

文章编号: 1000-2022(2002) 06-0847-06

## 采用分数槽绕组降低直线感应电机的温升

赵德林, 王友义

(河海大学 电气学院, 江苏 南京 210098)

**摘要:** 低速直线感应电机极距小、气隙大, 导致无功电流大, 电机的温升很高。研究了每极每相槽数略大于 1 的分数槽对谐波导致的无功电流的影响, 指出在电机结构和工艺能接受的前提下, 采用分数槽绕组可显著降低电机的无功电流, 达到降低温升的目的。

**关键词:** 直线感应电机; 分数槽绕组; 损耗; 温升

**中图分类号:** TM 346      **文献标识码:** A

在低速直线感应电机的应用中, 由于线速度的需求, 直线感应电机的极距仅限于若干厘米, 而其气隙又比常规旋转电机大, 因而其功率因数较低<sup>[1-2]</sup>。因结构和工艺条件的限制, 每极每相槽数  $q$  往往取为 1。使得初级谐波磁动势对应的无功电流高, 这也是导致功率因数极低的重要因素。而采取  $q$  略大于 1 的分数槽, 并不会导致结构和工艺上的困难, 但可较大幅度地削减磁动势谐波对应的无功电流, 使其初级损耗下降, 进而有效地降低温升。

## 1 绕组磁动势谐波分析

在三相分数槽绕组中, 设每极每相槽数  $q = n/d$ ,  $q$  为既约分数, 其分子、分母均为整数。当  $d = 1$  时, 为整数槽绕组, 否则为分数槽绕组。初级槽线圈中电流激发的磁场, 其磁动势波形完成一个完整周期范围内的电机部分称为单元电机, 利用傅立叶级数, 将磁动势波形展开为各次谐波, 极距为单元电机极距的谐波称为基本谐波( $\nu = 1$ )。每基本谐波占  $q_d$  个槽,  $d$  为偶数时,  $q_d = 3n$  (槽),  $d$  为奇数时,  $q_d = 6n$  (槽)。 $d$  为奇数时, 工作谐波次数  $\nu = d$ ,  $d$  为偶数时,  $\nu = \frac{d}{2}$ 。当  $d = 1$  时, 工作谐波即为基本谐波<sup>[3-4]</sup>。

设  $q_d$  对应基本谐波电角度为  $2\pi$ , 槽距角  $\alpha = 2\pi/q_d$ 。在对称三相单元电机中, 电机初级槽以  $k \in [0, q_d - 1]$  编号, 对应的电角度坐标为  $x_k = k\alpha$ , 绕组线圈上层边的电流相位按其电角度坐标  $x_k$  的  $\nu$  倍每增加  $\pi/3$  而滞后  $\pi/3$  分配, 绕组线圈下层边电角度坐标为  $x_k + \gamma_1\alpha$ , 其电流相位滞后该线圈上层边  $\pi$ , 其中  $\gamma_1$  (槽) 为跨距。各槽内上、下层线圈边中所有槽电流的复数和为该槽的槽磁动势增量相量(记为  $\hat{D}_k$ )。显然, 每基本周期槽磁动势增量总和为零: 
$$\sum_{k=0}^{q_d-1} \hat{D}_k = 0。$$

收稿日期: 2002-07-27; 改回日期: 2002-08-27

第一作者简介: 赵德林(1970-), 男, 江苏南京人, 讲师, 硕士生, 现在南京气象学院物理系工作。

初级各齿面的齿磁动势相量(记为  $F_k^{\circ}$ ), 表示为傅立叶级数, 磁动势的  $\nu$  次谐波分量为

$$f_{\nu} = F_{fv} \sin[\nu x - \omega t + \psi_{fv}] + F_{bv} \sin[\nu x + \omega t + \psi_{bv}] \quad (1)$$

其中,  $F_{fv} \exp[j\psi_{fv}] = \frac{1}{2\pi\nu k=0} D_k^{\circ} e^{jk\alpha}$ ,  $F_{bv} \exp[j\psi_{bv}] = \frac{1}{2\pi\nu k=0} D_k^{\circ} e^{-jk\alpha}$  分别为正、反转谐波复振幅。

## 2 直线感应电机的电磁场分析

### 2.1 直线感应电机的模型<sup>[5-7]</sup>

所分析的长复合次级直线感应电机由以下四层组成, 按编号依次为: 初级、气隙、铜次级层、实心铁次级层(图 1)。

假设: (1) 各层在  $\pm x$  轴方向无限延伸, 复合次级铁芯在  $y$  轴方向无限延伸。

(2) 各层的物理常数是均匀的、各向同性的, 即线性的。

(3) 忽略  $z$  轴方向的变化, 故可作为二维电磁场问题处理。

(4) 忽略边缘效应的影响。

### 2.2 直线感应电机的电磁场分析

对于定子  $\nu$  次谐波的激励, 矢量磁位对应为  $A = A(y) \exp[j(\omega t \mp \nu\beta X)]$ 。设  $A$  只有  $z$  分量。

关于矢量磁位  $A$ , 其定解条件为

$$\begin{cases} \frac{d^2 A}{dy^2} - \nu^2 \beta^2 A = 0, & 0 < y < g_1; \\ \frac{d^2 A}{dy^2} - \alpha_1^2 A = 0, & g_1 < y < g_2; \\ \frac{d^2 A}{dy^2} - \alpha_2^2 A = 0, & g_2 < y < \infty; \\ \Omega: y = 0, & H_x = H_{x\max} e^{j(\omega t \mp \nu\beta X + \eta)}; \\ \Omega: y = g_1, & B_{y2} = B_{y3} \text{ 和 } H_{x2} = H_{x3}; \\ \Omega: y = g_2, & B_{y3} = B_{y4} \text{ 和 } H_{x3} = H_{x4}; \\ \Omega: y = \infty, & A_4 = 0. \end{cases}$$

式中,  $B$  为磁感应强度;  $H$  为磁场强度;  $\omega$  为初级绕组相电流的角频率;  $\beta = \frac{\pi}{\tau}$ ,  $\tau$  为极距;  $\alpha_1^2 = \nu^2 \beta^2 + j\mu_0 \sigma_{1s} \omega$ ,  $\alpha_2^2 = \nu^2 \beta^2 + j\mu_r \mu_0 \sigma_{2s} \omega$ ,  $\sigma$  为电导率;  $s$  为滑差率;  $\mu_0$  为真空中的磁导率;  $\mu_r$  为介质中的相对磁导率;  $A$ 、 $B$ 、 $H$  的下标 2、3、4 为其所属区域的编号;  $g_1$  为气隙长度;  $g_2 - g_1$  表示铜次级厚度。其解为

$$\begin{cases} A_2 = (C_1 \exp[\nu\beta y] + C_2 \exp[-\nu\beta y]) \exp[j(\omega t \mp \nu\beta X)]; \\ A_3 = (C_3 \exp[\alpha_1 y] + C_4 \exp[-\alpha_1 y]) \exp[j(\omega t \mp \nu\beta X)]; \\ A_4 = C_6 \exp[-\alpha_2 y] \exp[j(\omega t \mp \nu\beta X)]. \end{cases}$$

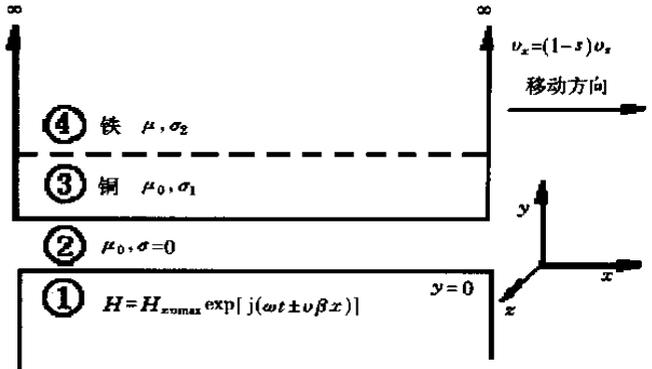


图 1 直线感应电机的模型

Fig. 1 A model of the linear induction motors

可由定解条件得

$$\begin{cases} C_1 - C_2 = -\frac{\mu_0 H_{x\max}}{\nu\beta}; \\ C_1 \exp[\nu\beta g_1] + C_2 \exp[-\nu\beta g_1] = C_3 \exp[\alpha_1 g_1] + C_4 \exp[-\alpha_1 g_1]; \\ C_1 \nu\beta \exp[\nu\beta g_1] - C_2 \nu\beta \exp[-\nu\beta g_1] = C_3 \alpha_1 \exp[\alpha_1 g_1] - C_4 \alpha_1 \exp[-\alpha_1 g_1]; \\ C_3 \exp[\alpha_1 g_2] + C_4 \exp[-\alpha_1 g_2] = C_5 \exp[\alpha_2 g_2] + C_6 \exp[-\alpha_2 g_2]; \\ C_3 \alpha_1 \exp[\alpha_1 g_2] - C_4 \alpha_1 \exp[-\alpha_1 g_2] = \frac{1}{\mu_r} (C_5 \alpha_2 \exp[\alpha_2 g_2] - C_6 \alpha_2 \exp[-\alpha_2 g_2]). \end{cases}$$

解得

$$C_1 = \{H_{x\max} \mu_0 [-e^{2g_1 \alpha_1} (\beta\nu + \alpha) (-\alpha_2 + \alpha_1 \mu_r) + e^{2g_2 \alpha_1} (-\beta\nu + \alpha) (\alpha_2 + \alpha_1 \mu_r)]\} / m;$$

$$C_2 = \{e^{2\beta g_1} H_{x\max} \mu_0 [e^{2g_1 \alpha_1} (-\beta\nu + \alpha) (-\alpha_2 + \alpha_1 \mu_r) - e^{2g_2 \alpha_1} (\beta\nu + \alpha) (\alpha_2 + \alpha_1 \mu_r)]\} / m.$$

式中,  $m = \{\beta [e^{2g_1 \alpha_1} (\beta\nu + \alpha + e^{2\beta g_1} (-\beta\nu + \alpha)) (-\alpha_2 + \alpha_1 \mu_r) - e^{2g_2 \alpha_1} (-\beta\nu + \alpha + e^{2\beta g_1} (\beta\nu + \alpha)) (\alpha_2 + \alpha_1 \mu_r)]\}$ 。  $C_3$ 、 $C_4$ 、 $C_6$  因和后续计算无关, 故略。

在  $y = 0$  处,  $\nu$  次磁动势谐波导致的复功率密度为

$$S_{2\nu}^{\circ} = \frac{1}{2} \vec{E}_{2\nu}^{\circ} \times \vec{H}_{2\nu}^{\circ} = \pm \frac{\beta\omega}{2\mu_0} (C_1 + C_2)(C_1 + C_2)^* a_x - \frac{j\beta\omega}{2\mu_0} (C_1 + C_2)(C_1 - C_2)^* a_y. \quad (2)$$

式中, 上标\* 表示复共轭。  $\nu$  次磁动势谐波导致的电磁功率为

$$P_{em\nu} = \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \int_0^L \operatorname{Re} \left[ -\frac{j\beta\omega}{2\mu_0} (C_1 + C_2)(C_1 - C_2)^* \right] dz dx. \quad (3)$$

$\nu$  次磁动势谐波导致的无功功率为

$$Q_{\nu} = \int_{-\frac{l}{2}}^{\frac{l}{2}} \int_0^L \operatorname{Im} \left[ -\frac{j\beta\omega}{2\mu_0} (C_1 + C_2)(C_1 - C_2)^* \right] dz dx. \quad (4)$$

$\nu$  次正、反转磁动势谐波作用在次级上的起始推力为

$$F_{\nu} = P_{em\nu} / (\tau l \nu). \quad (5)$$

$\nu$  次谐波对应的漏电抗为

$$x_{\nu} = Q_{\nu} / (3I^2). \quad (6)$$

电机的总电磁功率、无功功率为

$$P_{em} = P_{em\nu}, \quad Q = Q_{\nu}. \quad (7)$$

作用在次级上总的起始推力为

$$F = F_{\nu}. \quad (8)$$

其中,  $a_x$  为  $x$  轴正向单位矢量;  $a_y$  为  $y$  轴正向单位矢量;  $\pm$  号中的+ 号代表正转的  $\nu$  次谐波的复功率密度, - 号代表反转的  $\nu$  次谐波的复功率密度;  $l$  为铁芯叠厚;  $L$  为电机长度;  $\tau$  为工作谐波极距; (6) 式中的  $I$  为初级绕组相电流。

### 3 整、分数槽绕组直线感应电机性能比较

#### 3.1 直线感应电机的等效电路<sup>[5,7]</sup>

直线感应电机的等效电路如图2所示。图中,  $R_1$  为初级电阻(相);  $X_1$  为初级槽漏抗和端部漏抗(相);  $R_s + jX = \frac{P_{em} + jQ}{3I^2}$ ;  $P_{em}$  为电磁功率;  $Q$  为次级无功功率;  $\dot{U}$  为初级绕组相电压(有

效值为 220V);  $I$  为初级绕组相电流。

### 3.2 不同 $q$ 的性能比较

对于所分析的模型, 取铜次级的电导率:  $\sigma_{Cu} = 46 \times 10^6 k_r (\Omega^{-1} \cdot m^{-1})$ ; 铁次级的电导率:  $\sigma_{Fe} = 10 \times 10^6 k_r (\Omega^{-1} \cdot m^{-1})$ ; 铁次级的相对磁导率:  $\mu_r = 500$ 。

因为次级漏电抗很小, 所以在考虑次级端部效应的时候, 可采用适当减小次级的电导率的近似方法。对于分析的样机, 其修正系数  $k_r$  取为 0.8。

铁芯叠厚  $l = 0.09$  m; 气隙长度 2 mm; 铜厚度 2 mm; 钢板厚度 6 mm (计算时近似为无穷); 电机长度  $L = 0.72$  m; 初级绕组相电流的频率  $f = 50$  Hz; 对照电动机  $q = 1, R_1 + jX_1 = 7 + j6 (\Omega)$ 。

在  $q = 1$  时 (以  $q = 9/8$  为例对比), 保持铁芯叠厚、气隙长度和铜厚度不变, 且具有和对照电动机相同的起始推力和工作谐波气隙磁通密度。两种电机的结构参数如表 1 所示。

表 1 两种电机的结构参数

Table 1 The structure-parameter of two kinds of motors

$q$	极对数 $P$ /对	总槽数 $Z$ /个	齿距 $t_1$ /cm	极距 $\tau$ cm	每相槽匝数/匝
1	8	48	1.50	4.5	65
9/8	8	54	1.33	4.5	71

计算电磁功率  $P_{em}$ 、初级铜耗  $P_{Cu1}$ 、起始推力  $F$  时, 按各次谐波的和计算, 已计算到  $v = 400$  次谐波, 其中已包含了分数次谐波成分。在计算时, 假设初级绕组相电流的值为  $I_x$ , 按式 (3)、(4)、(7) 计算对应的  $P_{em}$  和  $Q$  及  $R_s, X$ , 再根据图 2 计算对应的  $I$ , 若和假设的  $I_x$  不符, 则调整假设电流  $I_x$  的取值, 循环计算  $P_{em}$ 、 $Q$ 、 $R_s$ 、 $X$  和  $I$ , 直到  $I_x$ 、 $I$  二者相符, 则最终算出的  $P_{em}$ 、 $Q$ 、 $R_s$ 、 $X$  才是所分析电机模型的实际值。

滑差率  $s = 1$  时, 按 (2) ~ (5)、(7)、(8) 式计算出不同  $q$  的性能 (表 2)。

表 2 不同  $q$  的性能比较

Table 2 Comparison of the performances of different  $q$

$q$	$P_{em} + jQ$ /W	初级功率因数	初级铜耗/W	二者铜耗比	励磁电流/A	有功电流/A	无功电流/A	无功电流占总电流的百分比	起始推力 $F$ /N
1	1366.3+ j2594.8	0.543	696.1	100 %	5.76	3.12	4.84	84.0 %	298
9/8	1388+ j2069.4	0.611	621.9	89.3 %	4.98	3.04	3.94	79.1 %	301

可见, 在相同外形尺寸、相同推力下, 分数槽绕组的直线感应电机无功电流下降, 初级铜耗仅为整数槽绕组的 89.3%。因铁芯各部分磁密度很小, 初级铁损耗  $P_{Fe1}$  也很小, 故电机温升主要取决于初级铜耗  $P_{Cu1}$ 。若按温升正比  $P_{Cu1}$  估算, 则温升降低了 10.7%。对于其他  $q = 6/5$ 、

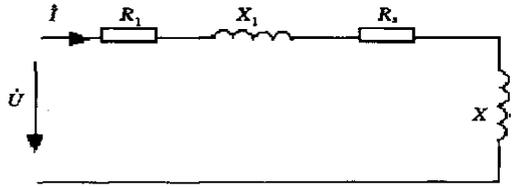


图 2 直线感应电机等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of the linear induction motors

$q = 8/7, q = 5/4$  的分数槽绕组电机, 亦可得到类似的无功电流和初级铜耗下降的结果。

### 4 分析和结论

#### 4.1 关于谐波漏电抗和附加推力

在此, 为便于比较, 把工作谐波的次数  $\nu$  作为 1。图 3 为  $q = 1$  与  $q = 9/8$  的高次 ( $\nu > 5$ ) 谐波磁动势 (与工作谐波磁动势幅值的比值) 的对比图。虽然分数槽绕组所产生的高次谐波比  $q = 1$  的多, 但绝大多数谐波磁动势幅值甚小, 其作用可以忽略。幅值较大的谐波, 其幅值也比整数槽所对应的高次谐波幅值小。

分数槽绕组还产生一系列的低次 ( $\nu < 5$ ) 谐波 (表 3)。

它们虽幅值较大, 但因其极距很大, 能透入次级深处, 近似于被次级短路, 故等效阻抗很小而可忽略。

所举例的分数槽绕组直线电机, 其各次谐波对应的漏电抗, 按式 (6) 计算 (表 4)。从表 4 可见, 在分数槽绕组中, 只有工作谐波对应的漏电抗较大, 而低次谐波对应的漏电抗均甚微。

表 3  $q = 9/8$  时低次谐波与基波磁动势之比

Table 3 The ratio of low degree harmonic to basic harmonic magnetomotive force when  $q = 9/8$

$\nu$	1/4	2/4	1	5/4	7/4	2	10/4	11/4	13/4	14/4	4	17/4
$F_\nu/F_1$	0.204	0.111	1	0.052	0.077	0.010	0.014	0.014	0.021	0.020	0.010	0.008

表 4  $q = 9/8$  时各次谐波对应的漏电抗

Table 4 Leak reactance of all degree harmonics when  $q = 9/8$

$\nu$	1/4	2/4	1	5/4	7/4	2	10/4	11/4	13/4	14/4	16/4	17/4
$X/\Omega$	0.013	0.024	14.83	0.065	0.218	0.004	0.009	0.01	0.025	0.022	0.006	0.004
$\nu$	19/4	5	22/4	23/4	25/4	26/4	7	29/4	31/4	32/4	34/4	.....
$X/\Omega$	0.001	0.048	0.01	2.31	0.006	0.005	0.005	0.005	1.62	0.007	0.026	.....

低次谐波磁动势还产生一系列的附加推力。按式 (5) 计算, 所举例的电机各次谐波产生的起始推力  $F$  如表 5 所示。

表 5 各低次谐波产生的起始推力  $F$

Table 5 Initiative thrust of each low degree harmonic

$\nu$	1/4	2/4	1	5/4	7/4	2	10/4	11/4	13/4	14/4	16/4	17/4	19/4	5	下略
$F/N$	0.296	-0.667	302.6	-1.11	2.64	-0.04	0.068	-0.068	0.127	-0.1	0.02	-0.012	0.003	-0.1	下略

可见, 只有工作谐波对次级产生较大的推力, 而低次谐波产生的附加推力甚微。得到结论: 与整数槽绕组相比, 分数槽绕组的直线感应电机中谐波漏电抗下降, 对应的无功功率下降, 因

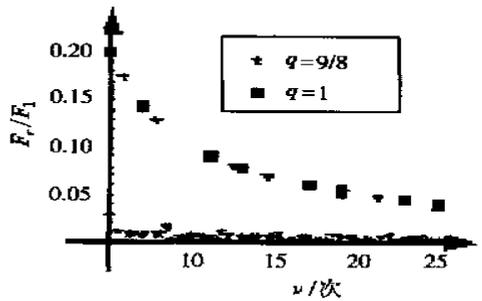


图 3 谐波磁动势对比

Fig. 3 A contrast of harmonic magnetomotive forces

而提高了功率因数。

#### 4.2 关于匝数的调整

由于采用分数槽绕组, 定子相谐波漏电抗减小, 若维持匝数  $w_c$  不变, 则定子电动势将提高, 推力增大, 气隙磁通上升, 单边磁拉力增大, 可能恶化电机性能。需要适当增加匝数  $w_c$ , 同时减小线径, 保证在槽的几何尺寸不变时, 能放下匝数增加后的线圈, 以致保持磁通和起始推力不变。调整匝数后,  $R_1$  和  $X_1$  按  $w_c^2$  成正比计算, 所以匝数  $w_c$  的增加, 使端部和槽漏电抗以及初级电阻有所增加, 导致的无功和初级铜损耗增加。但计算表明: 由于谐波漏电抗的减小, 可使无功和初级铜损耗减小, 足以抵消由  $R_1$  和  $X_1$  增加而引起的无功和初级铜损耗的增加量, 且有很大富余(表 2)。另增加匝数  $w_c$ , 可使励磁电抗有较大增长, 励磁电流明显降低, 进一步使功率因数提高, 初级铜损  $P_{Cu1}$  降低。

#### 4.3 关于性能

分数槽绕组的直线感应电机有双重削减无功电流的作用。一方面, 减小在谐波漏电抗中所吸纳的无功; 另一方面, 在维持推力不变的情况下, 可以增加初级绕组匝数, 以减小励磁电流。

无功电流的减小使得铜耗降低。在这种低功率因数的直线感应电机中, 无功电流是温升的决定因素。虽然增加绕组匝数(同时减小线径), 绕组电阻增加, 但上述两项的无功电流的下降足以补偿电阻增加导致的损耗上升量, 得以明显降低电机的温升。

### 参考文献:

- [1] 王淑红, 李 岚, 路秀芬. 直线异步电动机功率因数的改善[J]. 中小型电机, 1996, 23(4): 28-31.
- [2] 焦留成, 汪旭东, 袁世鹰. 直线感应电机的优化设计研究[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(4): 81-83; 88.
- [3] 王毓东. 电机学[M]. 杭州: 浙江大学出版社, 1990.
- [4] Heller Bedrich, Hamata Vaclav. 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.
- [5] 叶云岳. 直线电机原理与应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2000.
- [6] 胡之光. 电机电磁场的分析与计算[M]. 北京: 机械工业出版社, 1982.
- [7] Nasar S A, Boldea I. Linear Motion Electric Machines[M]. New York: A Wiley-Interscience Publication, 1976.

## Reducing Linear Induction Motor's Temperature-Increasing Using Fractional-Slot Winding

ZHAO De-lin, WANG You-yi

(Electric Institute, Hehai University, Nanjing 210098, China)

**Abstract:** The slow speed linear induction motors have smaller pole pitches and bigger air gaps. As a result, the ineffective current volume and the motor temperature increase enormously. The advantage of a fractional-slot of "q" a little bigger than 1 lies in the fact that it does not affect the structure and the crafts of the motors much, but can reduce enormously the ineffective current in accordance to the harmonic waves and also reduce the temperature increasing.

**Key words:** linear induction motor; fractional-slot winding; waste; temperature increasing