

多边形绕组在无刷励磁机中的应用

仲伟林, 胥睿

(东方电气东方电机有限公司, 四川 德阳 618000)

摘要:介绍了无刷励磁机采用的多边形绕组;提出了多边形绕组的实现方法,简化了端部接线;给出了常用的极数、槽数、相数配合,并利用对称分量法进行磁势谐波分析。

关键词:无刷励磁机;相带;多边形绕组;磁势谐波

Abstract: Polygonal winding of brushless exciter is presented. The method of implementing polygonal winding is proposed, and the end connection is simplified. Magnetic potential harmonic is analyzed with symmetrical component method, and the common combination of poles, slots and phases is proposed.

Key words: brushless exciter; phase belt; polygonal winding; magnetic potential harmonic

中图分类号: TM31 文献标志码: A 文章编号: 1003-6954(2017)06-0085-04

DOI:10.16527/j.cnki.cn51-1315/tm.2017.06.019

0 引言

无刷励磁机因其运行可靠性高、维护简便、环境适应性强,在很多领域正广泛取代传统的有刷励磁。通常,无刷励磁电机的励磁电压不太高,但励磁电流较大。常规大型发电机的励磁电压一般不超过600V,如百万千瓦级发电机,励磁电压约600V,励磁电流约9700A。因均流问题,一般不采用二极管并联方式来提高无刷励磁机输出电流,大型励磁机电枢绕组一般采用三相多支路或多相绕组(简称多边形绕组)。多边形绕组易于简化接线,绕组利用率高,容错能力强,因而在大型励磁机中被广泛采用。下面主要探讨接线最为简化的多边形绕组。

1 多边形绕组的接法

1.1 绕组接法

三相电机可以接成三角形或星形,同样地,多相绕组也可以接成多边形或星形。对于三相电机,可通过以下方法实现端部连接线简单的接线方式:

- 1) 采用波绕组可以省去组内跨接线($q > 1$)和极间连接线;
 - 2) 采用三角形接法可以省去中点环;
 - 3) 采用120°相带省去正负相带连接线。
- 以3相、2极、12槽、绕组节距为5的电机为例,

电机相量图见图1。图2、图3分别为采用60°相带和120°相带接线的相量图。

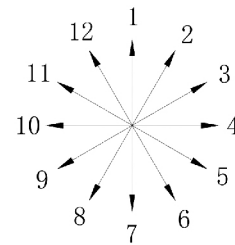


图1 2极12槽相量图

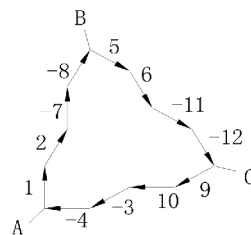


图2 60°相带相量图

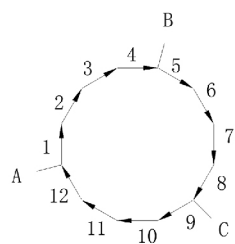


图3 120°相带相量图

图4所示接线方式对应的相量图为图3,通过上述方法可以省去端部连接线。

按照同样的方法将相量图中相邻相量依次串联,形成相量多边形;将对称位置 m 点引出,即可形成有 m 边的多边形绕组。此种绕组端部不存在端部连接线,称之为最简多边形绕组。由上述接线方式可知,每相的相带宽度为 $\frac{360^\circ}{m}$,对应3相电机即为 120° 相带。

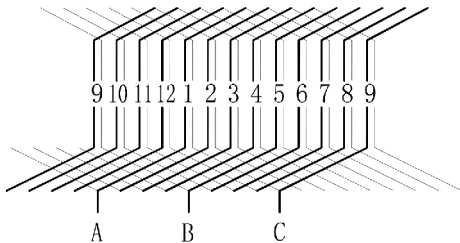


图4 3相、2极、12槽多边形接法

1.2 实现最简多边形绕组的条件

设电机槽数为 z ,极数为 $2p$,相数为 m ,绕组节距为 y_1 ,合成节距为 y ,每极每相槽数 $q = z/2mp$ 。

1.2.1 双层绕组对称的必要条件

双层绕组对称的必要条件是: q 为整数或 q 为分数。

设 $q = \frac{z}{2mp} = b + \frac{c}{d}$,其中 $\frac{c}{d}$ 为不可约分数,则 d

不能是 m 的倍数。

当绕组满足上述任一条件时,通过合理的接线均可接成对称绕组。一般而言,励磁机极数相数较多,每极每相槽数 $q \leq 1$ 。

1.2.2 接成最简多边形的条件

由多边形绕组的接线方式可知,按照节距 y 将绕组依次串联并回到起点形成一个封闭的回路,须满足 z 与 y 互质。简单证明如下:

设绕组编号由0开始,循环 k 周后编号为 kz 。串联绕组依次为 $0, y, 2y, \dots, ny, \dots, (z-1)y$,再连接到0号绕组,形成封闭回路。因此 $ny \neq kz$,其中 n 为0到 $z-1$ 的整数, k 为0到 $y-1$ 的整数。若 z 与 y 存在大于1的公约数 g ,则必存在 $n = z/g$ 和 $k = y/g$ 使得 $ny = kz$ 成立。

2 应用对称分量法分析多相绕组

利用槽号相位表可以得出每相所串联导体的相位。设每个线圈的磁势矢量长度为1,则 m 个相绕组在 v 对极下磁势采用复数表示为

$$\left. \begin{aligned} \vec{F}_{1v} &= x_{1v} - jy_{1v} \\ \vec{F}_{2v} &= x_{2v} - jy_{2v} \\ &\dots\dots \\ \vec{F}_{mv} &= x_{mv} - jy_{mv} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

根据对称分量法, m 相的不对称系统可以分解为 m 个确定的 m 相对称系统。 m 序分量中包含1个正序分量,1个负序分量,另外 $(m-2)$ 个分量综合磁势为0,见参考文献[1]。 v 对极磁势的正序分量和负序分量为

$$\begin{aligned} \vec{F}_{1v+} &= \frac{1}{m} (\vec{F}_{1v} + e^{j\frac{1}{m}2\pi} \vec{F}_{2v} + \dots + e^{j\frac{m-1}{m}2\pi} \vec{F}_{mv}) \\ \vec{F}_{1v-} &= \frac{1}{m} (e^{j\frac{m-1}{m}2\pi} \vec{F}_{1v} + \dots + e^{j\frac{1}{m}2\pi} \vec{F}_{2v} + \vec{F}_{mv}) \end{aligned} \quad (2)$$

将式(1)代入式(2)中可得

$$\begin{aligned} \vec{F}_{1v+} &= \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \left[x_{iv} \cos\left(\frac{i-1}{m}2\pi\right) + y_{iv} \sin\left(\frac{i-1}{m}2\pi\right) \right] + \\ & j \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \left[x_{iv} \sin\left(\frac{i-1}{m}2\pi\right) - y_{iv} \cos\left(\frac{i-1}{m}2\pi\right) \right] \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \vec{F}_{1v-} &= \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \left[x_{iv} \cos\left(\frac{m-i+1}{m}2\pi\right) + y_{iv} \sin\left(\frac{m-i+1}{m}2\pi\right) \right] + \\ & j \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \left[x_{iv} \sin\left(\frac{m-i+1}{m}2\pi\right) - y_{iv} \cos\left(\frac{m-i+1}{m}2\pi\right) \right] \end{aligned} \quad (4)$$

设 $\vec{F}_{1v+} = a + jb$, $\vec{F}_{1v-} = c + jd$,每相的正序分布系数 k_{qv+} 和负序分布系数 k_{qv-} ,分别是矢量和 $|\vec{F}_{1v+}|$ 、 $|\vec{F}_{1v-}|$ 与算术和 $\frac{z}{m}$ 之比,即:

$$k_{qv+} = \frac{1}{z} \sqrt{a^2 + b^2} \quad (5)$$

$$k_{qv-} = \frac{1}{z} \sqrt{c^2 + d^2} \quad (6)$$

由式(1)~式(6)可知 k_{qv+} 、 k_{qv-} 不是由每个绕组单独决定,而是综合多相绕组的结果。

对比多相绕组与三相绕组的磁势分量 \vec{F}_{1v+} 、 \vec{F}_{1v-} 计算公式,见参考文献[2],各相的磁势必须按相序排列。

为方便比较,把各磁势谐波幅值用基波幅值的百分数表示如下:

$$F_{v+}(\%) = \frac{k_{sv} k_{yv} k_{qv+}}{k_{sp} k_{yp} k_{qp}} \frac{p}{v} \times 100 \quad (7)$$

$$F_{v-}(\%) = \frac{k_{sv} k_{yv} k_{qv-}}{k_{sp} k_{yp} k_{qp}} \frac{p}{v} \times 100 \quad (8)$$

式中 k_{qp} 为 k_{qv+} 、 k_{qv-} 中较大者。

谐波分析是基于线性磁路的,而励磁机恰恰运

行在磁路的线性段。依据上述方法对多边形绕组进行谐波分析,可以相对准确地计算绕组本身各对极谐波的含量,亦可定性地对绕组缺相运行进行分析。

3 多边形绕组的谐波分析

前面仅讨论了最简多边形的必要条件,还需对其电气性能如绕组系数、谐波含量等进行分析。虽然励磁机槽数、极数、相数取值较为自由,绕组设计相对灵活,但要实现最简多边形接法,槽数、极数、相数必须相互匹配,谐波含量相对较少的组合并不多。表1列举了10例多边形绕组,其中部分绕组在工程实际中已有使用。

表1 多边形绕组10例

极数 $2p$	槽数 z	相数 m	合成节距 y	绕组节距 y_1
8	63	9	16	8
10	56	7	11	5
10	77	11	15	7
12	91	13	15	7
12	95	19	16	7
14	90	15	13	6
16	100	25	13	6
20	108	27	11	5
22	117	39	11	5
22	123	41	11	5

对于 $q < 1$ 的分数槽,其槽号相位表为稀疏表,行列数目较多,只适合使用计算机进行辅助分析。

现以123槽、11对极电机为例,依次将相量图中相邻相量串联起来,形成闭合绕组,共123个边,可以接成对称41相绕组。按前述计算方法, $N \leq 100$

的谐波含量如表2所示。

从理论上分析,由相量图依次进行接线,每相中每个线圈的相位角相差最小,绕组分布系数高,但是合成节距 $y = 56$,线圈端部过长。因此工程实际中取 $y \approx z/p$ 的整数,又须满足 z 与 y 互质,如本例可取 $y = 11$,谐波含量如表3所示。

虽然绕组分布系数降低了约0.3%,谐波磁势幅值略有增加,如30对极谐波磁势含量仅从0.35%增加到1.44%,但绕组端部长度却可以缩短约80%。

一般而言: m 相电机常规相带宽度为 $\frac{360^\circ}{2m}$;大相

带宽度为 $\frac{360^\circ}{m}$,或采用大小相带。所举例中采用表

2对应接法相带宽度为 8.79° ,为大相带的宽度;采用表3对应接法相带宽度为 13.2° ,超过大相带的宽度,相带出现重叠。即使采用重叠相带,多相电机相带宽度本身较小,其绕组分布系数依旧较高。

由于励磁机电枢电流经过整流后输出给主机励磁绕组,相对于励磁机电枢绕组,其电感值大得多,起到较好的滤波作用,故励磁机的谐波对主机影响相对较小。因此,减少绕组端部长度的方案更有实用价值,而且工程上可以采用特殊的气隙的形状来削弱一部分谐波。

4 多边形绕组的缺相分析

一般而言,短路除了形成脉动转矩外,还会造成

表2 $z = 123$ $2p = 22$ $m = 41$ $\gamma_1 = 5$ $\gamma = 56$ 谐波分析

谐波极对数 v	正序分布系数 k_{qv+}	负序分布系数 k_{qv-}	短距系数 k_{yv}	正序磁势幅值 $F_{v+}/\%$	负序磁势幅值 $F_{v-}/\%$
11	0.999 783	0	0.986 25	100	0
30	0	0.014 853	-0.636 24	0	-0.351 42
52	0.014 636	0	0.350 008	0.109 9	0
71	0	0.014 636	0.350 008	0	0.080 49
93	0.014 853	0	-0.636 24	-0.113 36	0

表3 $z = 123$ $2p = 22$ $m = 41$ $\gamma_1 = 5$ $\gamma = 11$ 谐波分析

谐波极对数 v	正序分布系数 k_{qv+}	负序分布系数 k_{qv-}	短距系数 k_{yv}	正序磁势幅值 $F_{v+}/\%$	负序磁势幅值 $F_{v-}/\%$
11	0.996 524	0	0.986 25	100	0
30	0	0.060 621	-0.636 24	0	-1.438 94
52	0.057 145	0	0.350 008	0.430 495	0
71	0	0.057 145	0.350 008	0	0.315 292
93	0.060 621	0	-0.636 24	-0.464 17	0

局部过热,容易使故障进一步恶化,因此大型无刷励磁机整流电路中均设有熔断器,避免整流电路短路,当熔断器熔断时形成开路。可采用上述计算方法对励磁机的缺相进行定性分析。从绕组相量图可知,当缺相为相邻相时,绕组的不对称度越高。仍以上述41相绕组为例,分析其缺1相、2相、3相时基波绕组磁势,取基波正序磁势幅值为100%,谐波极对数从1计算至20,各次谐波磁势幅值如图5至图9所示(图中未显示基波正序磁势幅值)。

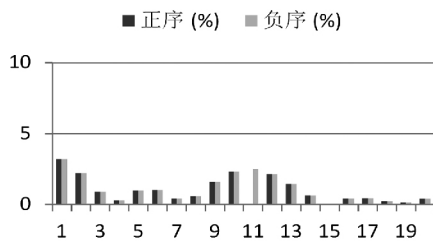


图5 缺1相时各次谐波磁势幅值

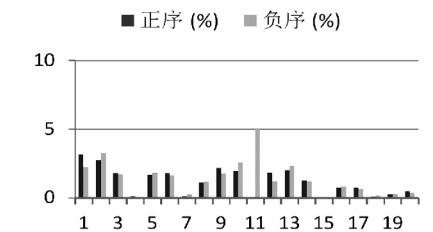


图6 缺相邻2相时各次谐波磁势幅值

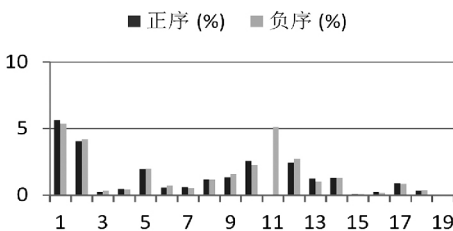


图7 缺(近似)对称2相时各次谐波磁势幅值

由前述分析可知,多相绕组缺相时,基波磁势为旋转的椭圆磁势,同时会出现极对数小于基波极对数的各次谐波。由图5~图9可知:对称缺相时主要引起低次谐波含量增加,集中缺相主要引起反转波含量增加。由于缺相时电流谐波含量很高,而上

述分析方法未考虑时间谐波的影响,所以准确度较差,只适用于定性分析。由于缺相对多相无刷励磁机运行的影响较小,其容错能力较强,故实际使用中一般允许无刷励磁机缺相运行。

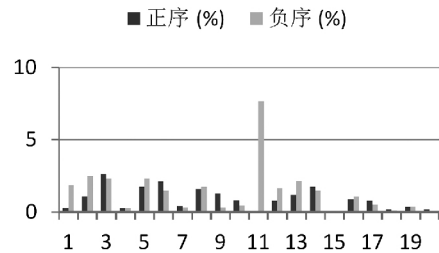


图8 缺相邻3相时各次谐波磁势幅值

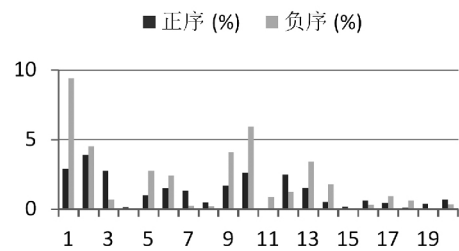


图9 缺(近似)对称3相时各次谐波磁势幅值

5 结语

大型无刷励磁机采用多相绕组时,合理的槽数、极对数、相数组合可以实现最简多边形接线,提高绕组利用率,省略了端部跨接线,简化了电枢结构。通过对称分量法对绕组性能进行分析,可以迅速地得出绕组的各项参数,便于电磁场计算和进一步分析。

参考文献

- [1] 胡会骏,温增银.应用对称分量法研究六相电机的不对称短路[J].华中工学院学报,1975(1):67-82.
- [2] 许实章.交流电机的绕组理论[M].北京:机械工业出版社,1985.

作者简介:

仲伟林(1983),工程师,主要从事电机设计工作。

(收稿日期:2017-09-15)

(上接第84页)

随着数字化技术进一步向纵深推进,必将推动发电工程理念的革新,基于全生命周期资产管理的数字化电站将成为主流,全面提升电厂的信息化和运维水平,将不断增强电力企业的市场竞争力和盈

利能力。

作者简介:

薛江(1974),学士、高级工程师,从事火力发电厂热动专业及数字化设计和技术管理工作。

(收稿日期:2017-06-27)