

基于统一设计法的单绕组双速异步电机绕组设计方案研究

戚叶龙¹, 徐余法², 孙明伦³, 彭大华³

(1. 上海电机学院 电气学院, 上海 200120;

2. 上海第二工业大学, 上海 201209;

3. 上海电气集团上海电机厂有限公司, 上海 200240)

摘要: 通过构建二维槽号图, 并运用统一设计法来对 72 槽 8/10 极变极异步电机的交流绕组进行分析研究, 得出对 8 极来说有较高分布系数的 2 种绕组设计方案。这 2 个方案的基波相带宽度分别是 $60^\circ/165^\circ$ 以及 $120^\circ/120^\circ$ 。采用 YY/ Δ 反向变极结构, 经过绕组磁势谐波计算后, 对 2 种绕组进行节距选择以及磁势谐波分析, 得出三相平衡度高、谐波小的最优方案。

关键词: 单绕组变极电机; 统一设计法; 反向变极; 磁势谐波分析

中图分类号: TM 343 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)08-0065-05

Winding Design Scheme of Single-Winding Double-Speed Asynchronous Motor Based on Unified Design Method

QI Yelong¹, XU Yufa², SUN Minglun³, PENG Dahua³

(1. School of Electrical Engineering, Shanghai Dianji University, Shanghai 200120, China;

2. Shanghai Polytechnic University, Shanghai 201209, China;

3. Shanghai Electric Group Shanghai Motor Factory Co., Ltd., Shanghai 200240, China)

Abstract: The AC windings of 72-slot 8/10-pole motor were analyzed and studied by constructing two-dimensional slot number diagram and using the unified design method. Two winding design schemes with higher distribution coefficient for 8 poles were obtained. The fundamental phase bandwidths of the two schemes were $60^\circ/165^\circ$ and $120^\circ/120^\circ$, respectively. The reverse pole changing structure YY/ Δ was adopted. After calculating the harmonics of the magnetic potential of the windings, the pitch selection of the two windings and the magnetic potential harmonic analysis were performed, and the optimal scheme with high three-phase balance and low harmonics was obtained.

Key words: single-winding pole-changing motor; unified design method; reverse pole changing; magnetic potential harmonic analysis

0 引言

随着科学技术快速发展和生活水平的不断提高, 各类型电机在工业自动化和生活工作中的作用越来越大。因此, 开发高效、节能、降耗、可靠性高的电机产品, 对确保国民经济可持续发展具有

极其重要的战略意义^[1]。

单绕组双速异步电动机是一种只有 1 套定子绕组, 通过外部接线变换获得双转速的电动机, 属于有级调速设备^[2]。由于其具有结构简单、绕组绕制方便、出线头少、简单实用、成本低廉等优点, 在中小型风机一类对调速性能要求不高的场合应

作者简介: 戚叶龙(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电机优化设计。

徐余法(1964—), 男, 博士, 教授, 硕士生导师, 研究方向为电机故障诊断。

孙明伦(1970—), 男, 教授级高级工程师, 研究方向为自动控制。

用广泛,能够起到很好的节能效果。

如何在变极电机中做到以 2 种速度正常运行,且保证变极前后绕组三相平衡以及高次谐波在规定值以下,是绕组设计中的重要问题之一。文献[3-4]对交流电机的绕组理论进行详细的分析和论述,并介绍了矢量法、槽号相位图法、复数解析法等方法来求解绕组磁势谐波。文献[5]介绍了异步电机交流绕组的设计。文献[6-8]主要讨论了 2 种极数的变极绕组设计,提出了元绕组概念和最小对称槽号组的概念,对于变极绕组的设计有重要影响。文献[9-10]介绍了异步电机中谐波磁场对电机性能的影响。

1 不同绕组方案的槽号排列

1.1 二维槽号图

通过统一设计法来确定 72 槽 8/10 极变极电机的二维槽号图,按电机定子槽数 $Z = 72$ 计算。每极每相槽数 $q = Z / (2pm)$, 其中 Z 为总槽数, p 为极对数, m 为相数。一般工业用电机均为三相, 本文涉及的变极电机也为三相, 因此 m 取 3。每相槽数为

$$\begin{cases} q_1 = \frac{Z}{2p_1m} = \frac{72}{6p_1} = \frac{3}{1} \\ q_2 = \frac{Z}{2p_2m} = \frac{72}{6p_2} = \frac{12}{5} \end{cases} \quad (1)$$

式中: q_1 ——变前极每极每相槽数;

q_2 ——变后极每极每相槽数;

p_1 ——变前极极对数;

p_2 ——变后极极对数。

根据定义,可以画出传统的槽号相位图。考虑到槽号相位图画法原本与相数无关,但传统槽号相位图法却要借助于相数,存在一定的局限性。因此,本文采用程小华^[8]提出的槽号相位图新画法——单元绕组参数法来画出变极绕组的二维槽号相位图。

变前极单元绕组参数为

$$\begin{cases} t_1 = \text{GCD}(Z, P_1) = \text{GCD}(72, 4) = 4 \\ Z_{t_1} = Z / t_1 = 72 / 4 = 18 \\ p_{t_1} = p_1 / t_1 = 4 / 4 = 1 \end{cases} \quad (2)$$

式中: GCD ——最大公约数;

Z ——交流绕组槽数;

t_1 ——变前极单元绕组数;

Z_{t_1} ——变前极单元绕组的槽数;

p_{t_1} ——变前极单元绕组的极对数。

变后极单元绕组参数为

$$\begin{cases} t_2 = \text{GCD}(Z, p_2) = \text{GCD}(72, 5) = 1 \\ Z_{t_2} = Z / t_2 = 72 / 1 = 72 \\ p_{t_2} = p_2 / t_2 = 5 / 1 = 5 \end{cases} \quad (3)$$

式中: t_2 ——变后极单元绕组数;

Z_{t_2} ——变后极单元绕组的槽数;

p_{t_2} ——变后极单元绕组的极对数。

二维槽号相位图的参数包括纵向参数和横向参数。纵向参数是由变前极决定的参数,有行数 L_1 和纵向步长 F_1 ; 横向参数是由变后极决定的参数,有列数 L_2 和横向步长 F_2 。因为 Z_{t_1} 与 Z_{t_2} 均为偶数,所以有:

$$\begin{cases} L_1 = Z_{t_1} = 18 \\ F_1 = p_{t_1} = 1 \\ L_2 = Z_{t_2} = 72 \\ F_2 = p_{t_2} = 5 \end{cases} \quad (4)$$

依据所得参数画出 72 槽 8/10 极的二维槽号相位图(仅展示出横向槽号的一半,即 180° , 其余部分规律相同), 如图 1 所示。其中纵向为变前极 8 极, 横向为变后极 10 极。

1	-10	19	-28
2	-11	20	-29
-66	3	-12	21
-67	4	-13	22
59	-88	5	-14
60	-89	6	-15
-52	61	-70	7
-53	62	-71	8
45	-54	63	-72
-37	46	-55	64
-38	47	-56	65
30	-39	48	-57
31	-40	49	-58
-23	32	-41	50
-24	33	-42	51
16	-25	34	-43
17	-26	35	-44
-9	18	-27	36

图 1 二维槽号相位图

1.2 绕组方案的槽号排列

由设计交流电机变极绕组的统一设计法,可得 72 槽 8/10 极基于反向结构的 3 个可用方案以及槽号排列。3 个设计方案分别是正规绕组设计方案、2 份式非正规方案和 3 份式非正规方案。同时对于 72 槽 8/10 极绕组, 3 个方案均是反转

向才能满足平衡要求。图 2 所示为正规绕组反转向切割方案图。非正规方案均是在正规方案的基础上进行每个半相绕组切割再移植得出的。

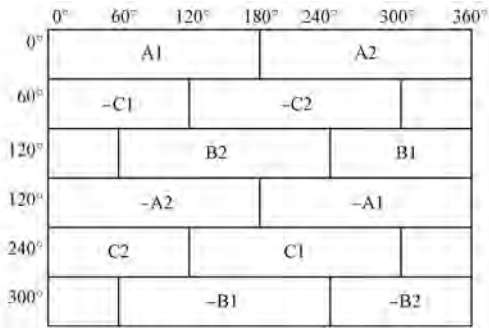


图 2 正规绕组反转向切割方案图

若要求所设计变前极 p_1 有较高的分布系数, 则宜采用正规方案; 若仅要求变后极 p_2 有较高的分布系数, 则宜采用 3 份式非正规方案; 若要求 p_1 、 p_2 都有较高的分布系数, 则宜采用 2 份式非正规方案。

对本文来说, 实际运行的电机处于长期工作状态下, 不仅对高速状态下要求较高, 对低速状态下也有一定要求, 因此不宜采用 3 份式非正规方案。根据上述理论, 选取 2 份式非正规方案与正规方案进行对比, 以便选用最优方案。

对图 1 二维槽号图进行正规绕组反转向切割, 得到 6 个半相绕组和正规方案槽号排列, 再对半相绕组进行切割后反向移植, 可得出非正规方案槽号排列。2 种方案的槽号排列如表 1、表 2 所示。

表 1 正规方案各相槽号排列

A 相槽号		B 相槽号		C 相槽号	
1	37	25	61	49	13
2	38	26	62	50	14
3	39	27	63	51	15
19	55	43	7	67	31
20	56	44	8	68	32
21	57	45	9	69	33
-28	-64	-52	-16	-4	-40
-29	-65	-53	-17	-5	-41
-66	-30	-18	-54	-42	-6
-10	-46	-34	-70	-58	-22
-11	-47	-35	-71	-59	-23
-12	-48	-36	-72	-60	-24

表 2 2 份式非正规方案各相槽号排列

A 相槽号		B 相槽号		C 相槽号	
1	37	25	61	49	13
2	38	26	62	50	14
3	39	27	63	51	15
16	52	40	4	64	28
17	53	41	5	65	29
19	55	43	7	67	31
20	56	44	8	68	32
-66	-30	-18	-54	-42	-6
-9	-45	-33	-69	-57	-21
-10	-46	-34	-70	-58	-22
-11	-47	-35	-71	-59	-23
-12	-48	-36	-72	-60	-24

2 72 槽 8/10 极绕组连接

本文的 72 槽 8/10 极交流绕组正规方案与非正规方案均采用 YY/ Δ 反向变极结构。这种变极结构属于经典意义上的反向法变极, 即变极前后各个线圈相属不变, 每相中有一半线圈在变极后反向, 以此达到改变级数的目的。

具体连接图如图 3、图 4 所示。图 3 为变前极 8 极的连接方式。图 4 为变后极 10 极的连接方式。

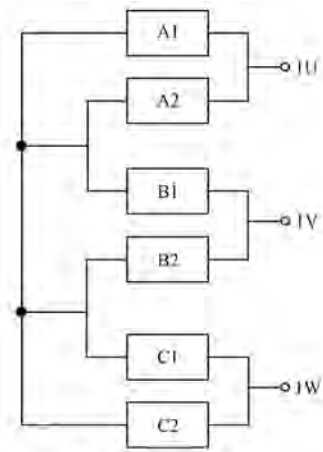


图 3 8 极 YY 连接

正规绕组方案中, 图 3 和图 4 中的 A1 由表 1 第一列的 12 个线圈串联得成, A2 由表 1 第二列的 12 个线圈串联得成, B1、B2、C1、C2 以此类推。非正规绕组方案同理。

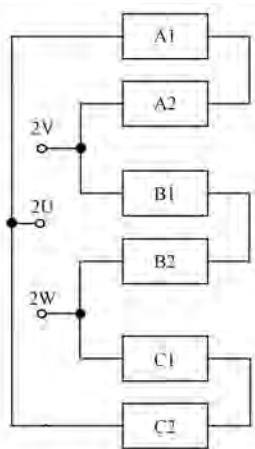


图4 10极Δ连接

图3和图4中共有6根引出线,分别是1U、1V、1W、2U、2V、2W。当绕组为YY连接运行于8极时,1U、1V、1W接三相电源,2U、2V、2W直接相连。当绕组为Δ连接运行于10极时,2U、2V、2W接三相电源,1U、1V、1W悬空。

3 2种可用方案的谐波计算

3.1 绕组节距选择

极距 τ 可用每极所对应的槽数来表示, $\tau=Z/2p$ 。因为8极极距 τ_1 为9倍槽距,10极极距 τ_2 为7.2倍槽距,所以变前极和变后极性能均较好的节距只能是7、8、9或者10。在选择线圈节距时,为了消除较多谐波,应该使 y 和 Z 有较大的公约数,以便能增加“零点”。对于72槽电机,取 $y=7(H=1)$ 只能消除 $\nu=72、144$ 等谐波,取 $y=10(H=2)$ 只能消除 $\nu=36、72、108$ 等谐波,而取 $y=8(H=9)$ 能消除8、16、24、32等谐波,取 $y=9(H=8)$ 能消除9、18、27、36等谐波,因此在消除谐波方面取 $y=7$ 和 $y=10$ 比取 $y=8$ 和 $y=9$ 差。经过大量计算发现,当节距为8时绕组磁势谐波计算结果最好,因此采用节距为8的情况对绕组磁势谐波加以分析。

3.2 2种方案谐波计算

利用复量解析法来对绕组系数进行求解。

求绕组系数 K_{wv} 的公式为

$$K_{wv} = K_{sv} \cdot K_{yv} \cdot K_{qv} \quad (5)$$

式中: K_{sv} ——槽口系数,当谐波极对数 $\nu < 20$ 时约等于1。

节距系数 K_{yv} 求解公式为

$$K_{yv} = \sin \frac{v\pi y}{Z} \quad (6)$$

绕组的分布系数 K_{qv} 是相绕组所有线圈的磁势的矢量和与算术和之比,其推导公式较为繁琐。本文仅列出 $y=8$ 最后求解结果,如表3~表6所示。其中,表3为正规方案8极时谐波分析结果,表4为正规方案10极时谐波分析结果,表5为非正规方案8极时谐波分析结果,表6为非正规方案10极时谐波分析结果。其中: K_{qvp} 为 v 对极磁势谐波的正转分布系数, K_{qvn} 为 v 对极磁势谐波的反转分布系数, K_{yv} 为绕组节距系数, F_{vp} 为 v 对极磁势谐波的正转百分比, F_{vn} 为 v 对极磁势谐波的反转百分比。

表3 正规方案8极时谐波分析结果

v	K_{qvp}	K_{qvn}	K_{yv}	F_{vp}	F_{vn}
1	0.005 8	0	0.342 0	0.8	0
2	0	0.007 1	0.642 8	0	1.0
4	0.959 8	0	0.984 8	100.0	0
5	0	0.037 9	0.984 8	0	3.2
7	0.035 9	0	0.642 8	1.4	0
8	0	0.015 1	0.342 0	0	0.3
10	0.024 1	0	-0.342 0	-0.4	0
11	0	0.019 1	-0.642 8	0	-0.5
13	0.019 3	0	-0.984 8	-0.6	0
17	0	0.038 8	-0.342 0	0	-0.3

表4 正规方案10极时谐波分析结果

v	K_{qvp}	K_{qvn}	K_{yv}	F_{vp}	F_{vn}
1	0.121 8	0	0.342 0	32.9	0
2	0	0.009 8	0.642 8	0	2.5
4	0.011 7	0	0.984 8	2.3	0
5	0	0.641 7	0.984 8	0	100.0
7	0.204 4	0	0.642 8	14.8	0
8	0	0.022 4	0.342 0	0	0.8
10	0.048 3	0	-0.342 0	-1.3	0
11	0	0.307 0	-0.642 8	0	-14.2
13	0.528 9	0	-0.984 8	-31.7	0
17	0	0.150 6	-0.342 0	0	-2.4

表 5 非正规方案 8 极时谐波分析结果

v	K_{qvp}	K_{qvn}	K_{yv}	F_{vp}	F_{vn}
1	0.005 4	0	0.342 0	1.0	0
2	0	0.165 4	0.642 8	0	24.9
4	0.865 1	0	0.984 8	100.0	0
5	0	0.009 3	0.984 8	0	0.9
7	0.030 1	0	0.642 8	1.3	0
8	0	0.135 7	0.342 0	0	2.7
10	0.073 8	0	-0.342 0	-1.2	0
11	0	0.037 4	-0.642 8	0	-1.0
13	0.025 7	0	-0.984 8	-0.9	0
17	0	0.029 1	-0.342 0	0	-0.3

表 6 非正规方案 10 极时谐波分析结果

v	K_{qvp}	K_{qvn}	K_{yv}	F_{vp}	F_{vn}
1	0.154 6	0	0.342 0	32.9	0
2	0	0.013 3	0.642 8	0	2.7
4	0.009 6	0	0.984 8	1.5	0
5	0	0.814 8	0.984 8	0	100.0
7	0.127 3	0	0.642 8	7.3	0
8	0	0.020 8	0.342 0	0	0.6
10	0.030 8	0	-0.342 0	-0.7	0
11	0	0.191 1	-0.642 8	0	-6.9
13	0.329 3	0	-0.984 8	-15.5	0
17	0	0.093 8	-0.342 0	0	-1.2

4 绕组方案平衡度及特征

正规方案变前极 8 级下每相基波矢量幅值近似相等,三相之间相差 120°,如表 7 所示。变后极 10 极下每相基波矢量幅值也近似相等,三相之间同样相差 120°,可以得出正规方案变极前后是能满足电流平衡的要求,同理可得非正规方案同样能满足平衡要求。

表 7 2 种方案每相基波矢量幅值及相位角

参数名称	正规方案 8 极			正规方案 10 极		
	A	B	C	A	B	C
矢量幅值	23.035	23.035	23.035	15.401	15.401	15.401
相位角/(°)	39.99	160.00	-80.00	102.46	-17.54	222.45
参数名称	非正规方案 8 极			非正规方案 10 极		
	A	B	C	A	B	C
矢量幅值	20.764	20.764	20.764	19.557	19.557	19.556
相位角/(°)	26.10	146.11	266.10	71.29	-48.71	191.29

由表 3~表 6 所求出的谐波数据可以得出正规方案和非正规方案的特征,如表 8 所示(括号内数字为最大同向谐波含量时谐波次数)。

表 8 方案特征表

8 极	相带宽度/(°)	基波分布系数	绕组分布系数	最大同向谐波含量/%
正规方案	60	0.959 8	0.945 2	1.4(7)
非正规方案	120	0.865 1	0.852 0	1.3(7)
10 极	相带宽度/(°)	基波分布系数	绕组分布系数	最大同向谐波含量/%
正规方案	165	0.641 7	0.631 9	14.2(11)
非正规方案	120	0.814 8	0.802 4	6.9(11)

从表 8 可以看出,相带宽度越小,绕组分布系数越大。正规方案变前极 8 极时绕组分布系数比非正规方案变前极 8 极时绕组分布系数好;正规方案变后极 10 极时绕组分布系数比非正规方案变后极 10 极时绕组分布系数差。由此可知,正规方案对 8 极为有利,对 10 极较差;非正规方案对 8 极和 10 极均较为有利。

5 结 语

本文运用统一设计法对 72 槽 8/10 极变极电机的交流绕组进行分析研究,得出对 8 极来说具有较高分布系数的正规方案和非正规方案。这 2 个方案变极前后均满足三相电流平衡,基波相带宽度分别是 60°/165°以及 120°/120°。谐波分析结果表明:正规方案对 8 极更有利,但对 10 极来说效果较差,非正规方案对 8 极来说不如正规方案,但对 10 极来说比正规方案好;非正规方案的 8 极与 10 极的基波矢量幅值非常接近且波动较小,正规方案的 8 极基波矢量幅值是 10 极的 1.5 倍,即非正规方案优于正规方案。

【参 考 文 献】

[1] 陈伟华,李秀英,姚鹏.中国中小型电机产业现状及发展趋势(待续)[J].电机与控制应用,2008,35(1): 1.

[2] 徐润启.电机节能控制技术与实现[D].成都:电子科技大学,2009.

[3] 许实章.交流电机的绕组理论[M].北京:机械工业出版社,1985.

(下转第 86 页)

3 应用实例

2017年9月,大功率多相变频驱动系统(九相电机和九相变频器)在马鞍山钢铁股份有限公司顺利投运,至今已连续稳定运行一年零六个月,无故障情况发生且该系统可靠性高、效率高,节能效果明显;起动电流小,运行更平稳;多相电机温升低、噪声低、振动小。

4 结 语

本文所设计的大功率多相变频驱动系统具有起动平稳、系统节能、运行安全可靠、成本低等优点,九相电机运行效率高、温升低、振动小、噪声低,各种性能优异,产品世界领先。

大功率多相变频驱动系统可用于驱动各种通用机械,如压缩机、水泵、破碎机、切削机床、运输机械及其他机械设备,可在矿山、机械工业、石油化工工业、发电厂等各种工矿企业中广泛推广和应用,在舰船、潜艇、航空等军工领域具有广阔的发展前景。

【参考文献】

[1] 薛山,温旭辉,王又珑.多相永磁同步电机多维控制

技术[J].电工技术学报,2008,23(9): 65.

- [2] 刘雪梅,倪泽浩,李爱平.基于 ANSYS 的大型异步电机转子系统动态特性分析[J].中国工程机械学报,2013,11(6): 480.
- [3] 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.
- [4] 王又珑.十五相感应电机磁场分析及驱动技术研究[D].北京:中国科学院电工研究所,2009.
- [5] 李发海,朱东起.电机学[M].3版.北京:科学出版社,2001.
- [6] 黄进.p 对极 n 相对称系统的变换理论[J].电工技术学报,1995,10(1): 53.
- [7] 王东,马伟明,顾伟峰,等.12/3 相双绕组感应发电机的谐波不对称分析[J].中国电机工程学报,2004,24(5): 148.
- [8] 吴新振,王祥珩,罗成.多相异步电机谐波电流与谐波磁势的对应关系[J].清华大学学报(自然科学版),2005,45(7): 865.
- [9] 鲍晓华,程晓巍,方勇,等.大型异步电机定子端部绕组电磁力的研究[J].电机与控制学报,2013,17(10): 27.
- [10] 王建乔,赵强.大功率九相变频异步电机通风系统热流耦合仿真分析[J].电机与控制应用,2018,45(7): 78.

收稿日期: 2019-04-30

(上接第 69 页)

- [4] 许实章.新型电机绕组——理论与设计[M].北京:机械工业出版社,2002.
- [5] 诸自强,陈永校,商庆元,等.低噪声异步电动机的理论和设计[J].微特电机,1988,16(4): 13.
- [6] 程小华,陈雪华,张城生,等.交流电机变极绕组设计 I:理论基础——概念和法则[J].中国电机工程学报,1997,17(2): 84.
- [7] 程小华,陈雪华,张城生,等.交流电机变级绕组的设计 II:统一设计法[J].中国电机工程学报,1997,17(2): 87.

- [8] 程小华.交流电机绕组的变极理论[M].北京:科学出版社,2014.
- [9] RAWCLIFFE G H, BURBIDGE R F, FONG W. Induction-motor speed-changing by pole-amplitude modulation [J]. Proceedings of the IEE-Part A: Power Engineering, 1958, 105(22): 411.
- [10] 海勒尔 B,哈马塔 V.异步电机中谐波磁场的作用[M].章名涛,俞鑫昌,译.北京:机械工业出版社,1980.

收稿日期: 2019-04-26