最大转矩点的右面,所以若要扩大

调速范围，应当使电机最大转矩对应的转差率偏大才能实现，即电机应有较大的转子电阻值。用 L 接法调速，一般可能获得的调速范围为 1:0.7 左右。

参考文献

- [1] 电机学.汤蕴璆 编著。机械工业出版社
- [2] 单相异步电机. 汤棕伍 编著。浙江科学技术出版社.
- [3] 单相异步电动机原理计算与实验. 郭五昌 编著。河北科学技术出版社.

电动汽车用电容器安全性能分析

Analysis of safety performance of capacitors for electric vehicles

靳小根,薛泽峰,章新宇

(安徽源光电器有限公司)

摘要: 电动汽车用电容器的金属化安全膜,从图案设计,到镀层结构变化,呈现多元化发展趋势。通过试验对比分析两种典型安全膜制作的电容器,证明了安全膜电容器的安全性,分析并解释了两者间的差异。

关键词: 斜坡式镀层; 内熔丝; 安全膜图案; 平行镀层; 阶梯式镀层; 自愈能量

Abstract: The metallization safety film of electric vehicle capacitors presents a diversified development trend from pattern designation to coating structure change. By comparing and analyzing two kinds of typical safety film capacitors, the safety protection of safety film capacitors is proved, and the difference between them is analyzed and explained.

Key words: ramp metallization layer, inner fuse, safety film pattern, flat metallization layer, step metallization layer, energy of self-healing

1 前 言

随着薄膜电容器市场的发展和变化,我国薄膜电容器从传统的白色家电、照明等领域逐渐扩展到新能源汽车(混合动力汽车、电动汽车)、轨道交通、智能电网等领域,成为电动汽车驱动系统的关键部件。

电动汽车用电容器主要采用金属化安全膜设计,但镀层厚度、安全膜图案均有明显不同。除采用金属化薄膜的制造企业提供的传统结构的安全膜之外,许多电动汽车制造企业均主导并参与了安全膜的设计,通过大量的试验和分析,使得安全膜设计方案日趋完善。

2 电动汽车用电容器安全膜典型设计分析

1、从内熔丝结构的设计不同,主要分为总熔丝+分熔丝结构(图 1)和单纯总熔丝结构(图 2)。

每个网格间均通过较细的熔丝相互连接,再经过下方的总熔丝与喷金层相连。这种设计的主要优点是每次自愈发性时,单个网格的电极面积小,电容量的变化率小,且衰减速度慢。但受各部位可承受电流能力的影响,只适应于单只电容量较小的应用场合。

每个方框直接与下方的喷金层连接,可承受较大的电流,所以单只电容量较大。但在发生自愈

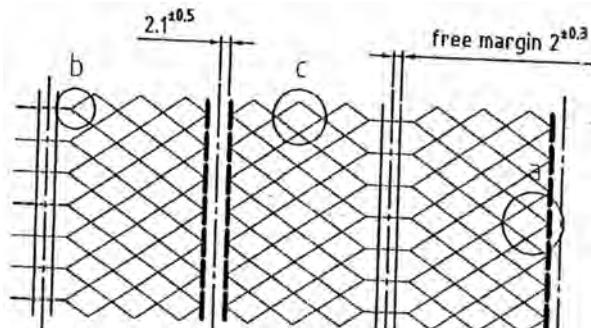


图 1 传统的网格状安全膜



图 2 单纯总熔丝结构安全膜

时,每个方块面积较大,导致容量衰减快。

除上述两种普遍使用的镀层方块形状外,还有六边形、椭圆形和半幅安全膜等设计方案,归根结底都是为了通过调节安全膜熔丝尺寸,来解决

熔丝的熔断灵敏度和可承受更高电流值这两个相互对立的问题。

2、按镀层厚度,可分为平行式(图3)、阶梯式(图4)和斜坡式(图5)。



图3 平行式镀层

因导电区方阻范围相同,方阻值稳定。但在导电区与边缘加厚区因电流密度较大,容易导致电容器早期失效。

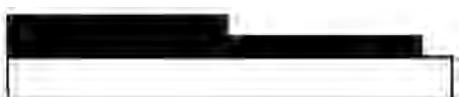


图4 阶梯式镀层

除方阻值容易控制外,也解决了电流密度的问题。由于增加了加厚区的面积,降低了该区域的耐压能力。

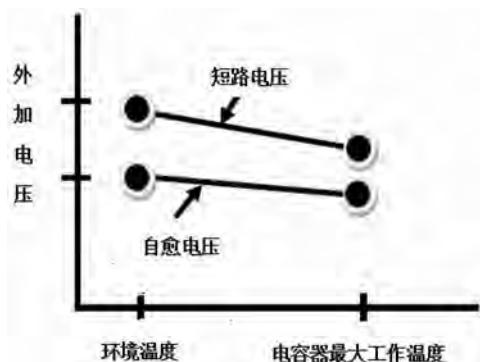


图5 斜坡式镀层

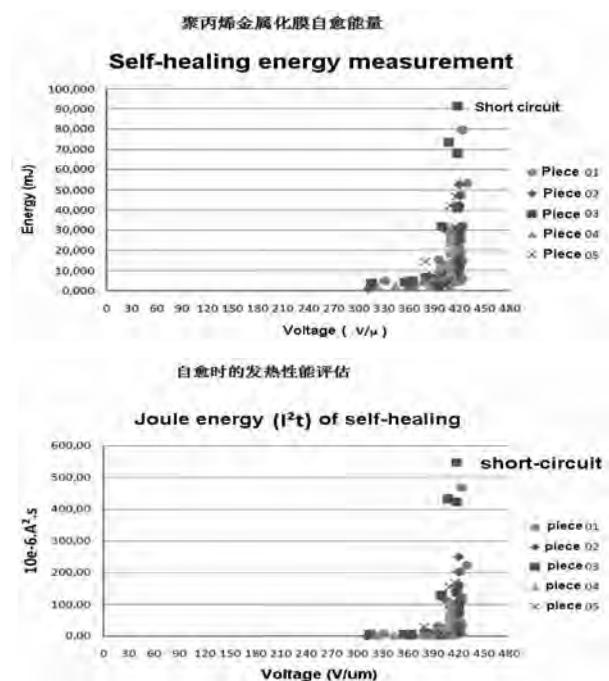
有效解决了电流密度和耐压的问题,但因方阻值是逐渐变化的,对设备和过程加工能力有较高的要求。

3 电动汽车用电容器安全膜熔丝保护效果分析

电容器内部采用熔丝电连接,相应的也要研究自愈时保险丝断开的能量范围,在电容的正常电压和电流下,保险丝不能断掉。而在薄膜出现局部击穿、烧灼时能够保证熔丝断开,发挥金属化薄膜的自愈功能。



通过电学试验,得出以下统计图表。



根据聚丙烯金属化薄膜自愈能量图显示,大多数自愈发生在能量水平低于 50mJ,但是该能量并不代表电容安全装置运行的风险,由于安全金属化膜的保险丝是设计在以聚丙烯薄膜为基质的基础之上,除能量之外,我们也要评估自愈时的发热效应。由上图自愈时发热性能评估图显示,为了满足电容器安全装置正常运行,所设计的保险丝尺寸需在 $\leq 270\mu\text{A} \wedge 2.5$ 时断开。

保险丝计算:

可以基于下面公式计算保险丝的焦耳能量:

$$\int_0^t i^2 dt = \frac{E_0 A}{R}$$

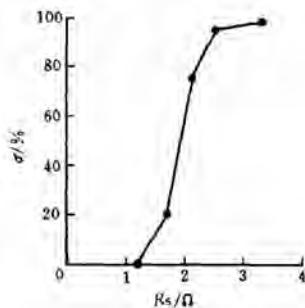
此处,A=方块面积,E0=能量密度,R=保险丝区域的电阻。

4 电动汽车用电容器安全膜镀层阻值分析

利用镀膜方式不同,调整电极与方阻关系。根据薄膜在电容器中的实际运用数据分析,当外加电压及介质厚度不变的情况下,电极厚度选择不当易造成电容量的大大下降,损耗急剧增加以及大量短路失效发生。通常情况下,能量 E 与电极厚度 d 的平方成正比关系,即 $E \propto d^2$ 。

电极厚度越厚,电极电阻率越低,自愈能量越高,反之电极厚度越薄,电极电阻率越高,自愈能

量越低。图为加速寿命试验时,短路失效与表面方阻 R_s 的关系曲线。



从上图可以看出短路失效随方阻 R_s 的增加而急剧下降。也就是说,表面镀层愈薄,愈易造成电容量的急剧下降,从而出现电容器的失效。

电容器自愈功能跟金属化薄膜的方阻成正比

关系,所以提高镀膜的方阻,便能提高产品的自愈功能,但是如果镀膜全部都是高方阻,等效串联电阻就会有一个很大的提升。可能会造成电容器内部过热的结果,所以首先需要解决的问题就是在增加自愈能力的同时,不增加镀膜的方阻。

5 试验及总结

本次试验分两组进行,第1组采用图1的图案,图4的镀层结构。第2组采用图2的图案,图5的镀层结构。每组试品各20只(膜厚3.8μm,800VDC220μF,外壳直径84.5mm,高度65mm),按GB/T17702第5.16条和5.11条分别进行破坏性试验和自愈性试验,结果如下:

1、破坏性试验各10只:

| 组别 | 试验数量 | 试验结果(直流条件下) | 试验结论 |
|-----|------|-------------|------|
| 第1组 | 10只 | 全部开路,无爆裂现象 | 合格 |
| 第2组 | 10只 | 全部开路,无爆裂现象 | 合格 |

2、自愈性试验各10只:

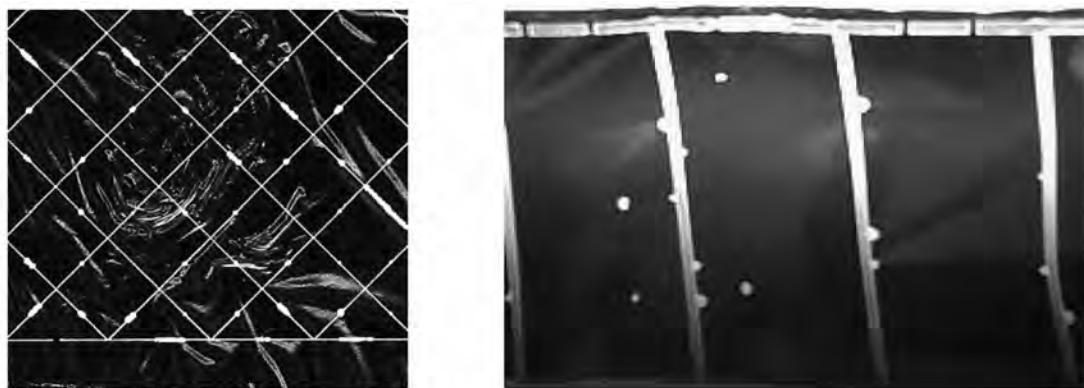
第1组试验结果:

| 样品编号 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
|---------|--------|---------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| 试验前容量 | 218.83 | 218.92 | 218.77 | 219.08 | 218.84 | 218.76 | 219.22 | 218.78 | 219.13 | 218.8 |
| 试验前 tgδ | 0.0014 | 0.0015 | 0.0013 | 0.0013 | 0.0015 | 0.0012 | 0.0013 | 0.0013 | 0.0014 | 0.0014 |
| 试验电压 U1 | 1200 | 1200 | 1200 | 1200 | 1200 | 1200 | 1200 | 1200 | 1200 | 1200 |
| 自愈次数 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| 试验电压 U2 | 2000 | 2000 | 2000 | 2000 | 2000 | 2000 | 2000 | 2000 | 2000 | 2000 |
| 自愈次数 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 |
| 试验后容量 | 218.52 | 217.88 | 218.32 | 218.62 | 218.03 | 218.28 | 218.63 | 218.25 | 218.24 | 218.17 |
| 试验后 tgδ | 0.0014 | 0.0014 | 0.0016 | 0.0015 | 0.0015 | 0.0014 | 0.0014 | 0.0015 | 0.0018 | 0.0015 |
| △C/C% | -0.14% | -0.48% | -0.21% | -0.21% | -0.37% | -0.22% | -0.27% | -0.24% | -0.41% | -0.29% |
| 损耗变化率 | 0 | -0.0001 | 0.0001 | 0.0002 | 0 | 0.0002 | 0.0001 | 0.0002 | 0.0001 | 0.0001 |

第2组试验结果:

| 样品编号 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
|---------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| 试验前容量 | 220.15 | 219.98 | 220.45 | 220.33 | 220.4 | 220.23 | 220.56 | 220.19 | 220.48 | 219.86 |
| 试验前 tgδ | 0.0015 | 0.0015 | 0.0014 | 0.0015 | 0.0014 | 0.0013 | 0.0013 | 0.0015 | 0.0013 | 0.0014 |
| 试验电压 U1 | 1200 | 1200 | 1200 | 1200 | 1200 | 1200 | 1200 | 1200 | 1200 | 1200 |
| 自愈次数 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 |
| 试验电压 U2 | 2000 | 2000 | 2000 | 2000 | 2000 | 2000 | 2000 | 2000 | 2000 | 2000 |
| 自愈次数 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 |
| 试验后容量 | 219.92 | 219.71 | 219.89 | 219.78 | 219.82 | 219.97 | 220.22 | 219.95 | 220.13 | 219.66 |
| 试验后 tgδ | 0.0016 | 0.0016 | 0.0015 | 0.0015 | 0.0015 | 0.0014 | 0.0014 | 0.0015 | 0.0014 | 0.0016 |
| △C/C% | -0.10% | -0.12% | -0.25% | -0.25% | -0.26% | -0.12% | -0.15% | -0.11% | -0.16% | -0.09% |
| 损耗变化率 | 0.0001 | 0.0001 | 0.0001 | 0 | 0.0001 | 0.0001 | 0.0001 | 0 | 0.0001 | 0.0002 |

3、自愈性试验后自愈点集中区域的局部图片：



4、试验结果分析：

上述对比试验表明，采用两种结构的安全膜所制作的电容器均通过了破坏性试验。但自愈性试验后，第1组试品的容量衰减率和损耗值变化率明显高于第2组试品。结合解剖后的图片，分析如下：

A、尽管网状安全膜的镀层方块面积较小，每次自愈时的极板损失面积相应较小，但分熔丝均位于镀层的中间区域，出现连续的重叠现象。当发生自愈时，分熔丝熔断的热量会影响相邻的膜层，导致聚丙烯薄膜耐压能力降低，在较高的试验电压下出现更多的自愈，造成损失的总面积超过T形安全膜的损失面积，因此电容器的容量变化率相应增大。

B、对比方块间的空白绝缘区域尺寸发现，网状安全膜方块的间隙尺寸通常为0.2mm，而T形安全膜为0.4mm左右。因为小的间隙利于电荷的移动，而且自愈时导致绝缘间隙交错在一起，以及自愈恢复后冷却的导电物质沉积到绝缘间隙表

面，都会增加极板间的漏电流，电容器的损耗值也因此明显增大。

6 结束语

通过以上对两种典型结构的安全膜进行破坏性和自愈性试验，结果表明T形安全膜更适合于制作大容量的电动汽车用电容器。当然，可以采用多组小容量元件关联方式，或调整方块面积和绝缘间隙等措施，来提高电容器的性能。同时，选用优质的原材料、先进的工艺和有效的质量控制方法，才能制造出性能可靠的电容器为市场服务。

参考文献

- [1] 许峰,高鹏《金属化安全膜电容器的防爆原理及发展概况》,电力电容器,2006(5).
- [2] 胡仲霞《安全膜电容器及其防爆机理》,电子元件与材料,1999(18).
- [3] 摘自国内汽车电容器生产厂家《试验报告》、《资料》、《样本》.

电机噪声源识别及分析方法

Identification and analysis method of motor noise source

丁佳婷,高晓峰,李庆

(珠海凯邦电机制造有限公司 珠海 519110)

摘要: 噪声影响人的正常工作和休息, 电机噪声作为电机的主要噪声源, 需要对其加以分析和控制, 本文主要通过对电机噪声产生原因的分析, 介绍与梳理电机噪声分类, 阐述电机电磁振动及噪声、机械振动及噪声和空气动力学振动及噪声的产生机理, 并提出电机噪声源的识别方法, 为电机噪声源的定位提供一种快速识别方法。

关键词: 电机; 噪声; 识别

Abstract: Noise affects people's normal work and rest. As the main noise source of motor, motor noise needs to be analyzed and controlled. By analyzing the causes of motor noise, this paper mainly introduces the classification of motor noise, expounds the mechanism of electromagnetic vibration and noise, mechanical vibration and noise, and the generating mechanism of aerodynamic vibration and noise, and proposes a method for identifying the noise source, which provides a fast recognition method for the location of the noise source of the motor.

Key words: Motor; Noise; Identification

前言

噪声是令人不愉快或者令人讨厌的声音。空气噪声和通过固体传输的噪声区别是: 空气噪声是由大量的空气运动和高气压引起的, 结构噪声是以固体振动为载体的噪声。电机的噪声源主要有电磁振动和噪声, 它与高次空间和时间谐波、偏心、相不平衡、槽开口、齿饱和、以及铁芯叠片结构的磁致伸缩膨胀等的寄生效应有关; 机械振动和噪声, 它与机械装配相关, 特别是与轴承有关; 空气动力学振动和噪声, 它与电机内部或外部的通风空气流动相关; 负载导致的噪声源包括电机与负载耦合产生的噪声, 例如, 轴错位、齿轮传动、联轴器、电机安装机座或其他结构上产生的噪声。电机噪声源按照实际情况可分为电磁噪声源、机械噪声源和空气动力性噪声源^[1-3]。

1 电磁噪声源

电磁振动和噪声是由电磁场产生的, 定子与转子在气隙中激励起磁通密度波, 磁应力波作用在定子和转子的径向方向激励起表面的变形, 因而引起振动和噪声^[4-5]。槽中绕组的分布、输入电流

波形的失真、气隙磁导波动、转子偏心、相不平衡导致槽的机械变形和振动。磁动势空间谐波、时间谐波、齿谐波、偏心谐波和齿饱和谐波, 产生寄生高次谐波的力和转矩。定子壳体结构是电机噪声的主要辐射体, 如果径向力的频率与定子和壳体系统的任意一个固有频率接近或相等, 将产生共振, 致使定子系统变形、振动以及产生噪声^[6-7]。

2 机械噪声源

机械振动和噪声主要是由轴承、轴承缺陷、轴颈椭圆, 滑动接触、轴弯曲、转子不平衡、轴错位、齿轮传动等引起的, 转子应精确平衡, 良好的平衡可以极大地降低振动, 转子不平衡引起的动力振动和偏心, 其结果是以噪声形式, 由定子、转子以及转子支撑结构辐射出去, 在电机中滚动轴承和滑动轴承^[8-10]。

3 空气动力性噪声

空气动力性噪声的根源是风扇, 在空气流动中任何障碍物都会产生噪声, 在开启电机中, 内部风扇的噪声是通过通风孔传播到空气中的, 在全封闭的电机中, 外部风扇的噪声为主要的噪声源。根据

风扇噪声的频谱分布，风扇噪声由宽带噪声(100-10000HZ)和鸣笛噪声(音调噪声)组成，增大叶轮与静止障碍物之间的距离可以消除鸣笛噪声^[11-12]。

4 电机噪声源的识别

电机噪声是电机行业难点之一，如何定位电机噪声源，如何快速识别电机噪声产生的原因，这些都是需要解决的问题。

4.1 交流电机噪声源识别

对于交流电机而言，噪声源主要集中在定子、转子、整机和风叶等部分，对于不同情况下的电机噪声要结合具体实例来分析，有针对性的解决电机噪声问题。

①由于定转子偏心问题导致的单边磁拉力噪声，其满足的条件为 $f=f_0$, f_0 为电源频率；

②由于在电机定转子气隙中产生的径向磁拉力噪声和脉动噪声，其满足的条件为 $f=2f_0$ ；

③由于转子位置导致转子与定子的静态磁吸引力的差而产生的齿谐波噪声及振动，其满足的条件为 $f=\frac{ZQn}{60}+2f_0$ ，其中 Z 为风叶叶片数量，n 为电机转速，Q 为转子齿槽数，以下公式这些字母含义均相同；

④由于电机切向振动产生的噪声，其切向频率可能为 $f=2f_0$ 、 $f=\frac{vPn}{60}$ 、 $f=\frac{vPn}{60}+2f_0$ 、 $f=\frac{vPn}{60}-2f_0$ ，其中 P 为电机极对数，n 为电机转速，v 为 2,4,6 等偶数；

⑤由于定转子谐波和定子不对称谐波相互作用(径向振动频率)产生的噪声，其满足的条件是

$$f=\left[\frac{KZ_2(1-S)}{P}+2\right]\times f_0 \text{ 或}$$

$$f=\left[\frac{KZ_2(1-S)}{P}-2\right]\times f_0 \text{ 或}$$

$$f=\left[\frac{KZ_2(1-S)}{P}\right]\times f_0$$

其中 k 为 1,2,3 等实数，Z₂ 为转子槽数，S 为转差率；

⑥由于基本定转子谐波相互作用产生的噪声其满足的条件为 $f=\left[\frac{KZ_2(1-S)}{P}+1\right]\times 2f_0$ 或

$$f=\left[\frac{KZ_2(1-S)}{P}-1\right]\times 2f_0 \text{ 或}$$

$$f=\left[\frac{KZ_2(1-S)}{P}\right]\times 2f_0$$

⑦由于转子不对称谐波相互作用产生的噪声满足的条件为

$$f=\left[\frac{i\times(1-S)}{P}+2\right]\times f_0 \text{ 或}$$

$$f=\left[\frac{i\times(1-S)}{P}-2\right]\times f_0 \text{ 或}$$

$$f=\left[\frac{i\times(1-S)}{P}\right]\times f_0$$

其中 i 为定子不对称阶数；

⑧由于转子不平衡产生的噪声满足的关系式为 $f=\frac{n}{60}$ ；

⑨由转差而引起的噪声满足的条件为 $f=kSf_0$ ；

⑩由转差在基波磁场上的谐波满足的条件是 $f=k(1-S)f_0$ 、 $f=k(1+S)f_0$ ；

⑪通风噪声风叶旋转产生的噪声满足的条件为 $f=\frac{knZ}{60}$ ；

⑫通风噪声笛声为 $f=\frac{knZ_2}{60}$ ；

⑬轴承噪音(低频部分)满足的条件为 $f=\frac{kn}{60}$ 。

将以上内容归结为如下表格 1，对交流电机进行分类，并给出对应的理论计算公式。

通过对每种情况下电机噪声的计算，并与噪声实测的频谱值进行对比，定位噪声产生的原因，并有针对性的去解决电机噪声问题，从而大大缩短电机噪声的解决周期，提高电机产品品质。

4.2 直流电机噪声源识别

对于直流电机而言，除了轴承噪声(轴承轴向振动、窜动和轴承不良引起)、通风噪声(气体紊流声和空气共鸣声引起)以及机械噪声(机械不平衡、转子不平衡、转差声振和机壳共振引起)是交流电机和直流电机共通的以外，直流电机还有控制器所产生的噪声，分析直流电机的噪声是个复杂的过程，电机工作者需根据具体情况分析识别，找出症结并对应解决。

①定子所受径向力频率为 $f=\frac{Pn}{60}$ ，其中 P 为电机极对数，n 为电机转速；

②转子不平衡为 $f=\frac{n}{60}$ ；

表 1 交流电机噪声识别计算公式

| 序号 | 噪声类型 | 理论公式 |
|----|---------------------------|--|
| 1 | 定转子谐波和定子不对称谐波相互作用(径向振动频率) | $f=[k \times Z_2(1-S)/P+2] \times f_0$ $f=[k \times Z_2(1-S)/P-2] \times f_0$ $f=[k \times Z_2(1-S)/P] \times f_0$ |
| | 基本定转子谐波相互作用 | $f=[k \times Z_2(1-S)/P+1] \times 2f_0$ $f=[k \times Z_2(1-S)/P-1] \times 2f_0$ $f=k \times Z_2(1-S)/P \times 2f_0$ |
| | | i (定子不对称阶数) $f=[i \times (1-S)/P+2] \times f_0$ $f=[i \times (1-S)/P-2] \times f_0$ $f=[i \times (1-S)/P] \times f_0$ |
| 4 | 切向振动频率 | $f=2f_0$ $f=v \times P \times n/60$ $f=v \times P \times n/60+2f_0$ $f=v \times P \times n/60-2f_0$ |
| | | $f=n/60$ |
| | | $f=k \times S \times f_0$ |
| 5 | 转差引起 | $f=k \times (1-S) \times f_0$ |
| | | $f=k \times (1+S) \times f_0$ |
| 7 | 转差在基波磁场上谐波 | $f=k \times n \times Z/60$ |
| | | $f=k \times n \times Z_2/60$ |
| 9 | 通风噪声 (笛声) | $f=k \times n/60$ |
| | | $f=k \times n/60$ |
| 10 | 轴承噪音 低频部分 | $f=k \times n/60$ |
| | | |

③ 转子所受径向力频率为 $f=\frac{Qn}{60}$, 其中 Q 为转子齿槽数;
 ④ 电机由齿槽转矩产生的噪声, 其频率为 $f=\frac{[k \times (Q, 2P) \text{ 最小公倍数}] \times n}{60}$, 其中 k 为 1, 2, 3 等实数;

⑤ 单边磁拉力声振动 $f=f_0(\text{Hz})$, f_0 为电网频率;

⑥ 电磁转矩脉动的频率 $f=\frac{6Pn}{60}$;

⑦ 齿谐波引起转矩脉动频率 $f=\frac{kQn}{60}$;

⑧ 控制器开关频率噪声满足的条件是 $f=\text{控制器开关频率}$;

⑨ 控制器载波频率噪声满足的条件是 $f=\text{控制器载波频率}$;

- ⑩ 切向振动频率 $f=2f_0$ 、 $f=\frac{vPn}{60}$ 、 $f=\frac{vPn}{60}+2f_0$ 、
 $f=\frac{vPn}{60}-2f_0$;
- ⑪ 通风噪声风叶旋转噪音 $f=\frac{knZ}{60}$;
- ⑫ 轴承噪音(低频部分) $f=\frac{kn}{60}$ 。

直流电机噪声源识别及计算公式汇总如表 2 所示, 电机噪声源的识别是一个复杂的过程, 需要对电机噪声进行识别归类, 对电机噪声源进行定位, 然后根据实际情况进行综合分析。

表 2 直流电机噪声识别计算公式

| 序号 | 噪声类型 | 理论公式 |
|----|---------------------|--|
| 1 | 定子所受径向力频率 | $f=P \times n/60$ |
| 2 | 转子不平衡 | $f=n/60$ |
| 3 | 转子所受径向力频率 | $f=Q \times n/60$ |
| 4 | 齿槽转矩的频率 | $f=[k \times (Q, 2P) \text{ 最小公倍数}] \times n/60$ |
| 5 | 单边磁拉力声振动 | $f=f_0(\text{Hz})$, f_0 --电网频率 |
| 6 | 电磁转矩脉动的频率 | $f=6 \times P \times n/60$ |
| 7 | 齿谐波引起转矩脉动 频率 | $f=k \times Q \times n/60$ |
| 8 | 控制器开关频率噪声 | $f=\text{控制器开关频率}$ |
| 9 | 控制器载波频率噪声 v (偶数) | $f=\text{控制器载波频率}$ $f=2f_0$ |
| 10 | 切向振动频率 | $f=v \times P \times n/60$ $f=v \times P \times n/60+2f_0$ $f=v \times P \times n/60-2f_0$ |
| 11 | 通风噪声 风叶旋转噪音 | $f=k \times n \times Z/60$ |
| 12 | 轴承噪音 (低频部分) | $f=k \times n/60$ |

4.3 电机噪声实测验证

针对 4.1 和 4.2 的噪声识别计算公式, 我们进行了一系列验证, 在实际电机生产制作过程中发现某款交流电机存在高频噪音, 电机基本参数如下: 电源频率 f_0 为 50 Hz, 电机极对数 P 为 6, 电机转速 n 为 850 r/min, 转子槽数 Z_2 为 33, 风叶叶片数为 3, 同步转速 1000 r/min, 转差率 S 为 0.15, 实测噪声值为 1035 dB, 针对电机高频噪音问题进行

噪音整改,通过表1计算公式识别可知,电机噪音主要由电机齿谐波导致的,识别并定位电机噪音源,然后对电机噪音进行整改,我们将定转子叠厚由原来的20 mm增加到21 mm,结果表明增加叠厚能够有效的降低电机的齿谐波噪音问题,进一步分析可知增加电机叠厚能够改变电机的径向磁拉力,使铁芯的涡流损耗降低,振动减小,从而噪音也随之减小。

利用电机噪音识别计算公式可以有效定位电机噪音问题,为电机噪音源的定位提供一种快速识别方法,在电机噪声解决过程中可以有针对性的去解决电机噪音问题,提高噪声解决效率。

5 总 结

综上所述,电机噪声产生过程中需要根据实际噪声有效的控制范围来确定,合理分析实际噪声控制标准环节,及时掌握电机噪声的解决手段,然后按照实际情况,准确的诊断和识别相关噪声问题,明确有效地采取降噪措施。

参考文献:

[1] 赵文辉,冯婧杰.变频电机噪声分析与计算[J].防爆电机,2011,46(163): 44-46.

- [2] 王兴旺,徐晓燕.电动机噪声的分析[J].防爆电机,2015,50(185):39-40.
- [3] 张洪阳,张国栋,牟秀玉.电机噪声的产生与控制方法[J].机械装备,2017,4:57.
- [4] 苏丹.电机振动噪音产生的原因及解决对策[J].黑龙江科学,2014,5(9):293.
- [5] 周俊,黄先锋.关于电机噪声和振动的探讨[J].电机与控制应用,2016,
- [6] 杨青.空调电机噪声污染的产生与控制研究[J].环境科学与管理,2017,43(12):68-70.
- [7] 单志友.空调用塑封电动机噪声改进设计[J].上海电机学院学报,2015,18(3):180-183.
- [8] 权艳娜,南悦,郭炳岐.直流无刷电机噪声分析[J].科技创新导报,2017,6(16):137-138.
- [9] 曹海翔,沈靖文,王善铭,牟佳男,杨占录,洪剑锋.永磁直流电机定子的振动分析[J].清华大学学报(自然科学版),2017,57(1):89-99.
- [10] 罗平亮,韩明,张戟,张冠楠.永磁同步电机轴向力分析与噪声抑制[J].佳木斯大学学报(自然科学版),2014,32(2):217-220.
- [11] 黎运宇.探讨中大型电动机的噪声与振动[J].装备制造技术,2014,3:197-199.
- [12] 崔伟,史建萍,吴若欣,张海凤,赵东芝,田丽丽.降低电机通风噪声的一种可行方案[J].电机与控制应用,2013,40(11):50-52.

发电机定、转子间气隙的计算方法

Calculation method of gas gap between stator and rotor of generator

曾文志，李文字，刘丹

(珠海凯邦电机制造有限公司 珠海 519110)

摘要：本论文主要介绍了气隙的测量方法，定、转子轮廓的得出，然后求得定、转子的最小二乘圆，最后分析定、转子的不圆度以及偏心距和偏心角。根据气隙传感器各磁极的气隙，绘制转子轮廓，得到定子与定子之间的气隙。

关键词：气隙；偏心角；轮廓

Abstract: This paper mainly introduces the measurement method of air gap, the drawing of the stator and the rotor outline, and then obtains the least square circle of the fixed and rotor, and finally analyzes the non circle degree of the rotor, the eccentricity and the eccentricity angle. The size of the air gap of all the poles of the air gap sensor can draw the outline of the rotor, so as to obtain the air gap between the stator and the rotor.

Key words: air gap; eccentricity angle; contour

1 前言

水轮发电机的定转子间的空气间隙，顾名思义就是发电机定子与转子间的间隙。具体一点就是定子铁芯壁与转子磁极表面之间的间隙。其示意图如下。

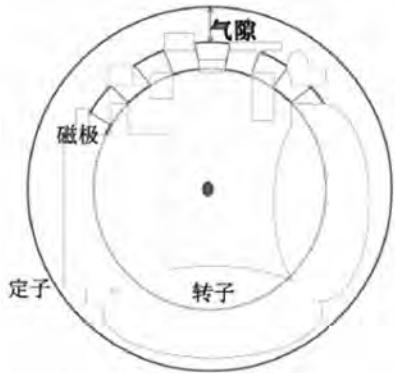


图 1 发电机定、转子间的气隙结构

2 气隙的状态监测方法

首先要明白，测量转子的偏心距和偏心角以及转子的不圆度是专门对某一个气隙传感器而说的；而定子的不圆度则是针对某一个磁极而讲的。

2.1 键相同步

目前在发电机定子内壁安装 4 个电容式位移传感器（以下简称气隙传感器）和一个涡流传感器^[1]。其安装方位如下图所示。

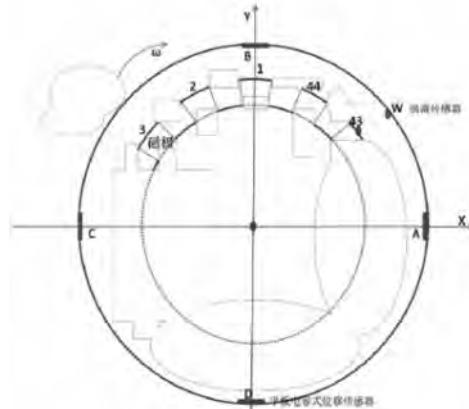


图 2 气隙测量示意图

根据上图所示的安装方位来看，键相同步就是当电涡流传感器滚动一圈后连接到电信号时，1 号磁极刚好经过 B 号气隙传感器，当转子转动一圈后，电涡流传感器再一次连接到电信号的时候，1 号磁极刚好再次经过 B 号气隙传感器。因此只要有键相同步的测量基点后，我们就能够计算出气隙传感器在不同的时间点测得的气隙值所对应

的磁极。从上图可以得出结论，电涡流传感器 W 的主要作用是使键相同步。

2.2 气隙测量

确定关键相位后，通过气隙传感器测量各磁极与传感器之间的气隙，最终得到转子轮廓的总体结构。当我们安装足够的定子和转子之间的气隙的传感器，我们可以测量相同的磁极之间的气隙和每一个气隙传感器过程中转子的旋转一圈，因此能偶得出定子内壁的大致轮廓。在气隙传感器测得一段信号后，下面将简单介绍怎样在这组信号中提取出气隙的值。如下图所示，B 号气隙传感器的信号波形从涡流传感器 W 接收到信号时开始。

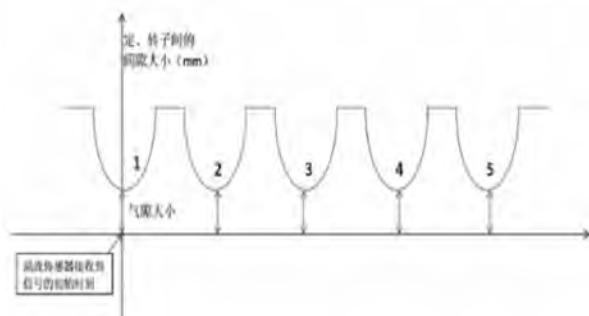


图 3 B 号气隙传感器检测到的信号波形

上图是根据图 2 所对应的磁极关系来确定的 B 号气隙传感器的信号波形，即当涡流传感器接收到信号时，正好是 1 号磁极经过 B 号气隙传感器。此后依次是 2、3、4 号磁极经过该传感器。我们所要测量的气隙值是上述波形的每一个“槽”，即每一个极小值对应于定子之间的气隙值。如下图所示，为水电站发电机定子与转子的气隙图。该图是就同一传感器(如图 2 中的 B 号传感器)所测的各磁极气隙大小。

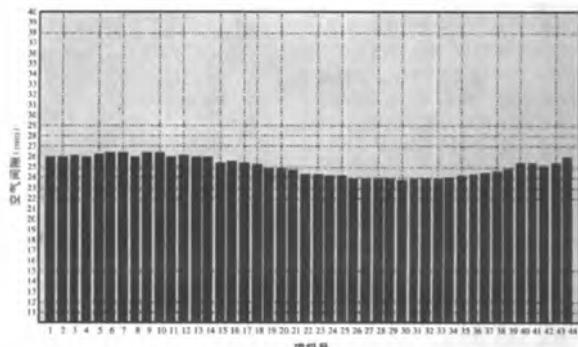


图 4 B 号传感器下测得各个磁极的气隙大小

从上图可以看出，传感器的最大气隙发生在磁极 6 号，最大气隙为 26.27 mm，最小气隙为 23.79 mm，发生在磁极 29 号。平均气隙为 25.03 mm。根据关键相位同步，转子转速可测量为 136 r/min。同样，我们可以得到磁极与磁极上的定子之间的气隙大小。

3 定子和转子轮廓的非圆度分析

这里分析不圆度采用的是最小二乘圆法(下一节具体介绍)。首先定义了圆的非圆度的定义，即圆度误差：圆的形状偏离几何圆的程度。当两个同心圆之间的距离最小时，等高线的圆度误差用两个几何圆之间的半径差表示。根据前一节得到的定子和转子的轮廓，用最小平方圆法得到轮廓的最小平方圆。转子的偏心度和偏心角可以通过确定圆心坐标和实际测量中心的相对位置(即转子在转子上的旋转轴)来确定。最后得到轮廓点与最小平方圆的圆心之间的最大距离 R_{max} 和最小距离 R_{min}。这两个值可以看作是前面的值。两个同心圆的半径，那么差 e 就是轮廓的圆度。结合上一节关于气隙的测量方法，到现在我们就可以知道定、转子间的气隙大小，最大气隙、最小气隙，以及对应的磁极号；还可以知道平均气隙，转子的转速；以及定子不圆度；转子不圆度、偏心距、偏心角。

4 最小二乘圆法

最小二乘圆是一个理想圆，得到最小二乘圆的原理是使从轮廓上的个点到圆的距离的平方和最小^[2]。即：

$$\sum_{i=1}^n (R_i - R)^2 = \min \quad (i=1, 2, \dots, n)$$

式中： R_i ——实际测量轮廓上的点到圆最小二乘中心的距离

R ——最小平方圆的半径

用最小二乘法计算圆度误差的原理如图 5 所示。

根据英国国家标准，以及美国国家标准，确定最小二乘圆的公式如下^[3]：

$$a = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n x_i$$

$$b = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n y_i$$

$$R = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n R_i, (R_i = \sqrt{(x_i-a)^2 + (y_i-b)^2})$$

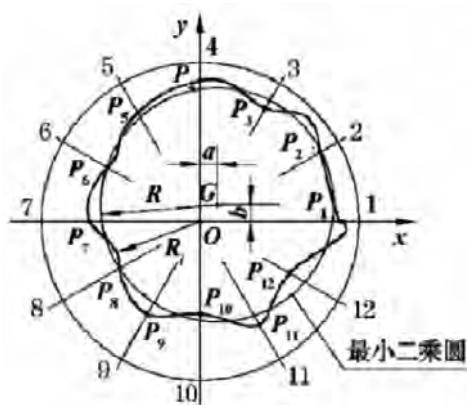


图 5 最小二乘圆法评定圆度误差

上面的公式不能解释太多,但应该指出,坐标原点是旋转轴的旋转轴(不一定时几何轴的轴)和每一个点的轮廓(x_i, y_i)是基于测量气隙值和相应的磁极方位角。

5 总 结

上面分别介绍了气隙的测量,定、转子轮廓的得出(这里就是求出轮廓上个点的坐标),然后求得定、转子的最小二乘圆,最后分析定、转子的不圆度以及偏心距和偏心角。下面就图 4 所示的实例,依据上面的步骤进行完整的分析。根据图 3 得到对应于 B 号气隙传感器的所有磁极气隙大小,可以绘制出转子的轮廓,如图 6 所示。

这里定子轮廓的得到,是根据同一个磁极转一周后与定子内壁上每一个气隙传感器的测量值而求出来的。

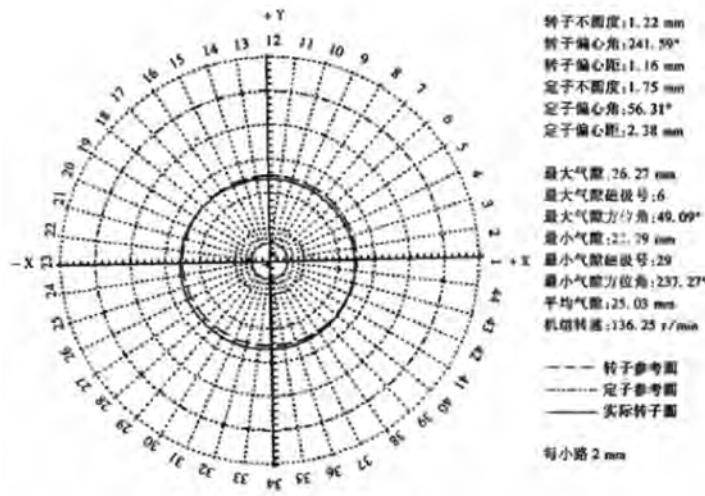


图 6 定、转子轮廓以及所得最小二乘圆

参考文献

- [1] 梅涛. 阵列式智能气体传感器综述 [J]. 传感技术学报, 1992(4): 52–57.
- [2] 王鸿山, 张兴, 杨淑英, 等. 基于最小二乘法在线参数辨识的异步电动机矢量控制仿真[J].

合肥工业大学学报(自然科学版), 2009, 32 (04): 495–499.

- [3] 张虎, 李正熙, 童朝南. 基于递推最小二乘算法的感应电动机参数离线辨识[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(18): 79–86.

电机变频节能系统设计

Design of variable frequency energy saving system

李文字，曾文志，刘丹

(珠海凯邦电机制造有限公司 珠海 519110)

摘要：本文阐述了电机节能改造的方法、变频技术、交流电机的变频调速以及基本原理。利用 PLC 完成变频调速，采用开环系统控制电机、闭环系统将电机的速度反馈给 PLC，本项目的目的是为大型企业节能改造方案的设计提供依据。

关键词：电机节能；电机调速；变频

Abstract: In this paper, write on the energy-saving motor, frequency conversion technology, the method of AC motor speed control, the basic principle, realization of variable frequency speed regulation by PLC, the open loop control system, the motor closed-loop motor speed feedback to the PLC, its purpose is to each big enterprise energy saving, design plan, provide a basis.

Key words: energy saving of motor; motor speed control; inverter;

1 引言

1.1 我国煤矿风机运行中普遍存在的问题

经过对各工业部门调查，负荷率在 70%以上的占 15.1%，低于 60%的占 65.3%^[1]。风机只有在工作时，才能发现其经济性。即使效率高，如果使用和选择的模型不合适，它将成为所谓的“电老虎”。

1.2 研究方向与趋势

当设备工作时，需要更换，通过在溢流口、溢流阀或比例控制来调节负荷流量、压力和风量。满足设备工作要求。交流电机调速理问题的突破、调速装置(变频器)性能的完善，交流电机调速系统性能差的弱点已克服，目前，交流调速系统的性能类似于直流系统，甚至超过直流系统。变频器以其优良的性能和功率半导体器件的出现，如能同时控制开关的栅极，能同时关断晶闸管 GTO，具有良好的功率转换

效率，适合于 MOSFET。MOSFET 工作在高频功率下，现有的 MOS 栅极驱动电压功率小，驱动线简单。也有小的绝缘栅双极功率管 IGBT 双极功率晶体管，并进一步丰富和促进逆变理论的进一步发展。

2 变频器的基本原理

变频器的作用是将三相交流电变为频率可调的三相交流电，驱动交流电动机，使电机速度得到调节^[2]。

2.1 变频器的发展史

以前通用变频器控制方法是恒压环恒定的比 ($V/F = \text{常数}$)。优点是：控制机构是一个简单的，低成本，缺点：降低了系统的性能，在风机、水泵场合应用基本适合。该变频器 V/F 主要通过以下几个阶段的控制系统的改造^[3]。

2.2 变频器的分类

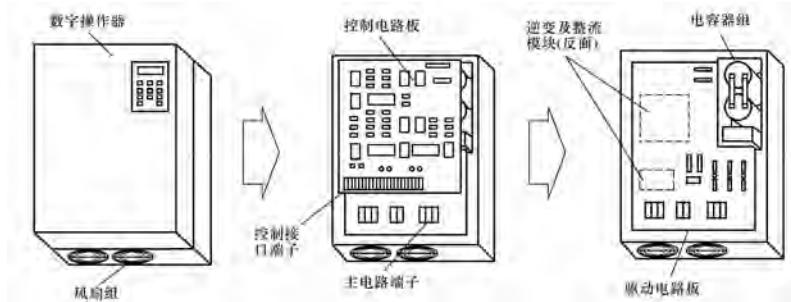


图 2-1 变频器的组成

变频器可分为:AC~AC 变换器(将固定频率的交流变成连续可调)AC~DC~AC 变换器(将固

定频率的交流变换成直流,然后将直流变换成连续可调的三相交流电)。

表 2-1 交~交和交~直~交变频器比较表

| 变频器 | 优 点 | 缺 点 |
|----------|-------------------|------------|
| 交~交变频器 | 无中间环节,转换效率高 | 连续可调、频率范围窄 |
| 交~直~交变频器 | 宽频调节范围,变频后良好的机械特性 | |

如表 2-1 所示。目前应用最广泛的 AC~DC~AC 变换器分为电压型(电容滤波整流后,更常见)和电流型(电感滤波整流后,不常见)。交流电流首先由整流器整流成直流,整流器的输出由直流中

间电路平滑滤波,然后由逆变器将直流电流转换成变频变压的交流电流。

2.3 变频器的电路组成

变频器的电路组成如图 3-3 所示。

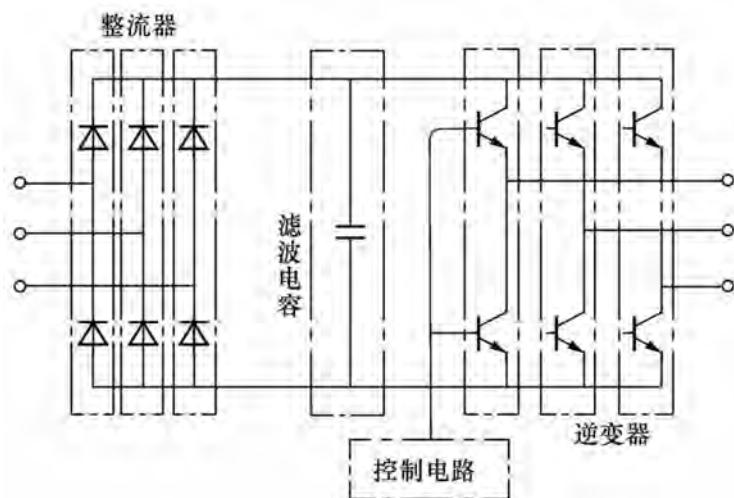


图 3-3 变频器电路图

经以上研究可知,逆变电路的工作是在逆变管的高频开关下完成的。如果输出交流频率为 50Hz,则需要每次切换变频器(频率为 25Hz),开关速度如此之快,普通的开关装置无法胜任。

3 变频调速方法

由于异步电动机的同步速度与电源的频率成正比,所以改变速度将改变频率,从而实现速度调节,即频率控制。它具有小型异步电动机转子滑动速度特性固有的特点,效率高、范围广、精度高,是异步电动机调速的理想选择^[4],下面是频率控制的原理和特点。

3.1 变频电动机的特点

(1) 电磁设计

由于临界滑移率与电源频率成反比,所以当

临界滑移率接近 1 时,电机直接启动。另外,过载容量和启动性能也不需要太多考虑,如何提高电机非正弦电源的适应性是需要解决的关键问题。该方法一般如下:

①最大限度地减少定子和转子电阻。降低定子电阻可以降低基本铜耗,并补偿高次谐波引起的铜消耗。

②为了抑制电流谐波,适当增加电机电感,转子槽漏电阻大,集肤效应大,高次谐波铜损耗增加。因此,电机的漏抗的大小应考虑在调速范围内的阻抗的匹配合理。

③变频电机主磁路的设计一般是不饱和的。首先要考虑谐波能提高磁饱和,然后适当提高变换器的输出电压以提高低频输出转矩。

3.3 变频调速的优势与市场

该电机变频控制系统的主要技术优点包括：电机软启动，无级平稳调速，在静态或动态状态下任意调节电机转速；据清华大学电气科研人员统计，我国电动机装机容量已达4亿千瓦，年总耗电6000亿千瓦，占工业总耗电量的80%。中国使用的电机驱动系统的整体设备水平与发达国家在20世纪50年代的水平相当。而我国变频器的运用处在起步阶段，才10%的普及。综上所述，变频调速系统节约我们国家的电能消耗，同事我国的市场需求也是很大的。就开发区而言，我国沿海城市采用变频调速技术，南方城市发展迅速。目前，有意图迅速渗透内地。

4 变频控制技术的显性和隐性效益及利弊分析

优势是节省电能。频率控制和负载特性和负载率不同，节电率也不同。对于低压变频控制设备，当负载率为0.5左右时，节电率约为20%~47%。如污水填充槽电机，氧气机，空调泵的平均节电率约25%~60%左右。低压设备投资变频调速改造，投资少，效果明显，投资回收期约为一年。

5 系统设计的总体思路

系统主要由三部分组成，它们是可编程逻辑控制器PLC、变频器和电机。首先通过设置的输入给PLC，通过PLC控制变频器，再由变频器来控制电机，随后把电机的转速反馈给PLC，经过比较，输出给变频器，实现无静差调速，以此达到电机变频节能的效果。

5.1 方案的确定

(1) 在变频电机中，根据机器工作时的驱动系统的要求，选用的电机类型应结构简单、运行可靠、维修方便、性价比高。因此，在选择电机时，如果机械工作对拖曳系统没有高要求，则优选交流

电动机。为了提高生产率和频繁启动电机，还要求电机具有较大的启动和制动转矩，以缩短启动制动时间。笼型异步电动机最符合条件。所以本设计采用笼型异步电动机。

(2) 本设计中使用的变频器是西门子引进的21世纪通用变频器西门子MICROMASTER 440。

(3) 本设计采用西门子公司的s7-200系列小型PLC，由于其强大的通信功能，可以充分发挥其在大型网络控制系统中的作用。AN扩展到248个数字I/O或35个模拟I/O，程序和数据存储空间大于30 kb。

6 结论

在工业中，电机应用比较广泛，在各行各业中扮演着重要的角色。我国工业技术虽然发生了很大变化，但仍处于工业化中期，技术发展水平覆盖面不够完善。在许多企业的生产中，最明显的特点仍然是能耗高、生产效率低、产品质量差。性价比不高，陈旧落后的设备在全国生产中仍占很大比重。频率控制的应用是对这些设备进行节能改造，造福未来，造福国家和人民。

综上所述，中国具有巨大的电机节能潜力，变频技术也是现代生产中不可缺少的应用。

参考文献

- [1] 孙树朴.电力电子技术.[M].徐州:中国矿业大学出版社,2000:98-105.
- [2] 汤蕴壇.电机学-机电能量转换 [M].北京:机械工业出版社,1982:152-156.
- [3] 程善美.空间矢量PWM逆变器的仿真[J].微电机,2002,(35):17-19.
- [4] 尹丽春.变频调速系统特性参数的分析与预测[D].大庆:大庆石油学院,2004.

一种适用于多自由度球面运动轴承的动力学分析

Dynamic analysis of a multi-degree-of-freedom spherical moving bearing

李争¹, 杨凯¹, 陈晴¹, 王群京², 李芳芳³

(1.河北科技大学电气工程学院, 河北石家庄 050018;

2.安徽大学高节能电机及控制技术国家地方联合工程实验室, 安徽合肥 230601;

3.河北省电子信息产品监督检验院, 河北石家庄 050071)

摘要: 随着社会的发展, 在工业生产中对多自由度驱动装置需求的增加使对相应的高性能多自由度轴承的需求也在增多, 所以其研究具有重要的现实意义。本文研究的是一种适用于多自由度球面运动装置的润滑轴承, 其结构包括一完整的球面内壳和一非完整的球面外壳, 在内外壳之间注入润滑油, 有效降低多自由度运动方向上的摩擦系数, 延长轴承使用寿命。同时, 利用多体动力学软件进行轴承动态性能的仿真分析, 结果验证了分析设计的正确性和可行性。

关键词: 多自由度; 轴承; 动态性能; 动力学

Abstract: With the development of society, the increasing demand for multi-degree-of-freedom drive devices in industrial production also leads to the corresponding increasing demand for high-performance multi-degree-of-freedom bearings, so its research has important practical significance. In this paper, a kind of lubrication bearing suitable for multi-degree-of-freedom spherical motion devices is researched, whose structure includes a complete spherical inner shell and an incomplete spherical outer shell. The lubrication oil is injected between the inner shell to effectively reduce the friction coefficient along the directions of multi-degree-of-freedom motion and prolong the service life of the bearing. At the same time, the multi-body dynamics software is used to simulate the dynamic performance of the bearing, and the results verify the correctness and feasibility of the analysis and design.

Key words: Multi-degree-of-freedom; bearing; dynamic performance; dynamics

0 引言

随着社会的发展对多自由度电机的需求增加使与之对应的高性能的多自由度轴承的需求也在增多, 所以对其的研究变得极有意义^[1]。目前我国对轴承研究虽然已经比较成熟, 但对于多自由度电机的轴承研究还很少, 因此对于多自由度轴承的研究急待突破^[2]。轴承的动态性能对电机运行的稳定性及可靠性有极大影响, 因此在轴承设计和制造中不可忽视, 对轴承进行动力学分析变的极为有意义。轴承虽说相对于其他机械结构相对简单, 但内部的力学关系及与之对应的碰撞变形穿透问题和需要考虑润滑剂对轴承的影响, 使得轴

承动力学分析变得十分复杂。而通过传统生产实验不断改进模型不仅成本高而且时间周期也长^[3,4]。随着计算机技术在设计当中的不断应用和发展, 对轴承的设计研究带来了极大便利。目前, 在根据理论建立数学模型后, 利用计算机仿真技术对多自由度轴承进行仿真分析与理论计算相对应, 并使用参数化分析对轴承进行优化设计, 已成为轴承设计的主流方向, 因此通过 CAE 仿真实验, 对轴承研究设计具有重要意义。

1 多自由度轴承的工作原理

轴承结构包括内转子、保持架、滚珠、和外圈。其中该轴承与其他相比内转子即轴承内圈可实现

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51577048, 51637001, 51877070); 河北省自然科学基金资助项目(E2018208155); 河北省留学人员科技活动项目择优资助项目(C2015003044); 河北省高等学校科学技术研究重点项目(ZD2018228); 高节能电机及控制技术国家地方联合工程实验室开放课题基金资助项目(KFKT201804)。

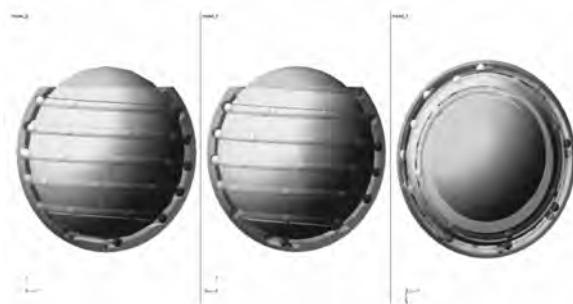


图 1 轴承三视图

三自由度的转动。轴承内转子受力实现高速自转和低速的偏转,与保持架上的滚珠发生接触运动,从而带动滚珠高速旋转。

2 动力学建模方法

2.1 动力学建模方法

动力学仿真软件采用的是欧拉角—拉格朗日方法,其广泛应用于多刚体动力学,对于每个单独构件有 6 个笛卡尔坐标来描述,其相对惯性坐标系有三个平动自由度和三个旋转自由度,可以建立以笛卡尔坐标系为变量的运动学方程。即 x、y、z 三个直角坐标及 α, β, δ 三个欧拉角来确定方位,即 $q=[x, y, z, \alpha, \beta, \delta]$ 。

2.1.1 多刚体方程基础

构件平动动能:

$$K_p = \frac{1}{2} M \{ x^2 + y^2 + z^2 \} = \frac{1}{2} M r^2 \quad (1)$$

式中, M 为刚体质量, r 表示刚体质心速度矢量。

转动动能:

$$K_r = \frac{1}{2} (I_{xx} W_x^2 + I_{yy} W_y^2 + I_{zz} W_z^2) \quad (2)$$

式中, W 为刚体角速度, I 为刚体转动惯量。

总能量为:

$$K = k_i + k_r \quad (3)$$

平动动量为:

$$P_x = \frac{\partial K}{\partial x} = M \dot{x}, P_y = \frac{\partial K}{\partial y} = M \dot{y}, P_z = \frac{\partial K}{\partial z} = M \dot{z} \quad (4)$$

转动惯量为:

$$P_\phi = \frac{\partial K}{\partial \phi} = I_{xx} W_x S_\theta C_\phi + I_{xy} W_y S_\theta S_\phi + I_{zz} W_z C_\theta \quad (5)$$

$$P_\phi = \frac{\partial K}{\partial \phi} = I_{zz} W_z \quad (6)$$

$$P_\phi = \frac{\partial K}{\partial \phi} = I_{xx} W_x C_\phi - I_{yy} W_y S_\phi \quad (7)$$

式中, S 表正余弦函数 C 代表余弦函数, φ, ϕ, θ 为欧拉角。

2.1.2 多刚体运动方程

根据机械系统的现实结构关系, 创建出轴承模型的运动方程, 列出构件的相应约束方程:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial_k}{\partial q_j} \right) - \frac{\partial_k}{\partial q_j} + \sum_{i=1}^k \frac{\partial \phi_i}{\partial q_j} \lambda_i = F_i \\ \phi_i = 0 \end{cases} \quad (8)$$

(2.8) 式中, $i=1, \dots, k$, $j=1, \dots, l$, q_j 为描述系统的广义坐标, ϕ_i 为系统的约束方程, F_i 为广义坐标上的广义力, λ_i 为拉式乘子。

令 $F=f(\ddot{q}, \dot{q}, q, \lambda, t)$; $\phi=(\ddot{q}, \dot{q}, t)$, 将动能的定义为: $k=\frac{1}{2} r^T m r + \frac{1}{2} \omega^T n \omega$ 可得:

$$M \ddot{x} = \phi_x^T \lambda = Q^* \quad (9)$$

2.2 约束及载荷的添加

2.2.1 约束添加

此轴承为适用于多自由度电机的多自由度轴承, 其中外圈固定不动有一螺旋轨道, 轨道固定保持架均匀的镶嵌着滚珠, 此结构可以使内转子实现自转的同时完成多自由度的偏转, 由于滚珠与转子间为线接触所以摩擦力小, 损耗少。根据模型的运转性能对此施加约束。其中转子受电磁力可实现空间三自由度的旋转, 且有三个旋转自由度, 所以加球副; 保持架及外圈由于在模型工作时不动没有自由度, 所以加固定副; 因为滚珠所受合力使其在保持架上可以有三个自由度, 所以给滚珠加球副。

2.2.2 碰撞模型

因为在运行当中转子受力与滚珠碰撞产生碰撞力所以在计算机仿真软件中接触力选择冲击力模型^[5, 6]。在计算机仿真软件中对于接触算法一般有两种计算方法, 一种是补偿法适用于时断时续的接触, 再接触过程中存在相对运动, 其间伴随着材料的压缩, 从而导致动能与材料势能来回转换, 但在这一过程中会有能量损失, 接触力是通过惩罚系数和补偿系数两个参数确定的。另一种接触方法为冲击函数法, 适用于两个构件连续接触, 这种情况下两构件始终接触, 把这种接触定义为非线性弹簧的形式, 构件材料的弹性模量即为弹簧

的刚度,阻尼视为能量损失^[7]。主要是根据 impact 函数来计算,其相当于把碰撞类比于弹簧模型,将接触力分为两个部分,一是两个构件相互碰撞发生的变形看成弹性力,二是两个构件速度不同相互作用类比于阻尼力。结合本模型可得由于补偿法无法建立稳定的速度场,而当轴承需要稳定的运行速度时,此时补偿法无法得到准确的接触力,则应选用冲击函数法来定义。

冲击函数法就是采用碰撞模型来定义轴承的工作状态。碰撞是力学分类之一,其特点是物体之间在极短时间内发生接触分离,故而运动状态会发生改变,同时力和物体状态会发生突变^[8-10]。本文中选用连续接触碰撞的数学模型。其将运动过程当中物体可以分成两种状态:一是两构件相对运动状态和发生接触后构件变形状态,两碰撞物体因接触变形而产生了弹性力,同时速度不同因而阻尼发生作用,能量开始不断衰减,因此碰撞过程中力和接触的关系可以看成非线性等效弹簧阻尼模型。数学式可以表达为:

$$F = K\delta^e + C\dot{\delta} \quad (10)$$

式中 K 为接触刚度, C 为阻尼因子; δ 为接触点法向穿透距离; e 为不小于 1 的指数, F 即为碰撞时产生的法向接触力。

在相对运动阶段,系统动力学方程为

$$\begin{cases} \cdot \\ M\ddot{q} + Kq + \phi_q^t \lambda = Fq \\ \phi(q, t) = 0 \end{cases} \quad (11)$$

接触碰撞模型的建模过程相对简单,可较准确的计算出碰撞过程中的冲击力大小,方便用于对系统运动过程的全局仿真。

3 仿真结果分析

为了验证设计产品的运行可行性和可靠度,对轴承运行中的动力学特性进行了验证分析。

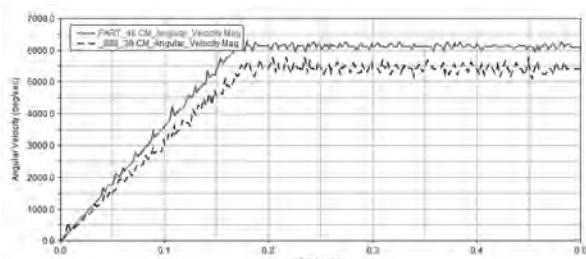


图 2 轴承转子与滚珠速度图

在模型中转子可以实现三自由度运动,设计轴承可以实现 1000r/min 的高速自转转速及低速的偏转,给定自转的矩函数为 if (time - 0.18: 85, 85, 0), 使其在前 0.18 秒受 85N/m 的力矩,之后撤掉力矩,使其保持匀速转动,给定偏转力矩的函数为 if (time - 0.18: 8.5, 8.5, 0), 使其在前 0.18 秒受 8.5N/m 的偏转力矩,之后达到预定转速后撤除力矩保持匀速偏转。转子与均匀分布在保持架上的滚珠发生碰撞接触,带动滚珠转动,其转轴方向垂直于 XOY 平面的工作栅格,并与转子发生碰撞接触后产生接触力,从而使轴承运行工作。其中图 3 中 part_46 为转子的合分量角速度,888_39 为其中一滚珠的合分量角速度。由图 2 可知滚珠速度稍低于转子速度,且在运行过程中速度恒有一定的波动,且初始时滚珠有短暂超过转子速度的现象存在,其对比图 3 的接触力如下所示。

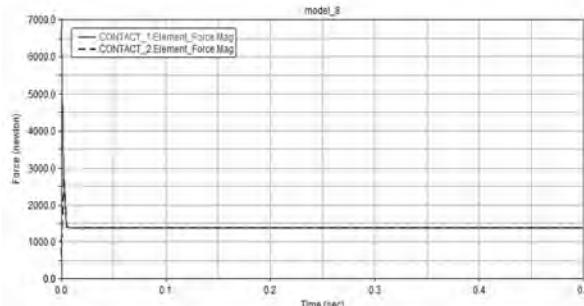


图 3 滚珠与转子、外圈接触力图

可以从仿真结果中看出初始时有较大碰撞力,且在 0.5s 的时段内波动状态一直存在,但随着仿真时间的延长,波动状态开始变小,可知在这一过程当中转子与滚珠之间还在处于不断碰撞中,到 0.5 秒时还没有结束。根据轴承的实际工作状态可知,在没有转速的状态下,外圈会迅速压紧滚珠,然后在极短的时间进入稳定状态,所以上图结果与实际有一定的出入。通过图 4 中可以看出开始时出现了极大的波动状态,结合 impact 函数物体碰撞力较大的仿真结果,分析两种可能出现的两种原因,一是刚度系数 K 较大,二是初始碰撞速度较大,再依据本模型实际分析可得,接触力出现阶跃的主要因素是由于转子与滚珠之间有间隙,而载荷力是突然施加,所以产生了极大的碰撞加速度,从而使得碰撞力较大,继而产生了开始时的现象,而由于间隙与碰撞力的共同作用下,所以在开始时速度有波动且伴随着时间增大而减小。初

始的剧烈碰撞致使整个系统难以快速稳定，所以造成了后续连续不止的波动状态。

针对模型做进一步的优化，可以通过减小初次碰撞的剧烈程度，从而减少转子与滚珠的多次碰撞，进而使轴承在工作中快速达到相对稳定状态。通过 impact 函数的定义可知，在开始时让轴承在较小的接触刚度和较大的阻尼力下进行初始碰撞，使得轴承可以快速达到稳定状态，然后再施加正常的工况条件，即将过程分成两个步骤：一是快速的稳定状态，二是再稳定后施加正常的刚度阻尼。

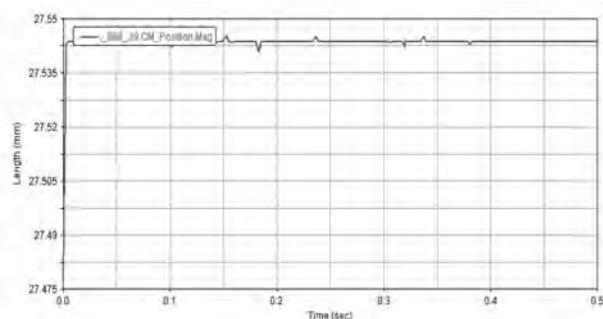


图 4 滚珠质心位移图

如图 4 为滚珠的质心位移可知由于碰撞的作用下初始值较大，转子与滚珠碰撞后，滚珠发生位移之后有小幅波动且随时间变化波动减小，质心点位移几乎保持平稳与速度和接触力一一相对应。导致初始时位移偏大的因素有两类：一是由于碰撞力较大和较大的加速度相互作用，二是由于静止状态模型受重力有向下的位移下坠，但轴承正常运转时会回到运行位置，所以两者共同作用产生了初始位移的偏差。

为了验证间隙对轴承影响将转子与滚珠间隙增大 0.1mm，所得质心轨迹如图 5 所示。

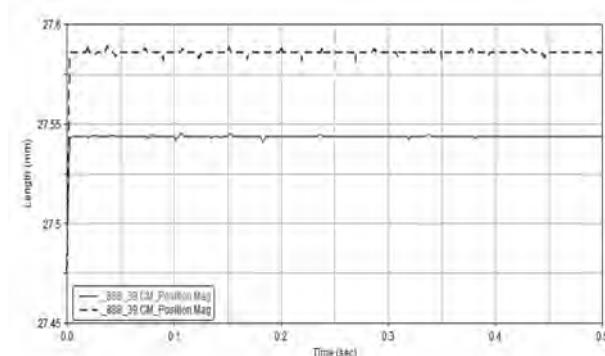


图 5 改变间隙前后滚珠位移质心图

由图 5 可知间隙增大后由于接触力增大，故质心位移量增大，但由于间隙增大进而导致接触力变大，致使转子与滚珠剧烈碰撞，从而使质心偏移增大，且质心的位移波动变大继而进入稳定的时间变慢。对比滚珠的质心位移可知增大间隙后，外圈与滚珠之间预紧力会减小继而使得滚珠位移偏量变大，质心位移波动变大，进入稳定状态的时间变长，运行的平稳性下降。

将间隙增大 0.1mm 后转子与滚珠的接触力如图 6、图 7 所示，红色曲线为增大前，蓝色为增大后，可以看出由于间隙增大导致初始的碰撞力明显增大。当间隙增大后，碰撞力有所增大。综上分析可知当轴承的径向间隙增大后会增大轴承的碰撞带来的应力冲击，会导致轴承运行的平稳性大大降低，在合理的间隙下，轴承的初始碰撞会减小从而可大大降低损耗，滚珠的受迫位移也会减小，可以增加轴承寿命和运行平稳性。但轴承在工作时会因转子与滚珠间的摩擦而产生大量温度，致使零件之间受热变形，从而发生膨胀，因此需要设计合理的间隙使轴承各零部件之间不发生过盈接触的情况下尽量减小间隙。

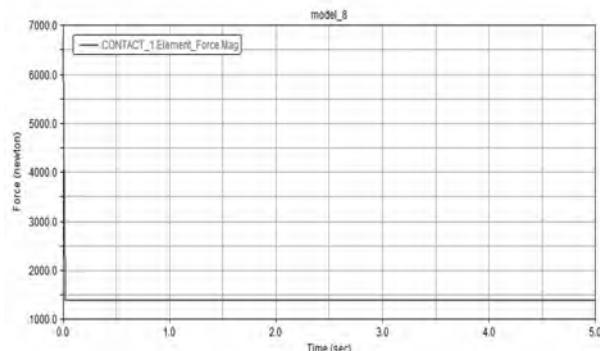


图 6 变间隙前滚珠接触力图

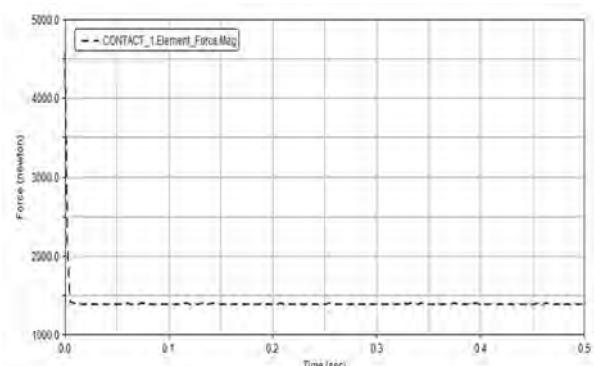


图 7 变间隙后滚珠接触力图

为了使仿真结果更接近于实际所以对滚珠进行了柔性化，在系统动力学分析中，系统当中的构件受力变形是不能忽视的。在计算机仿真软件中的默认分析为全刚体动力学分析，忽略了构件的柔性变形对系统的影响。通过柔性分析可以查看构件是否可以承受合理应力应变。所以针对模型对滚珠进行了柔性化处理。在计算机仿真软件的后处理模块，可以在加载轴承运行动画观察任意时刻的滚珠受力情况，如图 8 所示通过热点图和表 1 热点表可得出受力最大的 5 个应力节点对应的时间。通过仿真结果可知 2.27MPa 的受力完全符合滚珠材质的受力要求。在热点图中可以得出轴承承受的最大应力出现在 0.0026s 左右时，可知其所受最大应力出现在其开始启动时，与刚体仿真时基本吻合，表明其初始时因突然受力产生的大加速度与间隙造成的滚珠承受的最大碰撞力在其材质可承受范围内。

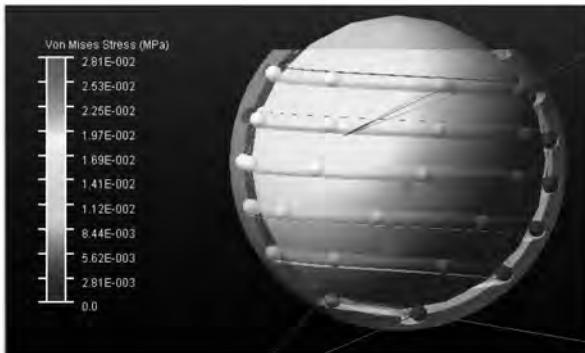


图 8 滚珠热点图

表 1 滚珠热点表

| 滚珠最大应力热点表 | | | |
|-----------|--------------|------|------------|
| Hot Spot | Stress(N/mm) | Node | Time(s) |
| 1 | 2.27271 | 4 | 0.00265392 |
| 2 | 1.13635 | 3 | 0.00265392 |
| 3 | 1.13635 | 2 | 0.00265392 |
| 4 | 1.13635 | 1 | 0.00265392 |
| 5 | 0.00998196 | 5 | 0.00265392 |

应用计算机仿真软件分析了轴承模型接触力与速度和位移之间的对应关系，为了减小轴承的初始碰撞使用了 if 函数，有效地减小了初始碰撞强度，同时分析了改变转子与滚珠间隙对轴承的动力学特性的影响，通过实验可得随着间隙减小，

轴承预紧力增大，初始的碰撞强度会减小，从而使速度的受影响波动减小而滚珠的质心位移也会减小，从而能使轴承运行更加平稳，寿命增加。为了进一步提高仿真准确性，考虑了柔性受力对仿真的影响，通过仿真结果可得滚珠所受最大应力在其可承受范围之内。

4 结 论

本文通过计算机仿真技术对轴承进行仿真计算，对其进行了验证及优化处理。通过分析轴承运行时的转子与滚珠不断接触碰撞的条件选择了适用的 impact 模型，因恢复系数模型两物体碰撞后会分离，所以速度加速度都是不稳定且不连续的而由于轴承转子滚珠速度是平稳连续的所以基于冲激函数模型建立了轴承的碰撞模型，并通过计算机仿真软件进行了一系列论证仿真。结果表明了此轴承设计的可行性。仿真的结果相对于实际可能有一定的误差存在，但运行规律与结果与实际基本相吻合。由于在仿真设置当中改变微小参数也会经过运算放大后成为不可忽视的误差，受制于硬件条件和仿真条件影响在同样设置当中会出现穿刺和不收敛等影响结果的仿真。所以还需要进一步的研究论证。

参考文献

- [1] 刘贤兴, 朱焜秋, 全力, 等. 三自由度永磁偏置混合磁轴承数控系统研究 [J]. 中国机械工程, 2004, 15 (24): 2225–2228.
- [2] 朱焜秋, 张仲, 诸德宏, 等. 交直流三自由度混合磁轴承结构与有限分析[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(12): 77–81.
- [3] Lin X, Jiang S, Zhang C, et al. Thermohydrodynamic analysis of high speed water-lubricated spiral groove thrust bearing considering effects of cavitation, inertia and turbulence[J]. Tribology International, 2018, 119:645–658.
- [4] 王丽丽, 尹国校, 苏春建, 等. 基于 Fluent 两相流空穴模型的三油槽轴承油膜特性分析 [J]. 润滑与密封, 2017(9): 65–69.
- [5] Corn A. Tracking and Interception of Ground-Based RF Sources Using Autonomous Guided Munitions with Passive Bearings-Only Sensors and Tracking Algorithms[J]. ProcSpie, 2004, 5430(3): 13–19.
- [6] Braun M J, Hannon W M. Cavitation formation and modelling for fluid film bearings: A review[J]. ARCHIVE Proceed-

ings of the Institution of Mechanical Engineers Part J Journal of Engineering Tribology, 2010, 224(9): 839–863.

[7] 邬清海, 朱烷秋. 三自由度双磁极面混合磁轴承参数设计与性能分析[J]. 中国机械工程, 2009, 20(12):1477–1483.

[8] 谢翌, 张博, 胡玉梅, 等. 轴颈转速对滑动轴承油膜特性及轴瓦结构特性的影响[J]. 润滑与密封, 2015, 40(11): 23–29.

[9] Rezaei A, Paepegem W V, Ost W, et al. A study on the

effect of the clearance on the contact stresses and kinematics of polymeric composite journal bearings under reciprocating sliding conditions[J]. Tribology International, 2012, 48(1): 8–14.

[10] 肖乾, 黄碧坤, 徐红霞, 等. 考虑弹性变形和黏压黏温效应的推力滑动轴承润滑性能有限元分析 [J]. 润滑与密封, 2014, 39(1): 73–79.