

小功率低速直驱笼型异步电动机研究*

梁丙雪¹, 王大志¹, 张炳义², 徐广人³

(1. 东北大学 信息工程学院, 辽宁 沈阳 110819;

2. 沈阳工业大学 电气工程学院, 辽宁 沈阳 110870;

3. 沈阳蓝光驱动技术有限公司, 辽宁 沈阳 110179)

摘要: 从机电一体化角度提出了小功率低速直驱笼型异步电机(LLDSM)额定电压的确定方法,研究了额定电压与最大转矩倍数和变频电源最大输出电压之间的关系。论述了LLDSM极数和槽数的选择原则,并仿真分析了不同极槽配合时气隙磁场的谐波含量。最后对制作的LLDSM进行了试验,测得电机转矩与电流和电压的关系曲线,并对试验数据进行了研究分析,验证了理论分析的正确性。

关键词: 笼型异步电动机; 小功率; 直驱; 额定电压; 极槽配合

中图分类号: TM 343 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2019)06-0072-05

Research of Low-Power Low-Speed Direct-Drive Squirrel-Cage Asynchronous Motor*

LIANG Bingxue¹, WANG Dazhi¹, ZHANG Bingyi², XU Guangren³

(1. School of Information Science & Engineering, Northeastern University, Shenyang 110819, China;

2. Faculty of Electrical Engineering, Shenyang University of Technology, Shenyang 110870, China;

3. Shenyang Bluelight Drive Technology Co., Ltd., Shenyang 110179, China)

Abstract: From the view point of mechatronics, a method to determine the rated voltage of low-power low-speed direct-drive squirrel-cage asynchronous motor (LLDSM) was presented. The relationship among the rated voltage, the maximum torque multiple and the maximum output voltage of variable frequency power supply was researched. The selection principle of pole number and slot number of LLDSM was discussed, and the harmonic content of air gap magnetic field in different pole-slot match was simulated and analyzed. Moreover, the prototype of LLDSM was tested, and the relationship curves of motor torque versus current and voltage were measured. The experimental data were studied and analyzed to verify the correctness of the theoretical analysis.

Key words: squirrel-cage asynchronous motor; low-power; direct-drive; rated voltage; pole-slot match

0 引言

在生产生活中,许多设备需要小功率低速电机驱动,如别墅电梯、各种小型搅拌设备、一些家用电器等。目前此类设备驱动分两种形式:(1)采用带有减速机构的间接驱动方式,此方式存在结构复杂,效率低,维护困难,污染严重等问题;

(2)采用永磁同步电动机直接驱动方式,永磁同步电动机具有效率高的优点,但永磁体价格高,生产复杂。因此,研究一种高效可靠的低速直驱电机意义非常重大。

笼型异步电动机因结构简单、价格低廉、可靠性高、使用方便以及能适用于各种复杂工作环境,而得到了广泛应用^[1]。使用变频器对异步电机供

* 基金项目: 国家重点研发计划项目(2017YBF1300900)

作者简介: 梁丙雪(1981—),男,博士后,研究方向为特种电机及其控制。

王大志(1963—),男,教授,博士生导师,研究方向为特种电机及其控制、大功率电力电子技术及其在工业电力系统与电力传动中的应用、智能控制理论及应用等。

电以实现电机的各种复杂控制已经成为趋势之一^[2-3]。发展各种专用变频电机来取代原有的通用变频电机是我国机电行业产品结构调整的重点。文献[4-7]针对高速异步电动机进行了大量研究,得到了较多有益的结论,然而针对低速异步电机的研究却较少。本文将对小功率低速直驱笼型异步电动机进行研究。

本文针对小功率低速直驱笼型异步电动机额定电压的选取、极数和定子槽数的选择、转子槽数的优化等问题展开了研究。设计分析了额定功率 1.1 kW、额定转矩 100 N·m、额定转速 102 r/min、20 极的样机,测试了有关参数,并对测试数据进行了分析。

1 额定电压的选取

变频电机的起动和额定运行性能均与变频装置有关^[8]。根据机电一体化的观点,小功率低速直驱笼型异步电动机额定电压的确定应与变频装置统一考虑。

三相感应电动机的相量图如图 1 所示。

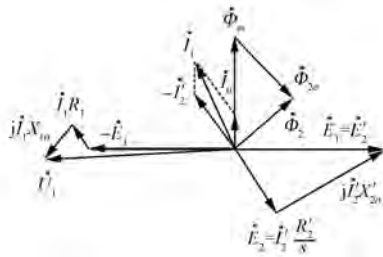


图 1 三相感应电动机相量图

由图 1 可得:

$$U_1 = -E_1 + I_1(R_1 + jX_{1\sigma}) \quad (1)$$

$$I_1 = I_0 + I_2' \quad (2)$$

$$E_1 = -I_0(R_m + jX_m) \quad (3)$$

式中: U_1 ——定子相电压;

E_1 ——定子相感应电动势;

I_1 ——定子相电流;

R_1 ——定子相电阻;

$X_{1\sigma}$ ——定子漏抗;

I_0 ——定子励磁电流;

I_2' ——折算后的转子相电流;

R_m ——励磁电阻;

X_m ——励磁电抗。

电磁转矩的计算式为

$$T_e = \frac{3}{\sqrt{2}} p N k_{w1} \Phi_m I_2' \cos \varphi_2 \quad (4)$$

式中: p ——极对数;

N ——定子每相串联匝数;

k_{w1} ——定子绕组系数;

Φ_m ——主磁通;

$\cos \varphi_2$ ——转子回路功率因数。

磁场定向时,转子磁场为恒值,即:

$$\Phi_2 = \Phi_m \cos \varphi_2 = C \quad (5)$$

由式(4)、式(5)可知,当转子磁场保持恒值时,电磁转矩与转子电流呈线性关系。

低速直驱异步电机为恒转矩运行方式,转速恒定时,感应电动势 E_1 在负载增大过程中基本不变。当负载变大时,由式(1)及图 1 可得,变频装置输出电压 U_1 随之升高。设计恒转矩异步电动机时,电压额定值由最大电磁转矩倍数确定。

最大电磁转矩为

$$T_{\max} = \frac{p U_{\max}^2}{4\pi f_1 [R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma} + X'_{2\sigma})^2}]} \quad (6)$$

式中: f_1 ——电机额定频率;

U_{\max} ——变频器最大输出电压有效值;

$X'_{2\sigma}$ ——转子漏抗。

假设运行过程中电机定子电阻 R_1 、定子漏抗 $X_{1\sigma}$ 、转子漏抗 $X'_{2\sigma}$ 保持不变,为了满足最大转矩倍数的要求,则电机额定电压取值为

$$U_N = \sqrt{\frac{U_{\max}^2}{T_m}} = \frac{U_{\max}}{\sqrt{T_m}} \quad (7)$$

式中: T_m ——最大转矩倍数。

考虑变频装置自身压降损失,变频装置输出电压为输入电压的约 0.95 倍,取 $U_{\max} = 0.95 U_s$,则式(6)和式(7)分别可变为

$$T_{\max} = \frac{0.902 \ 5p U_s^2}{4\pi f_1 [R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma} + X'_{2\sigma})^2}]} \quad (8)$$

$$U_N = \frac{0.95 U_s}{\sqrt{T_m}} \quad (9)$$

其中: T_m 的取值范围一般为 1.2 ~ 2.5, 则 $U_N = (0.60 \sim 0.86) U_s$ 。

由图 1 可知,为了满足变频电动机过载倍数较高的要求,需要适当减小 E_1 , 减小定子电阻 R_1

和定子漏抗 $X_{l\sigma}$, 以减小定子电压损失, 提高最大电磁转矩倍数。

2 极槽配合的选择

2.1 极数的选择

电动机极数在设计中是较早需要确定的^[9]。小功率低速直驱笼型异步电动机的极数选择主要考虑以下 4 个方面。

(1) 转速。极数增多和供电频率降低均可达到使电机低速运转的目的。极数的增多将带来铁耗的增大, 文献[2, 10]对变频电机的铁耗进行了大量的研究分析。但对于低速异步电机, 频率一般不高, 铁耗的影响较小。因此, 对于低速电机, 采用多极结构是首选方法。

(2) 变频电源输出频率。逆变电源的输出频率是有一定范围的^[11-12], 确定电机极数时, 应在逆变电源的输出频率范围内。

(3) 材料利用率。电机的有效材料利用率与极数密切相关。极数多则有效材料利用率高, 电机体积小; 反之, 有效材料利用率低, 电机体积大。图 2 所示为样机的磁力线分布。

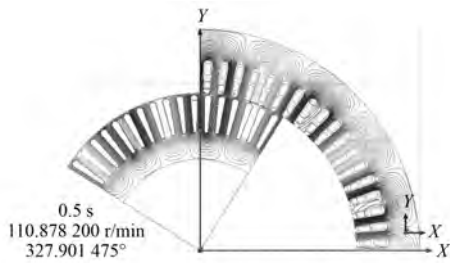


图 2 样机磁力线分布

从图 2 可以看出, 在同样的定转子轭部磁密下, 轭部可以较薄, 铁磁材料的利用率高。同时, 因极数多, 绕组跨距短, 铜材利用率高。

(4) 效率和功率因数。电动机的效率和功率因数与极数有关。下面就电机极数对效率和功率因数的影响进行分析。

电动机的线负荷为

$$A = \frac{mN_{\phi}I_{\phi}}{\pi D_{i1}} \quad (10)$$

式中: m ——相数;

N_{ϕ} ——定子绕组每相串联导体数;

I_{ϕ} ——定子相电流;

D_{i1} ——定子内径。

每对极磁动势 F_p 为

$$F_p = \frac{mN_{\phi}I_{\phi}k_m}{p} \quad (11)$$

式中: k_m ——励磁电流所占定子每相电流的比例系数。

将式(10)代入式(11)可得每对极磁动势为

$$F_p = \frac{A\pi D_{i1}k_m}{p} \quad (12)$$

在忽略铁心磁阻情况下, 气隙磁感应强度 B_{δ} 为

$$B_{\delta} = \frac{F_p\mu_0}{2K_{\delta}\delta} \quad (13)$$

式中: μ_0 ——气隙磁导率;

K_{δ} ——气隙系数;

δ ——气隙长度。

将式(12)代入式(13), 可得:

$$B_{\delta} = \frac{A\pi D_{i1}k_m\mu_0}{2pK_{\delta}\delta} \quad (14)$$

一般来讲, 对于冷却条件相同、主要尺寸相同或相近的异步电动机, 线负荷 A 基本为常数。假设电机的励磁电流所占定子每相电流的比例系数 k_m 为常数, 则由式(12)可知, 随着电动机极对数 p 的增加, 每对极磁动势 F_p 变小; 由式(13)得出气隙磁感应强度 B_{δ} 随每对极磁动势 F_p 变小而变小, 电动机输出力矩变小。对于转速相同或相近的电动机, 气隙长度 δ 基本相同, 如果保持气隙磁感应强度 B_{δ} 不变, 则由式(14)可知, 随着电动机极对数 p 的增加, k_m 需要增加, 定子电流中的励磁分量变大, 电动机的功率因数变坏, 效率变低, 输出力矩减小。

综上所述, 随着极数(2极除外)的增多异步电动机效率和功率因数下降, 但材料利用率提高, 电机的体积变小。因为小功率变频异步电动机功率小, 对体积和重量的要求较为苛刻, 所以小功率变频异步电动机宜选用多极结构。

2.2 定子槽数的选择

三相交流电动机, 定子槽数 $Q_1 = 3k (k = 1, 2, 3, \dots)$ 。除此之外, 定子槽数的选择应从以下 3 个方面考虑。

2.2.1 短距系数

本文所设计样机定子冲片为 72 槽, $p = 10$, 每

极每相槽数为 $q=1.2$, 绕组跨距为 $5\pi/6$, 有效削弱了 5、7 次空间谐波磁场。

图 3 和图 4 所示分别为 24 极 72 槽气隙磁场谐波分析图和 20 极 72 槽气隙磁场谐波分析图。从图 3、图 4 可以看出, 20 极气隙磁场的 5、7 次谐波远小于 24 极的谐波, 其他次谐波分量亦小于 24 极。谐波将引起电机的振动和噪声, 因此, 为了降低电机振动噪声, 保证电机及其所拖动系统能长期稳定运行, 需要合理地选择短距系数。

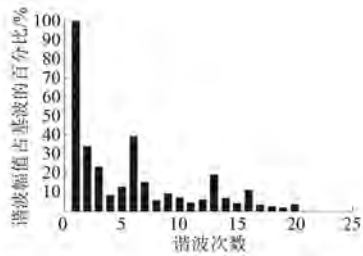


图 3 24 极 72 槽气隙磁场谐波分析

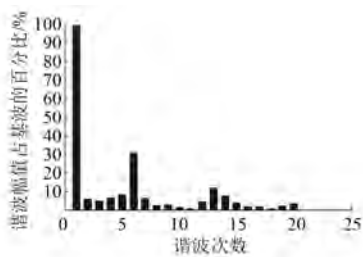


图 4 20 极 72 槽气隙磁场谐波分析

2.2.2 分布系数

在传统的电机结构中, 每极每相槽数 q 的取值为 $2 \leq q \leq 6$, 以获得较好的反电动势波形。由于定子冲片所开槽数的限制, 普通中小型异步

电动机一般做成 2~8 极。

对于极相组为 $q = \frac{a}{b}$ 的分数槽电动机, 应使

$2 \leq a \leq 6$, 以减小电动势谐波。

2.2.3 漏抗

漏抗对电动机的过载能力和弱磁性能有较大影响。当电机极数一定时, 定子槽数多, 每极每相槽数大, 电机漏抗小, 电机过载能力强, 弱磁扩速能力差; 反之, 过载能力小, 弱磁扩速能力强^[13]。

3 样机试验及试验数据分析

低速直驱异步电机试验现场如图 5 所示。试验采取共母线的方式测试样机的性能指标。

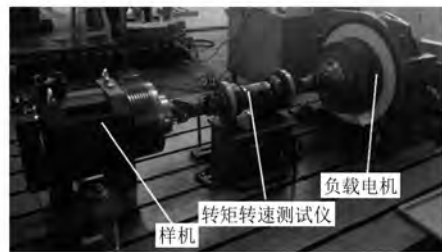


图 5 样机测试平台

对样机的额定电压、额定电流、效率、功率因数和温升进行测试。试验与计算参数对比如表 1 所示。从表 1 可以看出, 样机额定转矩时的额定电压为 152 V, 与根据式 (7) 计算值得出的 153.4 V 吻合。变频装置的最大输出电压为 200 V, 样机设计要求额定转矩为 100 N·m, 最大输出转矩为 170 N·m, 为额定转矩的 1.70 倍。实测样机的最大过载倍数 1.71 倍与设计值 1.70 近似相等。

表 1 样机试验与计算参数对比表

参数	额定电压/V	额定电流/A	功率因数	效率/%	最大转矩倍数	温升/K
计算值	153.4	12.5	0.600	54.6	1.70	—
实测值	152.0	12.7	0.595	54.2	1.71	85

在额定转速下, 定子电压与转矩的关系曲线如图 6 所示。从图 6 可以看出, 样机 1 r/min 时的电压为 48 V。在采用转子恒磁链的矢量控制方法时, 电压随负载转矩的增加而增大, 样机的电压与转矩倍数的平方根基本呈正比关系。

图 7 所示为在额定转速下, 样机定子电流与

转矩的关系曲线图。定子电流由励磁电流和转矩电流组成, 样机在恒转矩工况下运行时, 转子磁链为恒定值, 忽略转子漏磁通, 则气隙磁场为恒定值, 所以电机的励磁电流在不同负载下均为常数。随着负载转矩的增加, 转子电流与输出转矩呈正比关系, 定子转矩电流分量与负载呈线性关系。

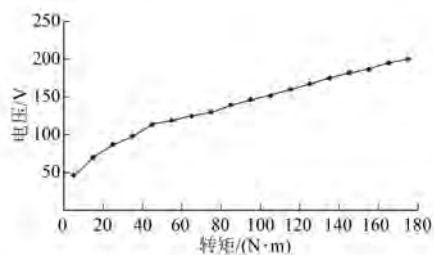


图6 额定转速下转矩与电压的关系曲线图

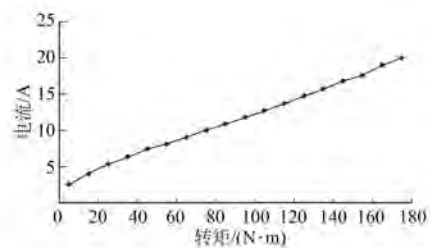


图7 额定转速下转矩与电流的关系曲线图

图8所示为在额定转矩下电压与旋转速度关系曲线图。在额定转矩下,电压与转速呈线性关系;随着转速的升高,感应电动势增大,电压随之变大。

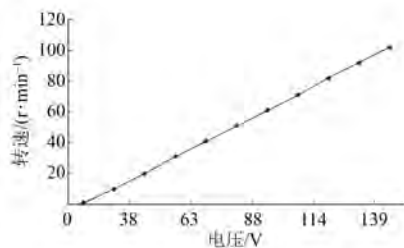


图8 额定转矩下电压与转速的关系曲线图

4 结 语

本文从机电一体化的角度,阐述了小功率低速直驱笼型异步电动机额定电压的确定方法,分析了极槽配合的选取原则。小功率低速直驱笼型异步电动机的额定电压为变频装置输出电压的0.60~0.86倍较为合理,要求最大转矩倍数大时取较小值,要求最大转矩倍数小时取较大值。电机应采用5/6的绕组短距系数,以削弱5、7次气隙磁场谐波,减小振动和噪声。本文测试并分析了样机电压、电流与转矩之间的关系。试验结果与理论分析相吻合,证明了理论分析的正确性。

小功率低速直驱笼型异步电动机每极每相槽数较少时,绕组空间谐波较大,对于振动噪声要求较高的应用需要进一步研究减小振动的方法。

【参 考 文 献】

- [1] 胡文彪,王智勇,吕照瑞.感应电机故障诊断中的电机转速自动测定方法[J].电机与控制应用,2015,42(12): 74.
- [2] 王海荣,吴建华.基于场路耦合法的变频感应电机铁耗计算[J].机电工程,2014,31(2): 203.
- [3] TRIPATHI A, NARAYANCN G. Evaluation and minimization of low-order harmonic torque in low-switching-frequency inverter-fed induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2016,52(2): 1477.
- [4] STUMMPF P, JARDAN R K, NAGY I. Subharmonics generated by space vector modulation in ultrahigh speed drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2012,59(2): 1029.
- [5] JARDAN R, STUMPF P, BARTAL P, et al. A novel approach in studying the effects of subharmonics on ultrahigh-speed AC motor drives[J].IEEE Transactions on Industrial Electronics,2011,58(4): 1274.
- [6] MARCETIC P, KRČMAR I R, GECIC M A, et al. Discrete rotor flux and speed estimators for high-speed shaft-sensorless IM drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2014,61(6): 3099.
- [7] TERZIC M V, MIHIC D S, VUKOSAVIC S N. Design of high-speed, low-inertia induction machines with drag-cup rotor [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2014,29(1): 169.
- [8] HU S D, ZHAO Z M, HUA B, et al. An enhanced DC preexcitation with effective flux-linkage control for the high-power induction motor drive system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26 (9): 2375.
- [9] 傅丰礼,唐孝镐.异步电动机设计手册[M].2版.北京:机械工业出版社,2007: 236-320.
- [10] 赵海森,张冬冬,王义龙,等.变频供电条件下感应电机空载铁耗分布特点及其精细化分析[J].中国电机工程学报,2016,36(8): 2260.
- [11] ZHANG Y, ZHAO Z, ZHU J. A hybrid PWM applied to high-power three-level inverter-fed induction-motor drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2011,58(8): 3409.

(下转第101页)

在 M2 的位移模式下, 先给定转速为 1 200 r/min, 给定位移为 375 mm, 点击起动按钮使丝杆下降。在到达给定位置后, 给定位移改为 -375 mm, 给定转速不变, 再次点击起动按钮使丝杆上升复位。图 10 所示为 M2 位移模式下整个测试过程的实时转速、位移曲线。图 10 中, 第 1 段为丝杆下降过程, 第 2 段为丝杆下降到达给定位置后, 第 3 段为丝杆上升复位过程, 第 4 段为复位结束后。由此可观察到丝杆下降和上升复位过程中位移均能达到给定位置并准确停车, 且在位移过程中 M2 运行转速平稳。说明通过上位机控制 M2 的位移模式从而控制丝杆的定位升降可行且性能较好。

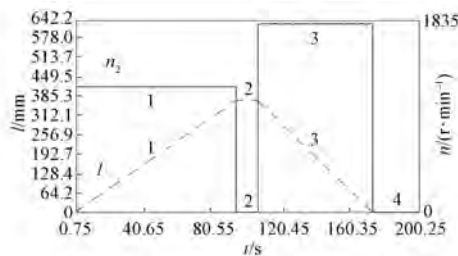


图 10 M2 位移模式下的实时转速、位移曲线

在 M2 的力模式下选择力载荷曲线斜率为 2 N/s, 最大力为 1 000 N, 由式(1)计算出 M2 的最大转矩值。使 M2 在运行过程中转矩每隔 5 s 增加 1%。图 11 所示为 M2 力模式下的给定及实际转矩百分比曲线。

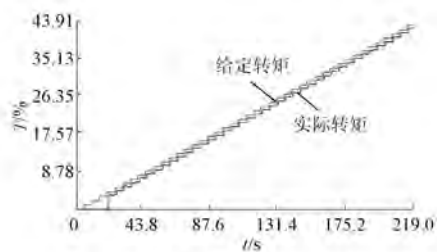


图 11 M2 转矩百分比曲线

给定转矩百分比曲线近似为一条阶梯状上升

的直线, 实际转矩百分比曲线刚开始由于转矩较小, M2 并未起动, 转矩值为零, 起动后的斜率逐渐跟踪上给定曲线斜率, 2 条曲线的差值为空载转矩。可知使用此方法控制 M2 力模式可行。

4 结 语

本文在 VS2017 开发平台上, 利用 MFC 类库, 设计了拉扭复合系统上位机界面, 并与 2 台型号为 A-SV15 的伺服驱动器实现了串口通信, 控制电机在 3 个模式下均能稳定运行; 并在此基础上通过修复信息帧的方法提取到了正确的实时数据, 实现了对电机运行工况的监测和实时控制。这样极大地方便了用户使用驱动器控制电机进行调试, 提高了效率。本文界面设计方法可以推广到其他厂家的伺服驱动器上, 便于对伺服电机进行控制。

【参考文献】

- [1] 张斌, 吉传稳, 刘琨, 等. 具有多种电机控制模式的伺服驱动器的研究[J]. 电工电能新技术, 1999(1): 29.
- [2] 宋坤, 刘锐宁, 李伟明. MFC 程序开发参考大全[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2007.
- [3] 吴康, 刘景林. 多通道步进电机控制系统上位机设计[J]. 微电机, 2015, 48(5): 66.
- [4] 杨斌斌, 李霏, 黄振华, 等. 基于 VB 的电机温度实时在线监测报警系统设计[J]. 电子设计工程, 2017, 25(16): 171.
- [5] 张立, 胡益群, 刘昊, 等. LabVIEW 在微电机能效测试系统中的应用研究[J]. 微电机, 2014, 47(6): 78.
- [6] 黄文力, 李响, 付金光. 基于 VS2010 的可视化 DSP 多直流电机控制系统[J]. 工业仪表与自动化装置, 2018(4): 65.
- [7] 朱懿, 蒋念平. ModBus 协议在工业控制系统中的应用[J]. 微计算机信息, 2006, 22(10): 118.

收稿日期: 2018-12-20

(上接第 76 页)

- [12] NAPOLES J, LEON J I, PORTILLO R, et al. Selective harmonic mitigation technique for high-power converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(7): 2315.
- [13] WANG J B, YUAN X B, ATALLAH K. Design

optimization of a surface-mounted permanent-magnet motor with concentrated windings for electric vehicle applications [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(3): 1053.

收稿日期: 2019-03-19