

分马力三绕组单相电容 异步电动机的设计

翟庆志^①

(电子电力工程学院)

摘要 论证了三绕组单相异步电动机较两绕组电机的优点,运用合成电流法编制了分马力多绕组单相异步电动机的电磁计算程序,并具体分析了Y接三绕组单相电容异步电动机。经过大量的分析与计算,提出了设计原则,确定了定子各绕组参数的配置和最佳设计区域,并得到了实验验证。分析与计算结果表明,三绕组单相电动机相对两绕组电机在运行力能指标上有较大提高,基本与同机座号三相异步电动机相当,因而有很好的生产应用前景。

关键词 分马力;三绕组;异步电动机;Y接;磁势;正序;逆序;谐波

中图分类号 TM384.02

Design of Fraction Horsepower Three-winding Single Phase Capacity Induction Motor

Zhai Qingzhi

(College of Electronic and Electric Power Engineering, CAU)

Abstract It is pointed out that three-winding type of induction motor has more advantages than two-winding type. A new multi-winding design calculation program is developed by means of so-called compound current analysing method. A Y-connection three-winding single phase capacity induction motor is analysed. Through a large number of calculations and analysis, the design principle is put out, the best ranges of the parameters of each windings are determined. This design program is proved by tests in two- and three-winding induction motors. The conclusion shows that three-winding type of single phase induction motor has higher power output than that of two-winding motor. Some running indexes even reach to those of three phase induction motors, so the new type of induction motor has a pretty good prospect in manufacture and application.

Key words fraction horsepower; three-winding; induction motor; Y-connection; magnetic force; positive phase sequence; negative phase sequence; harmonics

收稿日期:1996-01-29

①翟庆志,北京清华东路17号中国农业大学(东校区)65信箱,100083

与三相电动机相比,单相电动机有其自身的复杂性和多样性。首先,电的和绕组的不对称增大了分析难度,也使电动机气隙中的逆序磁场成分较大,这样不仅性能下降,而且铁磁材料利用也不充分;其次,两绕组单相电动机磁场中的高次谐波作用较强,对计算及性能的影响常常不容忽视。现有的分马力单相异步电动机的常规设计程序都是针对空间正交的两绕组电机编制的,无法用于非正交及多绕组电机设计。笔者以 Y 接单相电容异步电动机为例,运用合成电流法编制了三绕组单相异步电动机的电磁计算程序,通过对定子三绕组的不对称设计来弥补电磁上的不对称,缩小与三相电动机的性能差距。

1 磁势分析

由电机学磁势解析法可得出各种绕组情况下的合成磁势。

1.1 两绕组单相电动机^[1]

基波的圆磁场条件为

$$\left. \begin{aligned} F_{m1} &= F_{s1} \\ \varphi + \theta &= \pi \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: φ 为两绕组的空间电角度差; θ 为两绕组中电流的相位差。当两绕组空间正交时有

$$\varphi = \theta = \pi/2 \quad (2)$$

影响较大的 3, 5, 7 次谐波幅值均不为零。

1.2 三相异步电动机^[2]

三相基波合成磁势

$$f_1^+ = \frac{3}{2} F_{m1} \cos(\omega t - \alpha), \quad f_1^- = 0$$

三次谐波合成磁势

$$f_3^+ = f_3^- = 0$$

1.3 三绕组单相电动机^[3]

图 1 为 3 个绕组的空间示意图。设 θ_1 和 θ_2 分别为绕组 A 与绕组 B 和 C 间的空间电夹角, 3 个绕组的电流为

$$i_A = \sqrt{2} I_A \cos \omega t$$

$$i_B = \sqrt{2} I_B \cos(\omega t + \theta_b)$$

$$i_C = \sqrt{2} I_C \cos(\omega t + \theta_c)$$

则合成正序和逆序基波磁势分别为

$$\left. \begin{aligned} f_1^+ &= \frac{1}{2} [F_a \cos(\omega t - x) + F_b \cos(\omega t - x + \theta_b - \theta_1) + F_c \cos(\omega t - x + \theta_c - \theta_2)] \\ f_1^- &= \frac{1}{2} [F_a \cos(\omega t + x) + F_b \cos(\omega t + x + \theta_b + \theta_1) + F_c \cos(\omega t + x + \theta_c + \theta_2)] \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中: $F_a = 0.9 N_A I_A / p, F_b = 0.9 N_B I_B / p, F_c = 0.9 N_C I_C / p; N_A, N_B, N_C$ 分别为 3 个绕组的有效匝数。

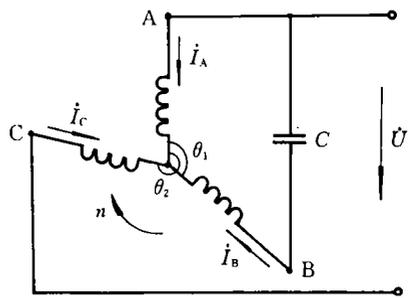


图 1 三绕组单相电动机绕组空间示意图

对比上述3种情况可以看出,对于基波,三相电机若绕组及电流对称,可自动满足圆磁场条件,而通常单相电机的合成磁势中极易出现逆序分量。具体地说,两绕组单相异步电动机由于靠储能元件无法使2个绕组电流的相角差裂为 $\pi/2$,式(2)无法实现,因此当 $\varphi=\pi/2$ 时无法满足式(1),故存在逆序磁势;另外, $F_{m1}=F_{s1}$ 也不易满足。式(3)中的 $f_{\bar{1}}$ 表达式较复杂,无法找到一组既直观又切合实际的圆磁场条件,因为此时在图1中

$$\left. \begin{array}{l} \theta_1 > \pi/2 \\ I_A \neq I_B \neq I_C \end{array} \right\} \quad (4)$$

式(4)说明,施以单相电压时,三绕组电动机各绕组中的电流是不对称的,若仍配以对称的绕组空间分布,由式(3)知,气隙磁势中不仅将有一定量的逆序磁势,正序磁势也会被削弱。也就是说,以对称的结构设计单相电动机的3个绕组效果不是最佳的,换句话说就是,三相电机改单相运行时其力能指标会下降;但式(3)也表明,与两绕组单相电动机相比,三绕组有更多的可调整因素,可以通过对定子三绕组的不对称设计弥补电机在电磁上的不对称,尽量使电机磁场接近圆形旋转磁场。

由于谐波磁势幅值反比于谐波次数,故3次谐波影响最大。对比两绕组单相电动机与三相电动机可以发现二者的3次谐波磁势有巨大差别,造成这种差别的主要原因在于绕组电流的对称程度和绕组空间的对称情况。显然三绕组单相电机在这两方面更接近于三相电机,因此有理由说三绕组单相电机中3次谐波的影响会比两绕组单相电机小。

2 合成电流法^[4]的应用

设一电机有 n 相定子绕组,每相绕组在各自轴线上的脉振磁势为 $0.9N_i k_{wi} I_i (i=1, 2, \dots, n)$;第1相绕组轴线为空间的基准位置, θ_j 为第 j 相绕组与第1相绕组的空间电夹角($j=2, 3, \dots, n$)。设 j 相绕组脉振磁势的正序磁势在第1相绕组轴线上的等效值为 $0.9N_i k_{wi} I_i \exp(-j\theta_j)$,则其逆序磁势此时在第1相轴线上的等效值为 $0.9N_i k_{wi} I_i \exp(j\theta_j)$ 。合成电流法认为,若将其余各相绕组的正、逆序磁势效应折算到第1相上,则电机总的正序电流

$$I_t = I_1 + \sum_{i=2}^n k_i I_i \exp(-j\theta_i) \quad (5)$$

总逆序电流

$$I_b = I_1 + \sum_{i=2}^n k_i I_i \exp(j\theta_i) \quad (6)$$

其中 $k_i = N_i k_{wi} / N_1 k_{w1}$,为第 i 相绕组与第1相(主相)绕组的有效匝比。

对于三绕单相电动机,理想的设计可使 I_t 很大而 I_b 很小,从而改善电机的性能。

3 电磁计算与实验验证

本文具体计算中采用的计算方法与通常单相异步电机设计时使用的方法^[1]有所不同。为首先确定这种方法的有效性和准确程度,在编制完成三绕组单相电容异步电动机设计计算程序后,先进行如下验证。

3.1 两绕组计算对比

应用文[1]的验证辅助计算程序,对一台两绕组异步电动机进行电磁设计计算;再用相同的输入数据,作为三绕组的一种特例(即图1中 $\theta_2 = \theta_c = 0, N_c = 0$ 的情况),采用笔者编制的电磁计算程序进行计算,2种计算值与实验值的对比如表1。

表1 两绕组 BDO₂-370 电机主要指标对比

数据来源	$\eta/\%$	$\cos\varphi$	T_{st}^*	I_{st}/A	I_1/A	T_{max}^*	$n/r\min^{-1}$
文[1]方法结果	75.7	0.98	0.972	18.7	2.25	2.42	2880
本文方法结果	74.8	0.997	1.113	17.8	2.24	2.31	2874
实验测试结果	74.0	0.96	1.15	20.6	2.40	2.25	2893

3.2 三绕组计算与实验对比

为进一步验证笔者编制的计算程序对三绕组单相电动机的设计精度,取一台三相异步电动机按图1接法作单相电动机运行,此时即为一台 $\theta_1 = 2\pi/3, \theta_2 = 4\pi/3, N_A = N_B = N_C$ 的三绕组单相异步电动机,其计算与实验值的对比如表2。

表2 AO₂7112 电动机作 Y 接单相运行时的主要指标对比

数据来源	$\eta/\%$	$\cos\varphi$	T_{st}^*	I_{st}/A	I_1/A	T_{max}^*	$n/r\min^{-1}$
本文方法结果	69.0	0.95	0.41	9.62	1.71	2.14	2876
实验测试结果	67.1	0.92	0.39	11.20	1.80	1.96	2887

说明: $C=8\mu F$ 。

两绕组计算对比表明,合成电流法与常用方法的计算值基本一致,且前者更接近测试值。三绕组计算与测试对比表明,除起动电流 I_{st} 与测试值相差较大(事实上用常用方法计算也存在同样问题)外,其他各项主要指标均较接近。上述对比说明合成电流法不仅可以像常用方法一样用于两绕组电机计算,而且用于三绕组单相电机设计计算也是可信的,而这一点后者是办不到的。

4 绕组空间角的确定

在证实了本文设计计算程序的准确性后,用该程序进行了大量的设计计算。由式(5)和(6)可以看出,除绕组有效匝比 k_i 外,能够有效影响 I_{t1} 和 I_{t2} 的因素是绕组的空间电夹角 θ_1 和 θ_2 。选取定子槽数 $z_1=24$,极对数 $p=1$,因此 θ_1 和 θ_2 的最小分度为 15° 。具体分析中发现:

1) θ_1 的变化区间应为 $(0^\circ, 180^\circ)$, θ_2 的变化区间应为 $(180^\circ, 360^\circ)$;

2)仅有绕组A和B时,实际相当于一定电压的两绕组电机,由设计经验知, θ_1 应在 90° 左右波动,当考虑绕组C的影响时, θ_1 的波动范围可能会大些。

由上述定性分析可大致列出 θ_1 和 θ_2 的可能取值,即 $\theta_1 = 75^\circ, 90^\circ, 105^\circ, 120^\circ, 135^\circ, 150^\circ; \theta_2 = 195^\circ, 210^\circ, 225^\circ, 240^\circ, 255^\circ, 270^\circ, 285^\circ, 300^\circ, 315^\circ, 330^\circ$,其中 θ_1 的任一种取值都可能与 θ_2 的任一取值组合,因此需对 θ_1 和 θ_2 的各种取值进行穷举式试算。在 P_N, s, U_N 及 N_A, N_B, N_C 一定的情况下,得出如下规律。

1) θ_1 一定时,输出功率 P_2 随 θ_2 的增大而上升; θ_2 一定时, θ_1 对输出功率的影响不大。

2) I_A 及 I_1 呈现与输出功率相同的单调增趋势,若维持 P_N 不变, $\theta_1 = 90^\circ$ 和 105° 时的 I_A 最

小。

3) θ_1 一定时, I_b 与 θ_2 的关系呈 V 形曲线状, 如图 2 所示。随着 θ_1 的增大, 曲线的凹状弯曲程度越来越大, I_b 的最小值越来越小, 其最低点向 θ_2 增加的方向移动, 在 $\theta_2 = 255^\circ \sim 285^\circ$ 时有最小值; 因此, 空间角的较佳范围为 $\theta_1 = 105^\circ, 120^\circ, 135^\circ, 150^\circ; \theta_2 = 255^\circ, 270^\circ, 285^\circ, 300^\circ, 315^\circ$ 。

以上结论是在 A 相绕组电压 U_φ 和滑差 s 固定的情况下得到的。实际上, θ_2 变化时 U_φ 是变的, 但 U_φ 及 s 的变动对各曲线的形状及趋势无影响, 只是 s 增大时, I_b 的最小值区域略向右移, 同时其最小值稍有变化。寻找 θ_1 和 θ_2 的最佳组合还需结合各绕组匝数继续计算。

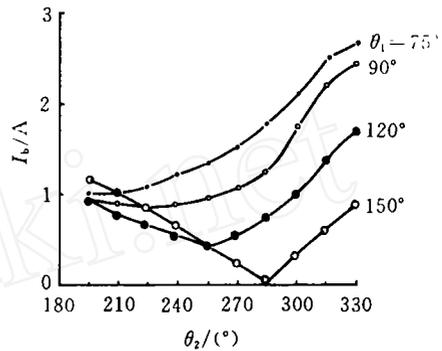


图 2 θ_2 对 I_b 的影响

5 绕组匝数的确定

由前述可知, 绕组匝数对 I_f 和 I_b 影响很大, 同时也极大地影响电机参数, 进而影响性能; 所以, 需在 θ_1 与 θ_2 较佳的范围内寻找适合的各绕组匝数。

5.1 主(A)相绕组匝数 N_A

合成电流法认为, I_f 与 I_b 均由主绕组产生, 各参数亦以主绕组为基准计算。此外, 主绕组是主磁通的主要来源, 因而影响着电机的饱和状况。电机应在合适的齿饱和系数 k_t 和总饱和系数 k_s 下运行, 因此调整 N_A 以获得合适的 k_t 与 k_s 是关键。在冲片设计完成后, 给定其他数据, 经过几次试算, 很快可以找到合适的 N_A 。

5.2 C 相绕组匝数 N_C

在本文方案采用的连接方式中, I_c 是电机的线电流, 因此其导线截面积较大, 为使槽满率不过大, N_C 也不宜过大; 但为提高 I_f , 又要求增大 N_C 。也就是说, N_C 的变化是有限范围的。经试算知, 以 $N_C = (0.5 \sim 0.7)N_A$ 为好。此外, N_C 对电机主磁通的影响不容忽视, 因为当 $\theta_2 > 270^\circ$ 时, C 相绕组是助磁的; 反之则为去磁。因此在选定 θ_2 和 N_C 后, 应重新校核 N_A , 以保证 k_t 与 k_s 适当。

5.3 B 相绕组匝数 N_B

N_B 受槽满率及增 I_f 、减 I_b 的约束, 在 θ_1 和 θ_2 一定时, 经试算发现 $N_B = (0.8 \sim 1.0)N_A$ 时较好。在图 1 中, 绕组 B 内串有一电容用于裂相, 其容抗值远大于该绕组漏阻抗, 故 I_B 基本上由该容抗决定且变化不大。

N_A, N_B 和 N_C 均为有效匝数。

6 三绕组导线线规的确定

由于 I_c 就是电机的线电流, 故 C 相导线线径 $d_c = 2[P_2 / (\pi j_c U \eta \cos \varphi)]^{1/2}$, 其中 j_c 为 C 相导线电密, 通常为 $5.5 \sim 7.5 \text{ Amm}^{-2}$ 。

B 相导线线径 $d_B = 2(2f_1 C U_N / j_B)^{1/2}$, 其中: U_N 为额定电压, V; C 为所串电容, F; f_1 为电网频率, Hz; j_B 为 B 相导线电密, 可选为 6 Amm^{-2} 左右。

在图 1 中, 由于有 $I_A + I_B = -I_C$, 且 $\theta_b < 90^\circ$, 故有 $I_A < I_C$, 所以可初选 $d_A = 0.9d_C$, 再按算出的 j_A 修正。

最后结合嵌线方式校核槽满率。

7 计算分析

1) θ_2 对 U_φ 影响很大。计算表明, 当 $\theta_2 \geq 300^\circ$ 时 $U_\varphi > 220 \text{ V}$ 。 U_φ 过大过小都会使设计质量下降, 以 $\theta_2 = 285^\circ$ 最好。如图 3 所示。

2) θ_1 对 T_{st}^* 和 T_{max}^* 影响显著, 如图 4。以

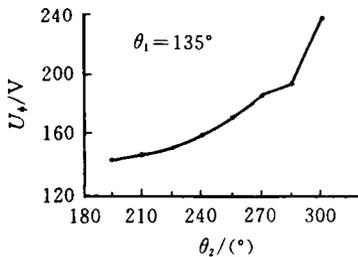


图 3 θ_2 对 U_φ 的影响

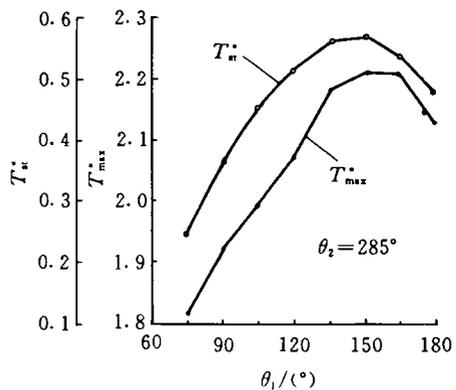


图 4 θ_1 对 T_{st}^* 和 T_{max}^* 的影响

$\theta_1 = 150^\circ$ 时最好。当电容 C 增大时, θ_1 的最佳值会减小。

3) 相对两绕组结构, 三绕组在抑制 I_b 方面十分有效。图 5 为 2 种绕组结构设计计算电流向量图, 均采用 71 机座铁心。

4) 在最佳范围内的一个计算实例及与国标规定值的部分比较见表 3。

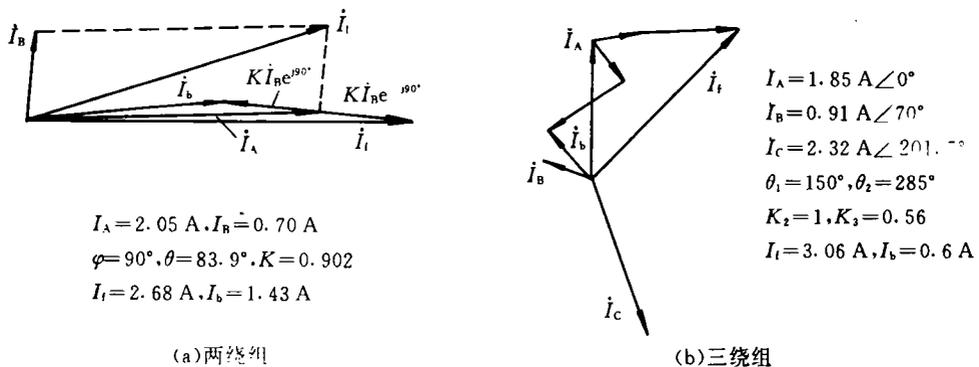


图 5 不同绕组结构电流向量图

表 3 部分算例设计值与国际规定值的比较

型 号	P_2/W	$\eta/\%$	$\cos\varphi$	I_{st}/A	T_{st}^*	T_{max}^*	$\eta\cos\varphi$
AO ₂ -7112	370	73.5	0.80	$6I_N$	2.2	2.4	0.59
BO ₂ -8012	370	65.0	0.77	30.0	1.1	1.8	0.50
CO ₂ -8012	370	65.0	0.77	21.0	2.8	1.8	0.50
DO ₂ -7112	250 ¹⁾	69.0	0.95	10.0	0.35	1.8	0.66
设计值(7112 铁心)	370	72.6	0.99	7.5	0.567	2.21	0.72

1) DO₂ 系列电动机最大功率为 250 W, $C=8 \mu F$ 。

8 结 论

1) 笔者编制的电磁计算程序可用于两绕组及三绕组分马力单相异步电动机设计,其精度是可信的。

2) 理论分析与设计计算表明,三绕组单相电容异步电动机的运行性能已基本接近同机座号三相异步电动机,而所用铁心却比同功率的两绕组单相异步电动机小一个机座号。

3) 按图 1 的连接方式以 $\theta_1=150^\circ, \theta_2=285^\circ$ 最佳。

4) 计算表明,三相异步电动机接为图 1 方式作单相运行时,其输出功率最高,仅为原电动机的 70%,且效率降低。

5) 三绕组单相电机的设计中应首先确定电机的运行方式(如分相起动,电容运转等)和绕组连接方式(如 Y 或 Δ 接);然后考虑各绕组空间夹角区间, θ_1 与 θ_2 可分别在 120° 与 240° 电角度左右筛选;第三,应按主磁通要求确定 N_A (注意 Y 接时 U_φ 大多不为 220 V), B 及 C 相匝比则与运行和连接方式密切相关;线规的确定受电机容量和槽满率的限制;结合计算程序试算几次就可以找出合适的电容值,但应注意核算电容两端电压。

参 考 文 献

- 1 李隆年,朱东起,胡元德.单相电机原理与设计.北京:清华大学出版社,1984. 17~20, 85~117
- 2 李发海,陈汤铭,郑逢时,等.电机学.北京:科学出版社,1982. 568~579
- 3 翟庆志.分马力三绕组单相电容异步电动机的研究:[学位论文].北京:北京农业工程大学,1989
- 4 孙云鹏主编.单相异步电动机及其应用.北京:机械工业出版社,1987. 25~26