

# 闭口槽桥拱比磁导的计算及其对电机性能的影响

上海电器科学研究所 胡春雷 葛美德

三相小型异步电机，转子采用闭口槽，使有效气隙缩短并削弱了气隙磁场的脉动，从而减少激磁磁势和降低谐波磁场的损耗，有助于改善电机性能。但对上部为半圆形的闭口槽，采用资料[1,2,3]，计算其桥拱比磁导，发现其值较大，因此也影响电机的性能，特别是对起动性能的影响较大，对上部为梯形的闭口槽，由于桥拱较薄，磁路长度相对较短，使其漏磁导较小。在电机短路时，短路电流较大，致使桥拱高度饱和。此时，桥拱基本上可认为是断开的，似半闭口槽[4,5]，所以对电机起动性能影响较小。但是，对于上部为梯形的闭口槽桥拱比磁导，目前尚缺乏计算方法，今拟作初步分析。

## 一、桥拱比磁导的分析

桥拱比磁导的大小，取决于桥拱磁路的尺寸和磁导率，磁导率的大小又取决于导磁材料的磁化特性和桥拱处磁密的大小。鉴于矽钢片的磁化特性是非线性的，因此要精确计算桥拱比磁导的大小，可以把桥拱分成若干微段，采用电子计算机计算[6]。可是这种方法不能给出桥拱比磁导与各参数之间的最终关系式。本文将用近似方法推导闭口槽

桥拱比磁导的计算公式。

对图1所示的磁化曲线，可以采用下述表达式[7,8]

$$\left. \begin{aligned} B &= B_0 + \alpha H, B > B_K \\ B &= \frac{1}{\beta} \ln \frac{H}{\alpha}, B \leq B_K, H \geq \alpha \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中系数  $B_K, B_0, \alpha, \beta, \alpha$  对不同牌号的硅钢片为不同的常数。对  $D_{23}$  牌号硅钢片各系数的数值见表1。采用公式(1)计算  $D_{23}$  的磁化曲线与资料[1]所给的数值十分接近，在  $B < 10000$  高斯时，误差小于10%，在  $B > 10000$  高斯时，误差小于5%。

为了分析图2所示槽形的桥拱比磁导，作如下假定：

- (1) 槽内电流(槽磁势)为正弦波；
- (2) 槽形槽身部分齿中磁势压降予以忽略；
- (3) 电机气隙为无穷大；
- (4) 忽略转子表面的曲率。

### 1. 桥拱不饱和时比磁导的分析

如果图2中桥拱  $P$  处磁密  $B_p < B_K$ ，那么泄漏至槽内的漏磁通可以忽略[9]。槽磁势  $F$  所产生的磁通全部通过桥拱最窄部分  $h_{r0}$ 。根据公式(1)，磁通  $\phi_b$  可用下式表示：

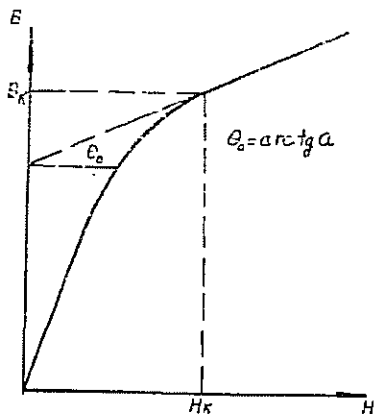


图 1

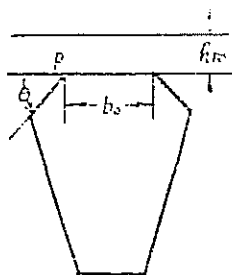


图 2

表 1

系数	数值	单位
$B_K$	22000	高 斯
$B_0$	21000	高 斯
$\alpha$	1.256	高斯厘米 安
$\alpha$	0.024	安/厘米
$\beta$	0.000474	1/高斯

$$\phi_b = \frac{h_{ro}}{\beta} \ln \left[ \frac{F_m \sin \omega t}{\alpha b_o} \right] \quad (2)$$

(2)式中槽磁势幅值  $F_m$  必须满足下述关系式

$$F_m \leq \frac{B_k - B_o}{\alpha} \quad (3)$$

桥拱比磁导  $\lambda_o$  可按式(6)计算

$$\lambda_o = \frac{\phi_o}{\frac{F_m}{\sqrt{2}} \mu_o} \quad (4)$$

式中:  $\mu_o$ ——空气磁导率;

$$\phi_o = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\phi_{1m}^2 + \phi_{3m}^2 + \phi_{5m}^2 + \dots} \quad \text{——}$$

非正弦波磁通  $\phi_b$  的等效正弦波磁通的有效值;

$\phi_{1m}, \phi_{3m}, \dots$ ——各次谐波磁通的幅值。

资料[2]指出,磁通  $\phi_b$  的基波磁通对桥拱比磁导的大小起决定性作用。因此可以用  $\frac{\phi_{1m}}{\sqrt{2}}$  近似代替  $\phi_o$ 。在桥拱不饱和时,磁通  $\phi_b$  的波形实际上近似正弦波。因此可以用  $\phi_{bm}$  近似代替  $\phi_{1m}$ ,于是比磁导  $\lambda_o$  的计算式如下:

$$\lambda_o = \frac{h_{ro}}{\beta \mu_o F_m} \left[ \ln \frac{F_m}{\alpha b_o} \right] \quad (5)$$

## 2. 桥拱饱和时比磁导的分析

当桥拱  $p$  处的磁密  $B_p > B_k$ , 并令齿尖  $Q$  点的磁密  $B_q = B_k$ , 那么在  $pQ$  范围内,将有一部分磁通漏入槽内[9]。根据图3的磁路分布,可获到如下的关系式,

$$\phi_m = \phi_{bm} + \phi_o \quad (6)$$

$$F_m = F_{bm} + 2F_{zm} \quad (7)$$

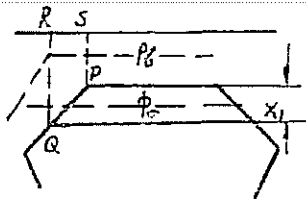


图3

式中:  $\phi_m = (h_{ro} + x_1) B_k$ ——由槽磁势  $F_m$  产生的总磁通;

$\phi_{bm} = B_b h_{ro}$ ——通过桥拱最窄处  $h_{ro}$  的磁通幅值;

$\phi_o = \mu_o F_m \frac{x_1}{b_o + x_1 \text{ctg} \theta}$ ——泄漏至槽部  $pQ$  空间的漏磁通;

$$F_{bm} = \frac{B_b - B_o}{\alpha} b_o \quad \text{——桥拱 } b_o \text{ 上的磁}$$

势压降;

$F_{zm}$ ——梯形部分  $pQRS$  上的磁势压降。

在  $-\frac{x_1}{2}$  处  $n$  点的磁密幅值为:

$$B_n = \frac{(1 - K_{on}) B_k (h_{ro} + x_1) + K_{on} B_b h_{ro}}{\left( h_{ro} + \frac{x_1}{2} \right)} \quad (8)$$

式中:  $K_{on}$  是  $Qn$  槽部空间漏磁通与  $pQ$  槽部空间漏磁通之比。通过分析计算,  $x_1$  的数值相当小,  $K_{on} \approx 0.45$ 。于是:

$$B_n = 0.55 B_k + 0.45 B_b \quad (9)$$

梯形  $pQRS$  中所承受的等效磁密幅值  $B_{ze}$ :

$$\begin{aligned} B_{ze} &= \frac{1}{6} (B_k + 4B_n + B_b) \\ &= 0.53 B_k + 0.47 B_b \end{aligned} \quad (10)$$

考虑到(1)与(10)式,可以获得  $F_{zm}$  的表达式:

$$F_{zm} = \frac{0.53 B_k + 0.47 B_b - B_o}{\alpha} x_1 \text{ctg} \theta \quad (11)$$

解(6)与(11)式可以获得  $x_1$  的数值:

$$\begin{aligned} x_1 &= -\frac{K_2}{2K_1} + \sqrt{\left( \frac{K_2}{2K_1} \right)^2 - \frac{K_3}{K_1}} \\ x_1 &> 0 \end{aligned} \quad (12)$$

式中:  $K_1 = (0.06 B_k + 0.94 B_b - 2B_o) \text{ctg} \theta$

$$K_2 = (B_b - B_k) h_{ro} \text{ctg} \theta + (B_b - B_o - B_k) b_o$$

$$K_3 = (B_b - B_k) b_o h_{ro}$$

综上所述,只要预先假定桥拱  $b_o$  上的磁密  $B_b (B_b > B_k)$ , 根据(10)(11)与(12)式,可以获得  $x_1, B_{ze}, F_{zm}$  的数值,再根据(7)式可以获得槽磁势  $F_m$ 。

当桥拱  $b_o$  上承受磁密为  $B_b$  时,磁通  $\phi_b$  的波形见图4,其表达式为:

$$\left. \begin{aligned} \phi_b &= \frac{h_{ro}}{\beta} \ln \frac{F_{bm} \sin \omega t}{\alpha b_o} \\ &\quad \varphi_1 < \omega t < \varphi_2 \\ \phi_b &= B_o h_{ro} + \frac{\alpha F_{bm} \sin \omega t}{b_o} h_{ro} \\ &\quad \varphi_2 < \omega t < \frac{\pi}{2} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

式中:  $F_{bm} = \frac{B_b - B_o}{a} b_o$

$$\varphi_1 = \arcsin \frac{ab_o}{F_{bm}} \approx 0$$

$$\varphi_2 = \arcsin \frac{ab_o e^{B_b'}}{F_{bm}}$$

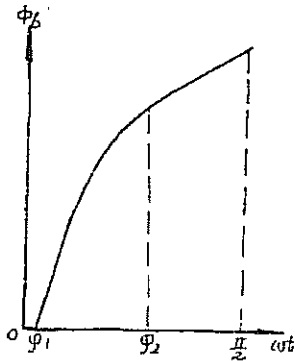


图 4

对图 4 的磁通波形进行富里哀分解, 获得基波磁通幅值的表达式

$$\begin{aligned} \phi_{b1} = & \frac{4h_{ro}(1 - \cos\varphi_2)}{\pi\beta} \ln \frac{F_{bm}}{ab_o} \\ & + \frac{2h_{ro}}{\pi\beta} \left[ 2(\cos\varphi_2 - 1) + \ln \operatorname{tg}^2 \frac{\varphi_2}{2} \right. \\ & \left. - 2\cos_2 \ln \sin\varphi_2 + 2\ln 2 \right] \\ & + \frac{4}{\pi} h_{ro} B_o \cos\varphi_2 + \frac{ah_{ro} F_{bm}}{\pi b_o} \\ & \times (\sin 2\varphi_2 - 2\theta + \pi) \end{aligned} \quad (14)$$

根据公式(4), 可以获得桥拱  $b_o$  部分的比磁导  $\lambda_b$

$$\begin{aligned} \lambda_b = & \frac{4h_{ro}(1 - \cos\varphi_2)}{\pi\beta\mu_o F_{bm}} \ln \frac{F_{bm}}{ab_o} \\ & + \left\{ \frac{2h_{ro}}{\pi\beta\mu_o F_{bm}} \left[ 2(\cos\varphi_2 - 1) + \ln \operatorname{tg}^2 \frac{\varphi_2}{2} \right. \right. \\ & \left. \left. - 2\cos\varphi_2 \ln \sin\varphi_2 + 2\ln 2 \right] \right\}^* + \frac{4h_{ro} B_o}{\pi\mu_o F_{bm}} \\ & \times \cos\varphi_2 + \frac{h_{ro}}{\pi b_o} (\sin 2\varphi_2 - 2\varphi_2 + \pi) \end{aligned} \quad (15a)$$

通过计算\*项实际上相当小, 数量级约为  $10^{-4}$ , 可以忽略。  $\lambda_b$  可以简化为

$$\begin{aligned} \lambda_b = & \frac{4h_{ro}(1 - \cos\varphi_2)}{\pi\beta\mu_o F_{bm}} \ln \frac{F_{bm}}{ab_o} \\ & + \frac{4h_{ro} B_o}{\pi\mu_o F_{bm}} \cos\varphi_2 + \frac{h_{ro}}{\pi b_o} (\sin 2\varphi_2 \end{aligned}$$

$$- 2\varphi_2 + \pi) \quad (15b)$$

观察(15)式, 当  $F_{bm} \rightarrow \infty$ ,  $\varphi_2$  将趋近于零, 于是  $\lambda_b = \frac{h_{ro}}{b_o}$ , 这意味着桥拱完全断开。

对于梯形铁芯 PQRS 部分的比磁导的计算, 可以用同样的方法进行。在  $B_b$  已知的条件下, 公式(10)(11)(12)分别给出了  $x_1$ ,  $B_{z0}$  与  $F_{zm}$  的数值。由于  $x_1$  相当小, 梯形铁芯可以近似用高度  $(h_{ro} + \frac{x_1}{2})$ , 长度为  $x_1 \operatorname{ctg}\theta$ , 其中承受着  $B_{z0}$  的磁密的矩形铁芯来代替。考虑到左右两块梯形铁芯的磁导是串联的, 因此两块梯形铁芯的总磁导  $\lambda_z$  的表达式如下:

$$\begin{aligned} \lambda_z = & \frac{(2h_{ro} + x_1)(1 - \cos\varphi_3)}{\pi\beta\mu_o F_{zm}} \ln \frac{F_{zm}}{ax_1 \operatorname{ctg}\theta} \\ & + \left\{ \frac{(2h_{ro} + x_1)}{2\pi\beta\mu_o F_{zm}} \left[ 2(\cos\varphi_3 - 1) \right. \right. \\ & \left. \left. + \ln \operatorname{tg}^2 \left( \frac{\varphi_3}{2} \right) - 2\cos\varphi_3 \ln \sin\varphi_3 \right. \right. \\ & \left. \left. + 2\ln 2 \right] \right\}^{**} \frac{(2h_{ro} + x_1) B_o \cos\varphi_3}{\pi\mu_o F_{zm}} \\ & + \frac{(2h_{ro} + x_1)}{4\pi x_1 \operatorname{ctg}\theta} (\sin 2\varphi_3 - 2\varphi_3 + \pi) \end{aligned} \quad (16a)$$

通过计算\*\*项实际上相当小, 数量级约为  $10^{-4}$ , 可以忽略。  $\lambda_z$  的表达式可以简化为

$$\begin{aligned} \lambda_z = & \frac{(2h_{ro} + x_1)(1 - \cos\varphi_3)}{\pi\beta\mu_o F_{zm}} \ln \frac{F_{zm}}{ax_1 \operatorname{ctg}\theta} \\ & + \frac{(2h_{ro} + x_1) B_o \cos\varphi_3}{\pi\mu_o F_{zm}} + \frac{(2h_{ro} + x_1)}{4\pi x_1 \operatorname{ctg}\theta} \\ & \times (\sin 2\varphi_3 - 2\varphi_3 + \pi) \end{aligned} \quad (16b)$$

式中:  $\varphi_3 = \arcsin \frac{ax_1 \operatorname{ctg}\theta e^{B_b'}}{F_{zm}}$

公式(15)(16)分别求得在桥拱饱和时  $b_o$  部分与梯形铁芯部分的比磁导  $\lambda_b$  与  $\lambda_z$ , 总的桥拱比磁导  $\lambda_o$  为  $\lambda_b$  与  $\lambda_z$  的串联, 因此  $\lambda_o$  可按(17)式求取

$$\lambda_o = \frac{\lambda_b \lambda_z}{\lambda_b + \lambda_z} \quad (17)$$

图 5 列出了根据公式(5)与(17)计算的不同桥拱尺寸与槽电流幅值的关系曲线。

## 二、试验结果

为了验证上部为梯形的闭口槽桥拱比磁导的计算公式及其对电机性能的影响, 上海

五一电机厂与上海纺织电机厂分别提供H160S, 15千瓦2极, H160M, 18.5千瓦4极及H100L, 1.5千瓦4极三规格转子为闭口槽与半闭口槽的样机。为了对电机性能便于比较, 闭口槽与半闭口槽转子具有相同的斜槽度, 转子的槽形完全一样。闭口槽仅把槽口闭合。三规格的桥拱尺寸均相同。桥拱宽  $b_0=1\text{mm}$ , 桥拱高  $b=0.2\text{mm}$  (见表2)。同时, 各规格的样机试验均在同一台定子中进行。

表3列出了三规格样机的试验数据。表4列出了它们的设计数据。表5列出了额定与短路时桥拱比磁导的设计数据。

表 2

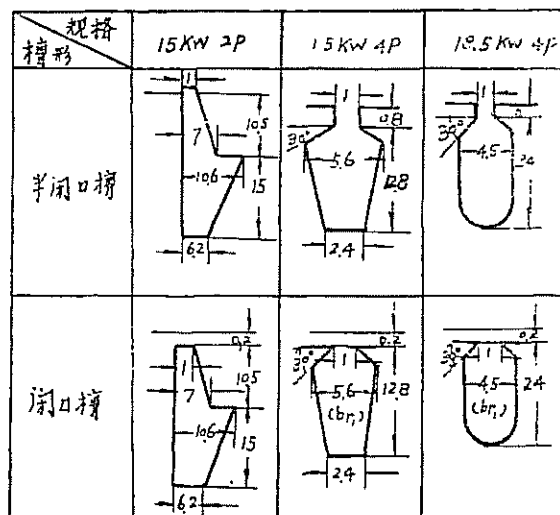


表 3

规格	槽形编号	$\eta$	$\cos\varphi$	$I_n$	$\frac{I_{st}}{I_n}$	$\frac{M_{st}}{M_n}$	$P_{Cu1}$	$P_{Cu2}$	$P_{fe}$	$P_s$	$P_r$	$\theta$	
15KW2P	#1半闭口槽	84.5	0.883	30.5	6.54	1.38	578	359	285	695	800	78	
	#2半闭口槽	84.1	0.889	30.5	6.37	1.316	578	279	340	715	910	84.1	
	#1闭口槽	85.0	0.885	30.1	6.51	1.317	560	272	268	638	912	77.5	
1.5KW4P	#1半闭口槽	78.12	0.828	3.53	5.1	2.22	158	103.4	81	50.6	27	54	0.52*
	#2半闭口槽	77.9	0.827	3.53	5.015	2.13	158	102	87	55.0	25	55	0.509
	#1闭口槽	79.6	0.817	3.51	5.02	2.15	155	99.5	77.5	32.0	21	51.2	0.52
	#2闭口槽	79.8	0.811	3.52	4.86	2.138	157	98.5	70	32.5	22	49.2	0.503
18.5KW4P	#1半闭口槽	88.6	0.895	35.2	8.17	2.04	822	412	500	455	170	83.9	
	#1闭口槽	89.4	0.886	35.5	7.85	2.02	825	409	400	416	140	80.1	
	#2闭口槽	89.2	0.89	35.4	8.04	2.26	823	463	440	405	110	87.5	

注\*电压250伏时的测试数据, 单位公斤-米。

表 4

规格	转子槽形	$\eta$	$\cos\varphi$	$I_n$	$\frac{I_{st}}{I_n}$	$\frac{M_{st}}{M_n}$	$P_{Cu1}$	$P_{Cu2}$	$P_{fe}$	$P_s$	$P_r$
15KW2P	半闭口槽	87.946	0.9038	28.6	5.937	1.247	502.8	304.2	348.9	375	525
	闭口槽*	87.915	0.90	28.8	5.65	1.145	506.9	306.0	349.0	375	525
1.5KW4P	半闭口槽	80.404	0.816	3.46	5.272	2.517	162	97.5	55.7	30	19.9
	闭口槽*	80.20	0.81	3.485	5.1	2.38	163.15	99.0	55.8	30	19.9
	闭口槽**	79.1	0.787	3.66	3.87	1.605	180.5	108	56.0	30	19.9
18.5KW4P	半闭口槽	88.35	0.877	36.1	6.848	2.47	879.8	581.3	423.4	370	185
	闭口槽*	88.27	0.8715	36.2	6.62	2.31	892.6	586.5	423.5	370	185
	闭口槽*	88.156	0.8638	36.85	5.605	2.07	911	594.4	425.1	370	185

注\*采用公式(5)(17)计算桥拱比磁导。\*\*采用资料[1]计算桥拱比磁导。(假定  $b_{r1} = 2r_1$ )

表 5 数据表明, 采用公式(5)(17)计算桥拱比磁导, 在电机额定负载时仅为资料[1]的40%左右, 短路时约为20%左右, 其桥拱比磁导的数值约0.3~0.5左右, 桥拱基本上断开了[4]。采用资料[1]计算, 三规格的起动电流设计值比半闭口槽下降约10~30%, 起动转矩设计值下降为20~40%。采用公式(5)(17)计算, 起动电流设计值仅下降4%左右, 起动转矩设计值下降约7%左右(见表4)。这一点在电机短路试验中也得到证实(见表3)。从而说明了采用公式(5)(17)计算上部为梯形的闭口槽桥拱比磁导具有一定的正确性。同时也说明了资料[1]所绘出的闭口槽桥拱比磁导曲线不适用于上部为梯形的闭口槽, 因为它是从上部为半圆形闭口槽推导而来的[10]。

在电机额定负载时, 桥拱比磁导的数值基本上大于半闭口槽槽口的比磁导数值(视槽口具体尺寸)。因此使电机的效率与功

率因数稍有下降。但是, 由于定子槽口一般比较大, 在转子表面产生磁密脉动。采用闭口槽后, 使磁密脉动振幅减小, 降低了表面损耗。同时在定子表面的脉振损耗也相应减小。因此电机空载铁耗比半闭口槽要低, 约下降20%左右。这些现象在杂散耗上也得到反映。图6图

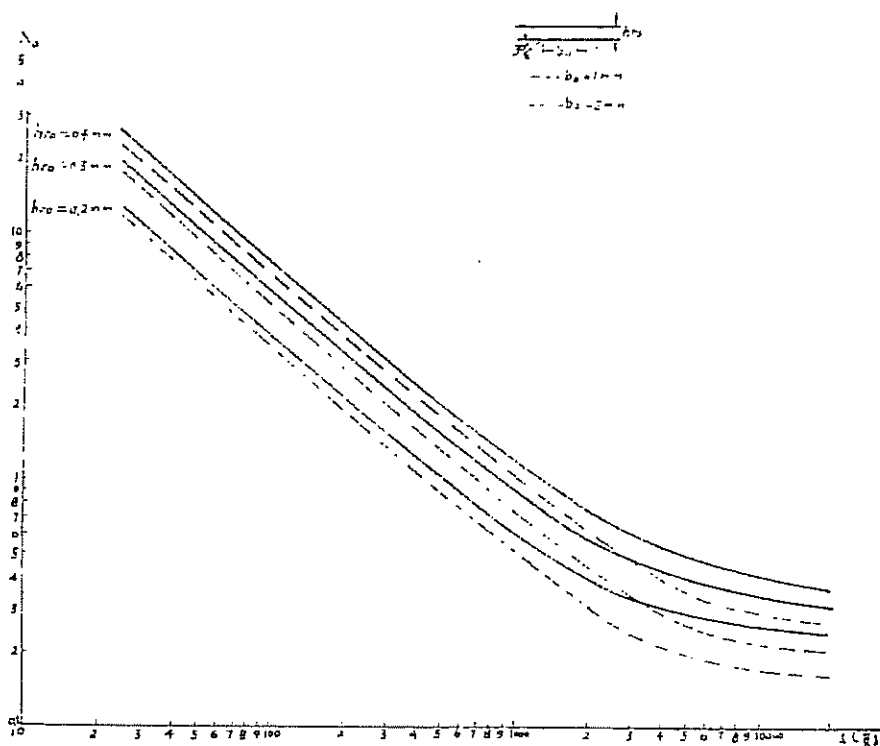


图 5 a

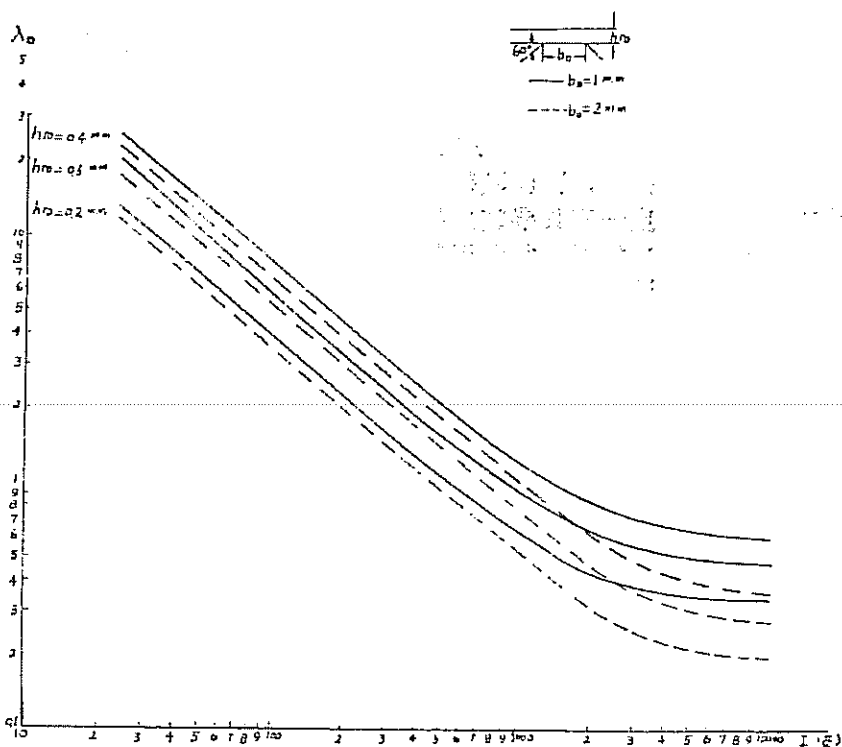


图 5 b

与图8分别给出三规格闭口槽与半闭口槽的杂散耗试验曲线。

表5

规格	额定负载时 $\lambda_0$		短路时 $\lambda_0$	
	(5)(17)式	资料[1]	(5)(17)式	资料[1]
15KW2P	0.81	—	0.29	—
1.5KW4P	1.7	4.924	0.43	3.56
18.5KW4P	0.88	2.24	0.285	1.1

在图6、7、8中，X表示1号半闭口槽转子，○表示2号半闭口槽转子，△表示1号闭口槽转子，□表示2号闭口槽转子。

从上述曲线可知，闭口槽转子比半闭口槽的杂散耗要低一些，额定负载时约下降10%~30%左右（见表3）。

由于闭口槽电机的铁耗与杂散耗相对较小，因此三规格闭口槽样机的实际效率比半闭口槽约提高0.5~1.0%左右。但是功率因数约下降1%左右。对于6极与8极电机，转子采用闭口槽对电机性能的影响，还待进一步试验验证。

通过闭口槽与半闭口槽样机的试验与分析，获得以下几点看法：

1. 采用(5)(17)式计算上部为梯形的闭口槽桥拱比磁导具有一定的正确性。

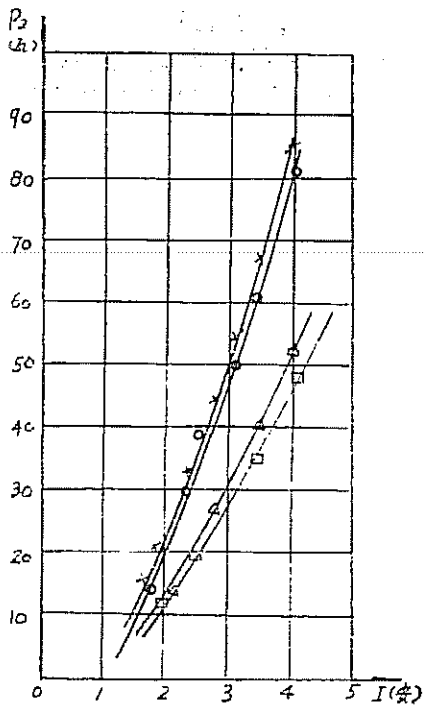


图6 1.5千瓦4极

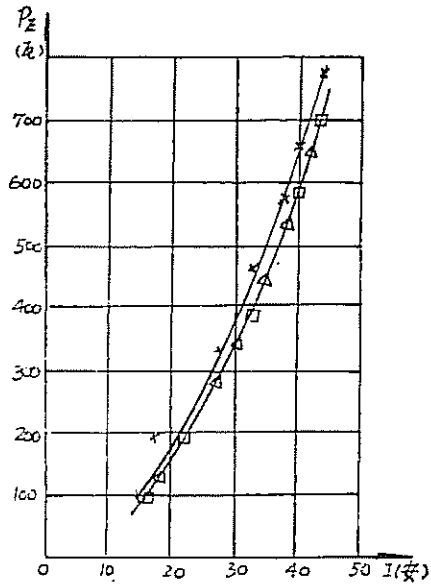


图7 18.5千瓦4极

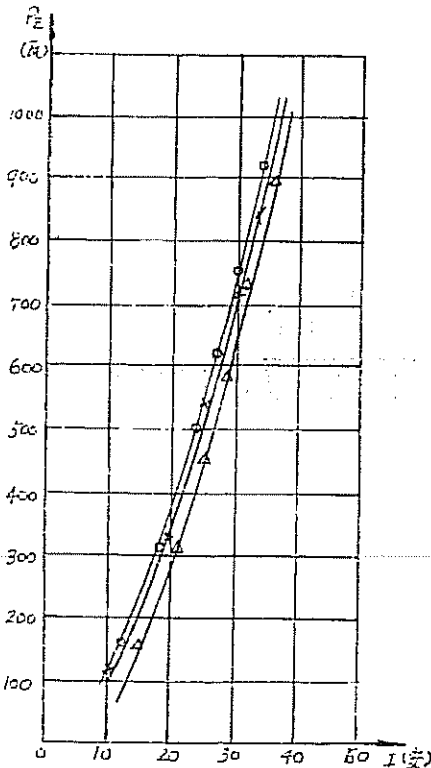


图8 15千瓦2极

2. 采用闭口槽，将减小电机的铁耗与杂散损耗。对2极与4极电机效率的提高0.5~1.0%左右，功率因数约下降1.0%左右。当然采用闭口槽直槽转子，可能有助于改善电机的功率因数。

3. 半闭口槽转子槽口一般又短又小，

# 略谈斜槽漏抗的归算

浙江大学 林友仰

异步电机中，为了削弱有害的附加转矩和电磁噪声，常把鼠笼转子做成斜槽。一定的绕组磁势产生的气隙磁场和磁通的基波与槽斜度无关，并且与该绕组交链的磁通不变（绕组的自感不变），然而由于斜槽削弱了两绕组之间的互感，所以同一个磁场与另一个副绕组交链的磁通量，却随着槽斜度增加而减少。减少的互感磁通部分作为漏抗的增加，取名斜槽漏抗 $x_{SK}$ 。设 $Q_2$ 为转子槽数， $p$ 为电机极对数、 $t_2$ 为转子齿距， $b_{SK}$ 为槽斜度，则斜槽系数

$$k_{SK} = \frac{\sin \frac{b_{SK}}{t_2} \cdot \frac{p\pi}{Q_2}}{\frac{b_{SK}}{t_2} \cdot \frac{p\pi}{Q_2}} \quad (1)$$

按上面所述道理，定、转子绕组之间的互感应由直槽时的 $M_{12}$ 减为 $k_{SK}M_{12}$ ，与其对应激磁电抗亦由 $x_m$ 减为 $k_{SK}x_m$ ，而定子和转子将因斜槽而增加了一个漏抗 $(1-k_{SK})x_m$ 。设直槽时定子漏阻抗为 $Z_1$ ，转子漏阻抗折合值为 $Z_2' = k_0 k_t Z_2$ ，转子电阻的折合值为 $r_2' = k_0 k_t r_2$ ，其中折合系数

$$k_0 = \frac{Z_{\phi 1} k_{ap1}}{Z_{\phi 2} k_{ap2}}, \quad k_t = \frac{m_1 Z_{\phi 1} k_{ap1}}{m_2 Z_{\phi 2} k_{ap2}} \quad (2)$$

开制合金钢模具及钨钢复式模具质量不易保证。同时，由于具有槽口部分，转子复式模在使用中易生毛刺及模具爆裂。一方面使刃磨工作量增加，同时又使模具使用寿命大为缩短。采用闭口槽后，可以避免上述缺点和延长模具寿命。

## 参 考 资 料

1. “中小型三相异步电动机电磁计算程序”上海电器科学研究所1971年版。
2. Р. Рихтер “Электрические Машины” V.4 1939
3. В. А. Фокин “Эквивалентная удельная магнитная проводимость мостика “закрытого паза с полукруглой наружной частью” «Электротехника» 1970 №6
4. P. L. Alger “Induced High-Frequency Currents in Squirrel Cage Windings” Tr

且 $m_1, m_2$ 为定、转子绕组相数， $Z_{\phi 1}, Z_{\phi 2}$ 为定、转子每相串联导体数， $k_{ap1}, k_{ap2}$ 为定、转子基波绕组系数，则斜槽后的等值电路应为图1所示的。

通常不考虑激磁支路中表示铁耗的电阻 $r_m$ 随斜槽而变化，所以在讨论斜槽漏抗时，可暂不计入。

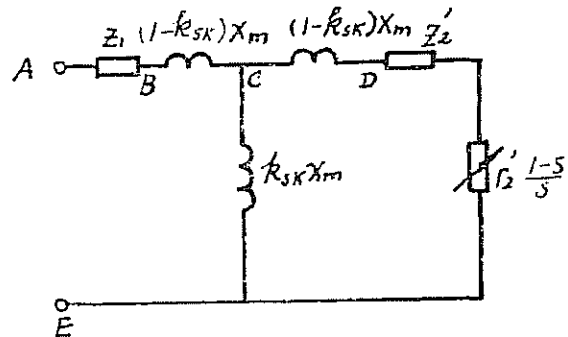


图 1

电机学中已经证明，如果我们想把等值电路中激磁支路移前时，只要预先求得系数

$$\sigma_1 = 1 + \frac{Z_1}{Z_m} \approx 1 + \frac{x_1}{x_m}$$

再将电路中有关参数稍加改变，即得图2(a)所示的移前等值电路。按照同样道理，我们把斜槽等值电路中激磁支路从CE点移前至BE点，则应该用系数

$$\sigma_c = 1 + \frac{(1-k_{SK})x_m}{Z_m} \approx 1 + \frac{(1-k_{SK})x_1}{x_m} \quad (3)$$

A. I. E. E. pt II 1957

5. Paul Agawal 等 “Saturation Factors for Leakage Reactance of induction Motors” Tr A. I. E. E. pt II 1960
6. T. S. Birch “Permeance of closed-slot bridge and its effect on induction-motor-current computation” P. I. E. E. № I 1971
7. В. А. Фокин “удельная пазовая проводимость магнитного клина” «Электричество» 1971 №9
8. О. Д. Гольдберг等 “расчет удельной пазовой проводимости магнитного клина в индукционных двигателях” «Электротехника» 1966 № 12
9. В. А. Фокин “Удельная магнитная проводимость закрытого паза” «Электротехника» 1965 №1
10. K. Kocourek “Streuleitfähigkeit geschlossener Nuten” E. u. M 1935 H 36

