

8205 5.35

第 15 篇 旋转电机通论及 特殊电机

主 编	堀 井 武 夫	(慶應義塾大学)
执 笔 者	穴 山 武	(東 北 大 学)
	大 和 田 勝 男	(東京芝浦電気)
	笠 間 良 治	(日立製作所)
	川 村 隆	(日立製作所)
	高 月 一	(三 菱 電 機)
	仲 村 節 男	(東京芝浦電気)
	長 坂 長 彦	(安川電機製作所)
	堀 井 武 夫	(慶應義塾大学)
	宮 川 澄 夫	(明 電 合)
	山 村 昌	(東 京 大 学)

译 者	白延年	千仁冲
校 者	白延年	鲁学平

目 录

第1章 旋转电机设计基础	15-1	6.8 绝缘介电强度	15-35
1.1 确定主要尺寸的条件	15-1	6.9 因转速、电压及频率的变化引起的	
1.2 功率方程式	15-1	影响	15-36
1.3 利用系数 K 与电磁负荷的关系	15-2	6.10 机械强度要求	15-36
1.4 磁通密度及安培导体数的极限值	15-2	第7章 电机的一般试验方法	15-36
1.5 电磁负荷的分配	15-3	7.1 机械损耗的测定方法	15-36
1.6 各种电机的极限容量	15-4	7.2 铁耗的测定方法	15-37
第2章 电机绕组及磁路	15-6	7.3 转速的测定方法	15-37
2.1 电机绕组	15-6	7.4 转矩测定法	15-37
2.2 感应电动势与绕组系数	15-12	7.5 超速试验	15-38
2.3 磁路	15-14	7.6 温升试验	15-38
2.4 漏(磁)感	15-17	7.7 耐压试验	15-38
第3章 旋转电机的结构设计	15-18	7.8 试运转时的注意事项	15-38
3.1 结构设计应考虑的问题	15-18	第8章 电机的安装及维护	15-39
3.2 转子的结构设计	15-18	8.1 安装	15-39
3.3 定子的结构设计	15-19	8.2 维护	15-40
3.4 轴承设计	15-20	第9章 电机的噪声	15-42
3.5 电机机壳的机械结构	15-22	9.1 电机的噪声	15-42
3.6 防爆结构	15-22	9.2 电机噪声的测定	15-43
第4章 旋转电机的损耗	15-23	第10章 汽车及飞机电气设备	15-44
4.1 铁耗	15-23	10.1 概论	15-44
4.2 铜耗	15-24	10.2 汽车的发电系统	15-44
4.3 摩擦损耗及通风损耗	15-27	10.3 汽车起动机	15-45
4.4 杂散负载损耗	15-28	10.4 汽车的点火系统	15-46
第5章 旋转电机的温升及冷却	15-28	10.5 飞机电气设备	15-47
5.1 热常数	15-28	第11章 自整角机	15-49
5.2 冷却方法	15-29	11.1 概述	15-49
5.3 绕组温升的简易算法	15-29	11.2 自整角机的种类和结构	15-49
5.4 温度上升时间的变化关系	15-30	11.3 特殊自整角机和分解器	15-51
第6章 旋转电机的基本标准	15-31	第12章 特殊电动机	15-51
6.1 适用范围	15-31	12.1 步进电动机	15-51
6.2 定义	15-31	12.2 晶体管式电动机	15-55
6.3 旋转电机的分类	15-31	12.3 微型电动机	15-56
6.4 工作方式及定额	15-32	12.4 磁滞电动机	15-56
6.5 温度	15-33	第13章 直线电动机	15-56
6.6 损耗及效率	15-35	13.1 概述	15-56
6.7 变化率	15-35	13.2 直线异步电动机	15-57

13.3 直线同步电动机	15-59	15.3 磁放大器的过渡过程特性	15-64
第14章 电磁铁	15-59	15.4 非线性磁性装置	15-65
14.1 电磁铁的种类	15-59	第16章 电阻器	15-66
14.2 直流电磁铁	15-60	16.1 种类和规格	15-66
14.3 交流电磁铁	15-60	16.2 温升	15-67
14.4 电磁铁的用途	15-61	16.3 电流量量	15-67
第15章 磁放大器	15-62	16.4 电阻器的选用基准	15-67
15.1 磁放大器的种类和用途	15-62	16.5 电阻值	15-67
15.2 磁放大器的特性	15-62	参考文献	15-68

第1章 旋转电机设计基础

1.1 确定主要尺寸的条件

旋转电机虽分有直流电机、同步电机、异步电机和交流换向器电机等各种电机,但在功能上都是进行电能和机械能的相互转换,在结构上都是由转子和定子所构成,对转轴成对称布置,因此在设计上全部可从共同的基础出发。

旋转电机的主要尺寸用气隙处的铁心直径 D (m)和铁心轴向往长度 L (m)二者来表示。 D 和 L 要满足给定的许多条件,如何确定 D 和 L 是电机设计的基本问题。

当给定条件为 $a_1, a_2, \dots$ 时,其表达式可用 $D = f_1(a_1, a_2, \dots), L = f_2(a_1, a_2, \dots)$

表示,问题是针对 $a_1, a_2, \dots$ 这些条件,如何确定 f_1, f_2 的函数关系。

给定条件的内容,可大致分为电气条件和机械条件。

(a) 电气条件

(i) 功率、电压、电流及频率

(ii) 效率、功率因数及电压变化率等

(iii) 运行的类别,即连续运行、短时运行、间歇运行及间歇负载连续运行等

(iv) 最大转矩、起动转矩及过载能力等

(v) 绝缘等级及绝缘介电强度等

(b) 机械条件

(i) 额定转速、速度变化率及超速能力等

(ii) 温升限度、冷却介质温度、冷却方式及防护型式

(iii) 振动及噪声水平

(iv) 外形尺寸、重量及飞轮力矩(GD^2)等

要满足以上条件,进而加上经济条件,在理论上导出最佳的 D 及 L 关系式是很困难的。因此在确定 D 及 L 时通常所采用的方法是取功率(或容量)和转速这两个影响最大的因素,然后为满足其他条件进行修正。

表示功率、转速和 D 、 L 之间的关系式叫功率方程式,此方程是电机设计的基础。最近,电子计

算机在设计上得到了应用,确定主要尺寸可包括上述更多的条件,但作为设计基础的功率方程式的重要性并未改变。

1.2 功率方程式

过去曾提出的各功率方程可归纳如下:

$$(a) N = K D^2 L n$$

$$(b) N = K' D^3 L n$$

$$(c) N = K'' D^x L^y n$$

式中 $2.0 < x < 3.0; 1.0 < y < 1.5$ 。

式中 N : 功率(kW)或容量(kVA); D 、 L : 电枢铁心直径(m)和长度(m); n : 转速(rpm); K 、 K' 、 K'' : 利用系数。

图1表示各利用系数,其变化趋势是用利用系数与比容量 N/n 的关系表示的。

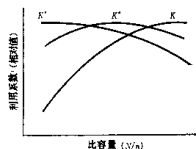


图1 利用系数的变化趋势

(a) 是所谓 D^2L 理论,自 Snell⁽¹⁾以后曾得到 Emde⁽²⁾ 和 Richter⁽³⁾ 等许多人的支持,其不便之处是利用系数在很大范围内变化,在选取时需要长期积累的经验。(b) 是由田中⁽⁴⁾和 Zavada⁽⁵⁾提出的 D^3L 理论,其利用系数的变化范围较 D^2L 理论要小。比较这两种理论,当比容量较小时, D^2L 理论的利用系数几乎为定值,但 D^3L 理论的利用系数则大幅度变化,与此相反,当比容量大时, D^2L 理论的利用系数则大致为一恒定值,但 D^3L 的利用系数却有大幅度变化的趋势。(c) 是上两种理论的改进,自 Rosenthal⁽⁶⁾ ($x = 8/3, y = 4/3$) 以后,就 x 、 y 值提出了各种建议。此时当适当选择 x 、 y 值时,在中等容量范围内 $D^x L^y$ 的利用系

数值大致为一恒定值。可是就比容量的全部范围来说并不是不变的。

总之,对所有类型的电机,想要用通用的一般公式 $N = f(D, L, n)$, 在仅包含单一不变的利用系数下都能成立是不合理的。在设计电机时所采用的磁通密度、电流密度和安培导体数等数值,根据各种电机的特性、用途、冷却方式和材料的改进等有很大变化,所以利用系数产生颇大范围的变化是理所当然的,可以认为利用系数是随着时代的潮流而变化的。所以与其说利用系数的数值重要,莫如说它随电磁负荷如何变化或明确其物理意义等更为重要。

基于这种观点,就最常用的 D^2L 理论,即用

$$K = N/D^2L \quad (1)$$

表示的利用系数 K (在许多情况下称此系数 K 为输出系数)的内容加以考察。

1.3 利用系数 K 与电磁负荷的关系

1.3.1 直流电机的利用系数 当忽略损耗时,直流电机的功率 N (kW) 可用下式表示:

$$N = EI \times 10^{-3} = \left(\frac{I}{2a} Z \right) (2p\Phi) \frac{n}{60} \times 10^{-3} \quad (\text{kW})$$

式中: E : 感应电动势 (V); I : 电枢电流 (A); $2a$: 电枢绕组支路数; Z : 电枢绕组导体数; $2p$: 极数; Φ : 每极磁通 (Wb); n : 转速 (rpm)。

现将安培导体数用 A_c (A/m) 表示, 气隙磁通用 B_g (T) 表示, 极弧系数用 α 表示时, 则可建立以下关系式, 此时 α 值通常约为 0.6~0.7。

$$N = \frac{\pi^2}{60} \alpha A_c B_g D^2 L n \times 10^{-3} \quad (\text{kW}) \quad (2)$$

$$K = \frac{\pi^2}{60} \alpha A_c B_g \times 10^{-3} = C_1 A_c B_g \quad (3)$$

1.3.2 交流电机的利用系数 交流电机的容量 N (kVA) 用下式表示:

$$N = mEI \times 10^{-3} \\ = 1.11 k_w (2m N_s f) (2p\Phi) \frac{n}{60} \times 10^{-3} \quad (\text{kVA})$$

式中: m : 相数; E : 每相感应电动势 (V); I : 相电流 (A); N_s : 每相匝数; $2p$: 极数; Φ : 每极磁通 (Wb); n : 转速 (rpm); k_w : 绕组系数 (一般约为 0.9)。

现将安培导体数用 A_c (A/m) 表示, 并假定气隙磁通按正弦波分布, 其幅值为 B_g (T) 时, 则可化成下式。

$$N = \frac{2\pi}{60} \times 1.11 k_w A_c B_g D^2 L n \times 10^{-3} \quad (\text{kVA}) \quad (4)$$

$$K = \frac{2\pi}{60} \times 1.11 k_w A_c B_g \times 10^{-3} = C_1 A_c B_g \quad (5)$$

以上两种情况下的利用系数 K 都与安培导体数 A_c 和气隙磁通密度 B_g 的乘积成比例, 其比例常数 C_1 值不论对直流电机或交流电机都大致相同, 其值约为 $(1.0 \sim 1.1) \times 10^{-4}$ 。

1.4 磁通密度及安培导体数的极限值

要使电机设计得小, 应尽量减少 D^2L , 即使 K 值尽量加大。但由于 $K = C_1 A_c B_g$, 结果只有尽量增大气隙磁密 B_g 和安培导体数 A_c 。

1.4.1 对气隙磁密的限制 气隙磁密 B_g 受电枢铁心齿部磁路饱和的限制。现假定 B_t 为铁心齿部磁密 (T), s 为槽宽 (m), t_1 为槽距 (m), σ 为电枢导体的电流密度 (A/m²), C 为电枢导体的槽满率, h 为槽深 (m), 则

$$B_g = B_t (1 - s/t_1), \quad A_c = \sigma chs/t_1 \quad (6)$$

求其乘积得

$$A_c B_g = \sigma ch B_t (1 - s/t_1) s/t_1 \quad (7)$$

式 (7) 是当 $s/t_1 = 1/2$ 时为最大。故利用系数是在槽宽和齿宽相等时最大, 此时 $B_g = B_t/2$ 。

由于铁心齿部使用的硅钢片的允许最高磁密约为 2.0~2.2 T, 气隙磁密为其一半, 故气隙磁密的最高允许值为 1.0~1.1 T。

只要磁路采用铁心, 此极限值就是不可避免的, 长期以来未见例外。然而最近由于超导技术有了很大进展, 即使不采用铁心也可在广大空间无损耗地产生 3~5 T 左右的强磁场, 并已被用来试制电机, 可望得到新的发展。

1.4.2 安培导体数的限制 安培导体数受导体中产生的铜耗、温升及大部分由槽深所支配的漏抗的限制。 A_c 值如式 (6) 所示随电流密度和槽满率而变, 但大体上可以看作与槽深成正比。相同极数时, D 越大, 则槽深 h 也越大, 但 A_c 的变化却不与 D 成比例; 而是渐趋饱和。

今取一标准电机, 令磁通密度 B_g 和电流密度

○ 原文误为圈电流。——译者注

σ 为定值, 当全部尺寸都扩大 m 倍时, 其性能如何变化可表示如下。

磁通 $\cdots m^2$ 倍, 电阻压降(标么值) $\cdots 1/m$ 倍

电压 $\cdots m^2$ 倍, 漏抗压降(标么值) $\cdots m$ 倍

电流 $\cdots m^2$ 倍, 安培导体数 $\cdots m$ 倍

功率 $\cdots m^4$ 倍, 利用系数 $\cdots m$ 倍

所以当保持电机的形状不变而增大尺寸时, 则效率提高, 但电抗增大并引起以下问题。

对直流电机, 增大电抗电压则整流恶化。对同步电机, 由于增大同步电抗使短路比降低、电压变化率及稳定性变坏。对异步电机, 由于增大漏抗使最大转矩降低, 当不计激磁电抗影响时, 功率因数也变坏。

为防止电抗增大产生的不良影响, 在伴随 D 的增大使槽深的增加幅度减少的同时, 有必要对 A_c 本身加以限制, 为此 A_c 对 D 的关系呈现饱和的趋势。 A_c 的饱和值随电机的种类、电气条件及冷却方式等不同, 并由于技术随时代的不断进步而相应地变动, 但事实证明无论何种情况下大容量电机的 A_c 值总趋向饱和。

一般小容量电机的 B_g 值也可选得低一些, 但大容量电机的变化幅度小, K 值大幅度变化的原因主要是取决于 A_c 的变化。对小容量电机, 因 A_c 大致与 D 成比例, 此时 $D^2 L$ 理论的 K' 值接近恒定值。而当大容量电机时因 A_c 值趋向饱和, 故 $D^2 L$ 理论的 K 值接近恒定值。由此可以说明图 1 所示的利用系数的变化趋势。

1.5 电磁负荷的分配

假定每极的总安培导体数为 Σ , 每极磁通为 Φ , 极数为 $2p$ 则

$$2p\Sigma = \pi D A_c, \quad 2p\Phi = \pi D L \cdot a_t B_g \quad (8)$$

式中, a_t 对直流电机表示极弧系数, 交流电机等于 $2/\pi$ 。由此求比容量 N/n (kW/rpm 或 kVA/rpm) 时如下式所示。

$$N/n = C_s (2p\Sigma) (2p\Phi) \quad (9)$$

式中, $C_s = 10^{-3}/60$ (直流电机), $1.11 \text{ kW} \times 10^{-3}/60$ (交流电机)。

式 (9) 中的 $(2p\Sigma)$ 为安培导体数的总和, $(2p\Phi)$ 为磁通量的总和。这两个量分别称为电负荷与磁负荷, 还有将 Σ 及 Φ 分别称为每极电负荷与每极磁负荷 (也有单将 Σ 、 Φ 称为电负荷及磁负荷的

情况)⁽⁷⁾。

因电机是由电路与磁路相交链而成, 故其功率决定于电负荷与磁负荷, 电机的形状则依电磁负荷的比值而定。一般电负荷大的电机叫多铜电机, 磁负荷大的电机叫多铁电机, 因多铁电机较重, 一般采用轻巧的多铜电机是发展方向。

电负荷与磁负荷之比可取任意值, 但实用的电机则几乎接近一定的形态。其理由, 第一是受所要求的电气条件与机械条件的限制, 第二是受经济问题即受工艺性和材料价格等的限制。可是将这些关系在数量上按固定原则来确定是极为困难的, 所以对许多实用的电机多采用统计平均值的方法作为设计的指针。这对设计思想统一后的系列标准通用电机的设计是个有效的方法。

关于每极电磁负荷的分配问题, 过去所提出的各种理论可归纳如下:

$$(a) \quad \Phi = C_1 \Sigma, \quad A_c = K_1 D$$

$$(b) \quad \Phi = C_2 \Sigma^2, \quad A_c = K_2$$

$$(c) \quad \Phi = C_3 \Sigma^\gamma, \quad A_c = K_3 D^\lambda$$

式中 $\lambda = (2 - \gamma) / \gamma$;

$$K_1 = (\pi/2) (\beta a_t B_g / C_1);$$

$$K_2 = (\beta a_t B_g / C_2)^{1/2};$$

$$K_3 = (\pi/2)^\lambda (\beta a_t B_g / C_3)^\gamma.$$

其中, $\beta = L / \tau$ (τ : 极距)

(a) 是 Niethammer⁽⁸⁾ 及 Gray⁽⁹⁾ 提出的比例理论, 对 A_c 与 D 成比例的小容量电机能成立。(b) 是由田中⁽¹⁰⁾ 提出的, 适用于 A_c 值接近饱和的大容量电机。因前二者都不适用于各种容量范围, 为扩大适用范围, 上田⁽¹¹⁾ 与竹内⁽¹²⁾ 提出了 (c)。

在 (c) 的情况下, 当 $\gamma = 1$ 时为比例理论, 当 $\gamma = 2$ 时则为田中的理论。将此式微分得

$$(d\Phi/\Phi) = \gamma (d\Sigma/\Sigma) \quad (10)$$

竹内把此关系称为微分增量比例法。

γ 值按上田理论不论何种电机都为 1.54。可是该值应该考虑随电机类型而不同, 竹内从过去的制造实例统计求得该值如表 1 所示。

表 1 γ 值

电机类型	直流电机	同步电机	异步电机
γ	1.5	1.6	1.3

上田与竹内的理论都把 A_c 与 D 的关系看作可用 D^λ 的形式来表示。 λ 值在 $\gamma = 1.5$ 时为 0.33,

但此值是随设计制造技术的进步和材料的发展等因素而变化。最近的电机由于冷却方式的改进和性能的改善, A_c 值在不饱和范围内 λ 值有接近 1 的趋势。

如上所述, 决定 Φ 与 λ 的分配后, 再假定 B_g 及 A_c 便可由式(8)决定 D 和 L 。可是若假定 B_g 及 A_c , 不考虑所谓中间媒介变数 Φ 及 λ , 直接以 B_g 及 A_c 为考察对象, 被认为是更合理的。

当以 B_g 及 A_c 为设计的基本要素时, 若另加 L/τ (τ 为极距) 为设计要素, 便可确定 D 和 L 。 L/τ 一般随电机类型有一大致范围, 当无其他限制、优先考虑经济性时, 多选 0.8~1.2 左右。但是此比值也随通风冷却方式和制造技术的进步而变化, 也随时代的要求而变。

变速直流电动机要求 GD^2 (飞轮力矩) 尽量小, 被设计成 D 小 L 长。而汽轮发电机等高速电机, 因受机械强度限制, 不得不加长 L 。与此相反, 对于水轮发电机为了限制甩负荷时的水压变化和转速上升率, 对 GD^2 值有要求, 为满足此要求, D 要设计得大。过去无特殊要求的同步电动机和异步电动机, 近来由于大功率电子设备的进展, 采用变速传动的情况增多, 也要求电动机的 GD^2 减小。

川田^[13]提出将电磁负荷的比值 C_e 引入一个能表示电机特性的设计要素 (G_e)。(G_e) 由共性要素和电机类型要素所组成, 前者采用导体的电流密度、槽满率及槽宽与槽距之比, 后者对直流电机采用电抗电压和换向器片间电压, 对同步电机采用电抗电压降或短路比, 异步电机采用最大转矩和功率因数, 交流换相器电机采用变压器电势。因川田理论是使 γ 固定不变, 所以和竹内理论相同, 其适用范围为中容量电机, 但对所引人的电机类型要素可以讨论。

今后可考虑对各种电机通用的主要尺寸确定法发展到针对每种类型电机所特有的设计要素, 并使 γ 值也按相应的 D 或 N/n 而改变来确定主要尺寸。由于电子计算机应用的进展, 包括从电磁设计、结构设计, 一直到材料费及加工费的估算, 都可连贯地进行计算, 对每种电机可取尽量多的设计要素, 以确定最佳的 D 、 L 及详细尺寸。因此利用系数有从确定电机尺寸的观点移到根据已确定的尺寸来评论电机的密实度的观点上来的趋势。

1.6 各种电机的极限容量

电机的极限容量如历史过程所揭示, 是根据材

料、设计以及制造技术的改进, 随时代不断增长的, 不能事先断定。特别是最近汽轮发电机的发展惊人, 随着电能需要的急剧增加, 单机容量得到飞速增长, 对极限容量的预测变化很大。

极限容量根据有无换向器相差很大, 故在此就交流电机、直流电机和交流换向器电机分别加以说明, 并从提高极限容量的角度论述最近进行研制的超导电机。

1.6.1 交流电机的极限容量 交流电机极限容量问题最突出的是汽轮发电机和水轮发电机。交流电机的功率 N (kVA) 可由式(4)、式(5)求得

$$N = C_i B_g A_c D^2 L n$$

将上式用周速 $v_s = \pi D n / 60$ 改写后得

$$N n = C' B_g A_c v_s^3 L \quad (11)$$

$$C' = 1.11 k_w (2/\pi) 60 \times 10^{-3} \approx 0.038$$

可以看出, 交流电机的容量受 B_g (T)、 A_c (A/m)、 v_s (m/s) 和 L (m) 四者的限制。

此限制值, 对汽轮发电机和水轮发电机差别很大, 兹分别说明之。

(a) 汽轮发电机的极限容量 汽轮发电机的转子虽然是由特殊钢锻造的整块转子, 但在强大的离心力作用下, 没有指望从材料强度方面大幅度提高极限容量, 仅能缓慢地少量地提高。因离心力与 v_s^2 成正比, 所以对 v_s 有严格的限制, 目前很难超过 230 m/s。而气隙磁密由于铁心齿部饱和, 被限制在 1.1 T 左右。

铁心长度 L 一般受临界转速的限制, 但由于平衡技术的显著提高, 目前大容量发电机可超过二次临界转速运转, 使轴的长度允许值也有增大的趋势。此允许的极限值不一定固定不变, 多数取决于经验的积累和技术的提高, 但由于存在轴承、振动等问题, 超过 10 m 被认为是很困难的。

由于冷却技术的进步, 使安培导体数 A_c 显著增大。 A_c 受温升和电抗电压增高的限制, 但前者可借冷却技术的进步来求得改善, 而由后者引起的短路比和稳定性降低则基于控制技术的进步, 采用快速励磁来求得改善。汽轮发电机的冷却方式从空气冷却发展到氢外冷, 接着又发展到转子线圈氢内冷和定子线圈水内冷, 今后将进一步考虑转子线圈水内冷。由于上述冷却方式的改进引起利用系数及最大容量的变化, 如表 2 所示。

空气冷却时的极限容量约为 $N n = 3.6 \times 10^8$

表2 汽轮发电机的利用系数及最大容量

冷却方式	转子	空气冷却	氢外冷	氢内冷	氢内冷	水内冷
	定子	空气冷却	氢外冷	氢外冷	水内冷	水内冷
利用系数之比(空气冷却为1)	1	2	3	4~4.5	5~6	
限制利用系数的部分	转子	转子	转子	转子	转子	
2根3600转/分发电机最大容量(MVA)	100	200	300	1500	2000~2400	

(kVA·rpm), 而定子、转子都采用水内冷时, 如取极限值 $B_p = 1.1 \text{ T}$, $A_c = 4 \times 10^5 \text{ A/m}$, $v_a = 230 \text{ m/s}$, $L = 10 \text{ m}$ 时则

$$Nn = 8.8 \times 10^6 \text{ (kVA} \cdot \text{rpm)}$$

其极限容量约比空气冷却增大 24 倍。

(b) 水轮发电机的极限容量 为满足水轮机所要求的 GD^2 的条件, 水轮发电机要设计成大直径 D , 而 D 的极限值是由水轮机飞逸转速时的圆周速度所限制。因水轮发电机为多极凸极转子, 与汽轮发电机相比结构复杂, 最大圆周速度也被限制在 200 m/s 左右。水轮机的飞逸转速与额定转速之比对培尔登及法兰西斯水轮机为 $1.65 \sim 2.20$ 左右, 而最近的高扬程抽水蓄能发电水泵水轮机, 则比上述值稍低, 约为 $1.5 \sim 1.6$ 。

对空气冷却的水轮发电机及发电电动机, 即使采用电动鼓风机的强迫通风方式, 其铁心长最大限度约为 4 m 左右。今取 $B_p = 1.1 \text{ T}$, $A_c = 1.0 \times 10^5 \text{ A/m}$, $v_a = 130 \text{ m/s}$, $L = 4 \text{ m}$ 为极限值则

$$Nn = 2.8 \times 10^6 \text{ (kVA} \cdot \text{rpm)}$$

上式是空气冷却的抽水蓄能电站发电电动机的极限容量。

对通常的水轮发电机, 因水轮机的飞逸转速比(即飞逸系数——译者注)增大, 其极限容量要减少到 $1.4 \sim 2.4 \times 10^6 \text{ kVA} \cdot \text{rpm}$ 左右。另外对多极低速电机, 则由 D 的制造极限来限制其容量。

水轮发电机采用水内冷也能使极限容量成倍增长, 但此时要引起 GD^2 减少、瞬变电抗增大、短路比降低和维护检修复杂化等问题, 是否采用需要将系统运行包括在一起进行综合论证。

1.6.2 直流电机的极限容量 对直流电机, 当提高换向器片间电压时, 由于增大环火的危险性, 所以对此有严格的限制。直流电机的换向器平均片

间电压 e_m 由下式表示:

$$e_m = 2(p/a) \alpha B_p L v_a \quad (\text{V})$$

将上式代入式(2)、式(3)并整理后得下式:

$$Nn = 3 \times 10^{-2} (a/p) A_c v_a e_m \quad (12)$$

直流电机的 A_c 值, 由于电抗电压及温升问题, 被限制在 $5 \times 10^4 \text{ A/m}$ 左右, 而 v_a 由于转子结构, 被限制在 60 m/s 以下。另因 e_m 值是以 20 V 为限度, 若采用正常叠绕组 ($a/p = 1$) 时则

$$Nn = 1.8 \times 10^6 \text{ (kW} \cdot \text{rpm)}$$

所以 3000 kW 的直流电机, 其转速仅能限于 600 rpm 以下, 需要大于此容量或转速时, 需采用两个电枢串联使用。

为了提高直流电机的极限容量, 最近也有采用双叠绕组 ($a/p = 2$) 的趋势, 此时

$$Nn = 3.6 \times 10^6 \text{ (kW} \cdot \text{rpm)}$$

但因电抗电压也相应升高, 所以需对换向采取必要的措施。

1.6.3 交流换向器电机的极限容量 对多相交流换向器电机, 由于换向的好坏大致由每极磁通所决定, 所以其极限容量值比直流电机还要小。即根据每极磁通在换向片间产生的变压器电动势约被限制在 4 V 以下, A_c 约为 $4 \times 10^4 \text{ A/m}$, v_a 约被限制在 50 m/s , 故

$$Nn = 2.4 \times 10^5 \text{ (kVA} \cdot \text{rpm)}$$

其极限容量约为直流电机的 $1/10$, 转速 如为 1000 rpm 则其极限容量约为 240 kVA 。可见, 极限容量也有较小的数值, 最近大型交流换向器电动机几乎已不生产。

以晶闸管等半导体元件进行整流的交流变速无换向器电动机现已逐渐取代交流换向器电动机。随着大功率电子设备的发展, 研制了各种传动方式, 此时如不考虑经济性, 在原理上多大容量的电机都可传动, 其极限容量可增大到交流电机的同等水平。

1.6.4 超导电机⁽¹⁴⁾ 现在实际应用的超导导线在直流强磁场中不产生损耗, 但在工频交流强磁场中仍要产生相当大的损耗, 因此超导电机仅限于磁场线圈超导化的单极直流电机和同步电机作为研制的对象。超导磁场线圈已无电阻损耗, 励磁磁势可大幅度增加, 所以即使不用铁心也可将气隙磁通密度提高到 $3 \sim 5 \text{ T}$ 。因同步电机的极限容量与 B_p

① 原文误为 $B_p = 1.1 \text{ T}$ 。——译者注

成正比,所以最有希望用超导技术提高容量的是大容量汽轮发电机。

由于现有汽轮发电机的容量提高,是在尽量限制电机几何尺寸增大的情况下实现的,所以除出现由于电抗增加使稳定性降低外,还存在由于加强冷却使损耗增加带来效率降低的问题。而超导电机由于主磁通不需要铁心,不仅电抗显著减小、短路比增大、稳定性提高,效率和极限容量也可提高。

作为汽轮发电机使用的旋转磁极式超导同步电机的结构,如图2所示。转子包含有超导磁场线圈和容纳磁场线圈使之保持深冷的低温容器及阻尼屏蔽等。阻尼屏蔽是在短路事故等情况下,对交变磁场起屏蔽作用的导电薄壁圆筒。固定子线圈直接切割主磁通,为减少涡流采用换位导线并用油等冷却。在其外侧装设防漏磁的磁屏蔽,其中有由铜板或铝板构成的涡流屏蔽和由叠层铜片构成的铁屏蔽两

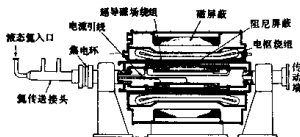


图2 超导同步电机剖面图

种。

超导电机不存在象常规电机那样明确的磁路,因其电枢线圈是放在气隙中,且磁通密度沿径向变化,所以 B_θ 定义将有所不同。在这里是把转子(阻尼屏蔽)外径处的磁通密度径向分量的基波幅值看成 B_θ 。另外安培导体数也同样按换算到转子外径处的数值来考虑。这样,超导发电机的极限容量就可按类似式(11)的形式表示如下:

$$Nn = C' B_\theta A_c v \frac{L}{\xi} \quad (13)$$

式中 $C' \approx 0.038$; ξ : 考虑径向磁通密度变化的修正系数。

ξ 值根据电枢线圈和磁场线圈的布置以及磁屏蔽的种类等而有所不同,大致为 0.7~0.9 左右。涡流屏蔽时,电机重量轻, ξ 值减小故使容量减小。铁屏蔽时,重量增加, ξ 值变大,容量可增大。

当采用铁屏蔽时,考虑极限值 $B_\theta = 4 \text{ T}$, $A_c = 7 \times 10^4 \text{ A/m}$, $v = 200 \text{ m/s}$, $L = 8 \text{ m}$ 左右,并假定 $\xi = 0.85$, 则极限容量如下:

$$Nn \approx 2.9 \times 10^{10} \quad (\text{kVA} \cdot \text{rpm})$$

即 2 极 3600rpm 超导发电机的极限容量,可提高到 8000MVA 左右

超导汽轮发电机的实际应用,还需要经历相当的研制阶段,但作为高效率、大容量的发电机,其发展是人们所期待的。

第2章 电机绕组及磁路

2.1 电机绕组

电机是由电路与磁路相互交链构成的,所以电机绕组一般都包括为了产生主磁通的主极励磁绕组,和由于主磁通的相对运动产生感应电动势的电枢绕组。仅异步电机和三相换向器电机无磁场绕组,定子和转子分别有单独的电枢绕组,其结构是借初级绕组产生主磁通,在次级绕组中感生电动势。

另外,对直流电机和单相换向器电机,除电枢绕组和磁场绕组外,为了改善换向,多数装有换向极绕组和补偿绕组;对同步电机,为了防止振荡,一般装有阻尼绕组。但对小型电机,这些绕组可以省略。

2.1.1 电枢绕组概要 电枢绕组经绝缘放在电枢铁心槽内。电枢绕组有在一个槽内放置一个线圈边的单层绕组和放置上下两个线圈边的双层绕组,一般多采用双层绕组。

股线有聚乙烯铜导线、聚酯铜导线和玻璃丝包铜导线等分别用于不同的耐热等级。线圈绝缘有漆布、聚酯薄膜和玻璃云母等分别按绝缘等级选择,其绝缘结构对应不同电压等级应具有必要的耐压特性。图3表示电枢线圈绝缘范例。

低压小型电机也有采用半闭口槽用散嵌线圈的,但一般采用开口槽,用成型线圈,它在下入槽内以前已包好全部绝缘。电枢线圈在嵌入槽内以前或以后,经过适当的浸漆处理,可提高其绝缘强度。

及防潮性能,但对高压大容量电机则进行环氧树脂等真空浸渍处理,以提高其可靠性。

当电压为6600V以上时,为防止线圈绝缘表面产生电晕,需用半导体涂料(亦称防电晕漆——译者注)在线圈表面进行涂敷处理。

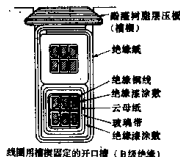


图3 直流电机电枢绕组绝缘剖面

电枢绕组的接线方法有开路绕组与闭路绕组两种,前者是在连接到外部回路才开始形成闭合回路的接线方式,用于交流电机,后者是绕组本身形成闭合回路的接线方式,用于直流电机。

2.1.2 直流电机的电枢绕组 直流电机采用双层闭路电枢绕组,其中有叠绕与波绕两种绕组接线方式。前者多用于大型电机,后者多用于中小型电机。

今假定 N_s 为总槽数, a 为槽内每层线圈的线圈边数, k 为换向片总数 $= N_s u$, y_1 为在换向器相反一侧相连接的两元件边用换向片数计算的节距(后节距) $\ominus$, y_2 为在换向器一侧相连接的两元件边用换向片数计算的节距(前节距) $\ominus$, y 为相互连接的两个元件用换向片数计算的节距, $2a$ 为电枢绕组支路数, $2p$ 为极数, m 为整数(绕组沿圆周重复次数),则叠绕组及波绕组存在以下关系。

(a) 叠绕组 叠绕组时 $a = mp$, 因并联支路数多亦称并联绕组。排列绕组时必须使各支路在任何位置都互相对称,使其间不流过不平衡电流,故构成叠绕组的条件如下:

$$(i) y_1 = (k \pm b)/2p$$

$$(ii) y = y_1 - y_2 = \pm m \text{ (重复 } m \text{ 次的叠绕组)}$$

$$(iii) N_s/p = \text{整数} (p=2 \text{ 以上时需用均压线})$$

式中 b : 使 y_1 为整数的任意数

当 $b=0$ 时为全距(亦称整距——译者注)绕组,但因换向不好,所以多采用 $y_1 < (k/2p)$ 的短节距绕组。

图4表示 $N_s=14$, $p=2$, $u=2$, $k=28$, $y_1=6$, $y_2=5$, $y=1$ 时的叠绕组。如本例所示 $y=+1$ 的情况称不交叉绕组(亦称开口式绕组——译者注),此时各线圈的引出线连接到换向片的顺序是右行方向,各线圈呈开口形状。与此相对应,当 $y=-1$ 时也是可行的,此时各线圈呈闭合形状,连接到换向片的顺序是左行方向,称为交叉绕组。这两种绕组不同之处是在同一条件下各电刷的极性相反,两者都在实际中应用。

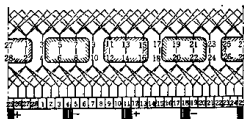


图4 叠绕组

绕组沿圆周重复 m 次的叠绕组,当 m 与 k 无公约数时,从换向片的某片出发沿圆周循环 m 次又回到开始的起点,称为单闭路绕组。当 $m=m'/t$, $k=k'/t$ (t 为整数)时,因从某点出发经过 k' 个换向片又回到原处,所以重复 m' 次的叠绕组有 t 个相重合,称此为重复 m' 次 t 个闭路的叠绕组。并联支路数与闭合路数无关, $a = m'pt = mp$ 。

因复叠绕组与单叠绕组 ($m=1$) 相比可提高直流电机的极限容量,所以复叠绕组用于大容量高速电机和大电流电机等。但因增加绕组的重复数 (m) 时,由于平衡各支路感应电动势的手段较为复杂,所以在实用上只用到双叠绕组,一般单叠绕组用的最多。

(b) 波绕组 $m=1$ 的单波绕组,不论极数多少总是 $a=1$, 所以也称为串联绕组。一般复波绕组时 $a=m$, 其构成条件如下:

$$(i) y_1 = (k \pm b)/2p$$

$$(ii) y = y_1 + y_2 = (k \mp m)/p \text{ (重复 } m \text{ 次的波绕组)}$$

(iii) $k/m = \text{整数} (m=2 \text{ 以上时需要均压线})$ 对于 $(k \mp m)$, 当 $-m$ 时构成不交叉绕组, $+m$ 时构成交叉绕组。与叠绕组时相同,不交叉绕组与交叉绕组的电刷极性相反。还有 p/m 也希望

$\ominus$ 亦称第一节距。——译者注

$\ominus$ 亦称第二节距。——译者注

是整数, 当此值为 0.5 分数时, 由于等电位点在换向器一侧和在换向器相反的一侧分离, 故需特殊均压线。

图 5 示 $N_s = 19$, $u = 1$, $p = 2$, $k = 19$, $y_1 = 5$, $y_2 = 4$, $y = 9$ 时的波绕组。

使波绕组全部线圈形成闭路的条件需满足 $y = (k \pm m)/p$, 但根据槽数 N_s 及 u 值, 当 $k = N_s u$ 时, 有时不能满足上式。此时可将连接到换向器的引出线切断而设置虚设线圈 (亦称伪元件或死线圈——译者注)。例如图 4, $N_s u = 28$, 如放置一个虚设线圈则 $k = 28 - 1 = 27$, 便可接成 $y = (27 \pm 1)/2 = 13$ 或 14 的波绕组。

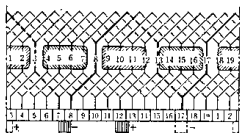


图 5 波绕组

单叠绕组 $\alpha = p$, 单波绕组 $\alpha = 1$, 特殊情况下有时也希望能获得上述两者之间的支路数。此时采用复波绕组即 $\alpha = m$, 当 y 能被 m 整除时可构成 m 个闭路绕组, 当 y 与 m 无公约数时则构成单闭路绕组。当采用复波绕组时, 可选择的并联支路数增加, 例如 $p = 8$ 时除 $\alpha = 8$ (单叠绕组) 与 $\alpha = 1$ (单波绕组) 外还可设计成 $\alpha = 2$ (双重波绕组) 和 $\alpha = 4$ (四重波绕组)。

因单波绕组与极数无关 $\alpha = 1$, 所以不需均压线, 也不一定每极都要设置电刷。从结构上或从使用方便考虑, 可省去数个极的电刷, 如车辆用电动机等即为其应用实例。

(c) 均压线 当多极直流电机采用叠绕组或复波绕组时, 即使适当选择槽数和整流片数满足对称条件和把各支路的感应电动势设计成相等, 由于制造工艺上的误差和电刷接触电阻的变化等, 也能通过同极性电刷流过不平衡电流, 成为产生火花的原因。为防止这种现象, 应将各回路的等电位点用均压线连接起来, 使不平衡电流的大部分流经均压线。

单叠绕组时, 等电位点有 p 个, 间距为 k/p ,

有必要将这些点用均压线连接起来。此时当各磁极的磁通不均等时, 则电枢绕组各并联支路的感应电动势产生差值, 通过均压线将流过不平衡电流。此电流将产生与附加磁通相反方向的磁通具有削弱附加磁通 (即不对称磁通) 的作用, 以消除磁场的不平衡。具有这种作用的单叠绕组的均压线称作第一种均压线 (亦称甲种均压线——译者注)。

而复波绕组时, 由于全部极对下的 p 个线圈经常串联连接, 感应电动势相等, 没有必要补偿不均匀的磁极磁通。可是, 此时若电刷的接触电阻变化时, 电枢绕组各支路间的电流也将产生不平衡, 由于它妨碍换向器电位的均匀分布, 引起相邻换向片间的电压瞬时显著增高, 从而增加环火的危险性。 m 重复波绕组的等电位点有 m 个, 间距为 k/m , 此种均压线具有使换向片间的电压保持均等的作用, 具有这种作用的复波绕组的均压线称第二种均压线 (亦称乙种均压线——译者注)。

(d) 双叠绕组 由于它与普通的叠绕组相比, 换向片间的电压可以减少一半, 所以它是作为提高极限容量的手段而被采用的 (见 1.6.2 节)。

双叠绕组是 $\alpha = 2p$, $y = y_1 - y_2 = \pm 2$ 的绕组, 可以看成是由两个单叠绕组 (第 1 回路及第 2 回路) 交替布置而成。将此绕组按均压线的布置及闭合路数来分类, 有以下 3 种:

- (i) 单闭路不对称绕组 k/p : 奇数, p : 奇数
- (ii) 双闭路不对称绕组 k/p : 奇数, p : 偶数
- (iii) 双闭路对称绕组 k/p : 偶数, p : 任意数

由于不对称绕组的均压线是将第 1 回路与第 2 回路交替进行连接的, 所以可采用与普通叠绕组的均压线相同的结构。

图 6 示 $N_s = 18$, $u = 1$, $p = 2$, $k = 18$,

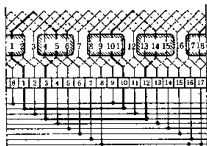


图 6 双闭路不对称双叠绕组

$y_1 = 4$, $y_2 = 2$, $\gamma = 2$ 时的双回路不对称绕组。奇数号及偶数号的换向片所连接的线圈分别形成第1回路及第2回路, 均压线将两回路交替连接。

对称绕组时, 如仅用第一种均压线, 则第1回路及第2回路分别形成独立的两个回路, 此两回路间得不到均压。因此为了使换向片间电压均等, 需要将换向器一侧与其相反一侧的等电位点用第三种均压线 (也称 Punga 连接线) 穿通铁心与轴之间连接起来⁽¹⁶⁾。

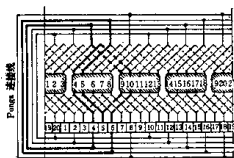


图7 双回路对称双叠绕组

图7表示 $N_p = 20$, $u = 1$, $p = 2$, $k = 20$, $y_1 = 6$, $y_2 = 4$, $\gamma = 2$ 时的双回路对称绕组。奇数及偶数号换向片连接的线圈分别形成的第1回路及第2回路各点与前者相同, 但因第一种均压线仅连接偶数的第2回路, 为了获得与第1回路的均压连接, 需要图中左侧所示的第三种均压线。

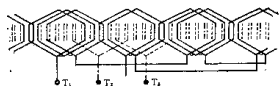
不对称绕组均压线的安装简单, 但正如其名称所示, 换向片间电压不能做到完全均等, 还存在电抗电压的问题, 此时的极限容量约为 $Nn = 3.0 \times 10^4$ 左右。对称绕组时, 均压线的安装复杂, 但极限容量有可能增加到 $Nn = 3.6 \times 10^4$ 。

2.1.3 交流电机的电枢绕组 交流电机根据相数有单相、两相、三相、六相等接线方法, 大多数都采用三相, 小型电机也有采用单相。在直流电机的电枢绕组上, 设置适当的分接头, 就可作为单相或多相交流电机电枢绕组使用, 一般是从闭路绕组作任意的开路绕组使用。绕线方式除双层叠绕组与波绕组外, 小型电机也有用单层链形绕组的。

图8所示为叠绕组, 图9为波绕组, 图10为链形绕组。全是4极三相绕组之例。

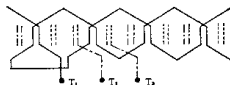
(a) 各种绕组的特点及利弊

(1) 叠绕组与波绕组 叠绕组与波绕组均为双层绕组, 现在使用的大部分为叠绕组, 线圈匝数



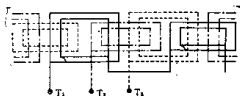
每极每相槽数为2.5

图8 叠绕组



每极每相槽数为1

图9 波绕组



每极每相槽数为2

图10 链形绕组

为1时, 则采用波绕组。波绕组的线圈端部稍长, 但不可用连接线, 故在极数多时, 采用波绕组较为有利。

(2) 双层叠绕组与单层链形绕组 用于开口槽的成型线圈大多数是双层叠绕组, 而单层链形绕组则被用于半闭口槽的散嵌线圈。链形绕组需几种不同形状的线圈, 而叠绕组则只用一种即可。

(3) 集中绕组与分布绕组 每极每相槽数为1的绕组称为集中绕组, 每极每相槽数为2以上的绕组称为分布绕组。图9为集中绕组, 图8及图10为分布绕组。采用集中绕组的电枢铁心的利用率一般不佳、电压波形也不好, 故大多数采用分布绕组。

(4) 全距绕组与短距绕组 线圈宽度等于极距的绕组称全距绕组, 线圈宽度小于极距的绕组称短距绕组, 一般为了减小高次谐波采用短距绕组。图9及图10为全距绕组, 图8为短距绕组。

(5) 整数槽绕组与分数槽绕组 每极每相槽数为分数的绕组称分数槽绕组, 每极每相槽数为整数的绕组称整数槽绕组。图9及图10为整数槽绕组, 图8为分数槽绕组。整数槽及分数槽都被广泛应用。分数槽绕组并联支路数的选择范围窄, 但具有设计上的自由度和易得到良好的电压波形等优点。

(b) 相间连接 一般三相接线是将360度电角(两个极距)按60度等分成六个相带(60度相带),布置六个线圈组(图11表示其线圈组)。各线圈组的感应电动势组成六相,但将相差180度相角的电动势反向连接起来便构成三相。为此,如图12的例子所示是将Ⅱ的引出线对Ⅰ、Ⅲ反向连接起来。

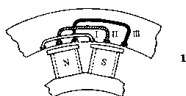


图11 三相电枢绕组的排列

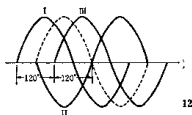


图12 三相端电压

图13表示每极每相槽数为2的4极电枢绕组,其相间连接法有如图14所示的六种方法。假定各端子间的电压为 E ,各线圈电流为 I ,则线电压、线电流及容量之间有以下关系。

连接法	线电压	线电流	容量
(a)	$2\sqrt{3}E$	I	$6EI$
(b)	$2E$	$\sqrt{3}I$	$6EI$
(c)	$3E$	I	$5.19EI$
(d)	$\sqrt{3}E$	$2I$	$6EI$
(e)	E	$2\sqrt{3}I$	$6EI$
(f)	$\sqrt{3}E$	$\sqrt{3}I$	$5.19EI$

目前同步电机常用的接线为星形接线,此时线间电压不出现三次谐波。同步电机接成三角形接线

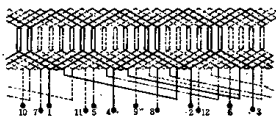


图13 三相电枢绕组

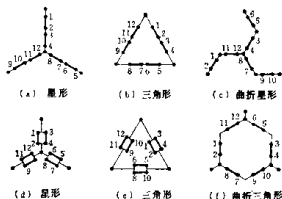


图14 相间连接

时,为防止三次谐波引起的环流,必须使线圈节距为 $2/3$,所以几乎不被采用。可是,异步电机的空间磁通分布包含三次谐波的可能性小,所以一般三角形接线和星形接线都被采用。

另外,图(c)、(f)的连接方法不单独使用,但可用于不同定额的电机,例如50-60赫两用机可按图(a)、(c)或图(b)、(f)配合使用。

2.1.4 异步电机的次级绕组 绕组型转子绕组,在小容量电机上也有被做成圆线双层绕组的,但一般是用条形绕组。即将两个经过绝缘的导体嵌入槽内,一般是接成全距波绕组。可是当高速电机时,由于强度的影响有必要缩短线圈端部长度,也有许多采用短距叠绕组的。

对笼型转子及特殊笼型转子,一般是将未绝缘的圆形、长方形和楔形等硬铜条或铜合金条插入槽内,在其两端钎焊短路环,以构成绕组。此外,还有由铸铝的条和短路环构成的转子,也广泛用于通用电动机。这种电动机除采用普通笼型以外,也有很多采用双鼠笼等特殊笼型结构。

2.1.5 励磁绕组 励磁绕组是为了产生与电枢绕组相交链的主磁通的绕组,直流电机设置在定子侧,同步电机设置在转子侧,全用直流励磁。同步电机时,励磁方式仅限于他励,但直流电机则有各种励磁方式,与电枢绕组并联的励磁绕组称并励绕组,与电枢绕组串联的励磁绕组称串励绕组,而靠其他电源励磁的励磁绕组称他励绕组。

励磁绕组的绕法,有集中绕组和分布绕组二种。

(a) 集中绕组 直流电机及凸极同步电机的励磁绕组为集中绕组。大型电机一般多用裸扁铜带

扁绕而成(见图15)。裸铜带的层间及与磁极的结合面,用云母纸或用石棉纸等进行绝缘,其一部分由于直接裸露于冷却空气中,故有冷却条件好的特点。而中小型电机由于导体截面小、匝数多,所以多采用纱包或玻璃丝包扁线和圆线,用漆布或云母纸、玻璃布等进行对地绝缘,并经过浸漆、干燥等装配到主极上。

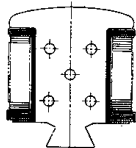


图15 凸极电机的
励磁绕组

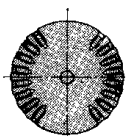


图16 隐极电机
的励磁绕组

(b) 分布绕组 汽轮发电机用隐极, 采用将裸扁铜带扁绕的分布绕组励磁线圈(见图16)。此时因高速电机轴向长, 而且由于线圈被嵌入铁心槽内, 所以冷却困难。为此, 有在转子上开设各种形状的通风孔, 或在导体上开孔等作为利用冷却介质直接进行冷却的各种办法。

感应同步电动机和正弦波发电机等也采用隐极, 但此时采用能产生旋转磁场的三相或两相分布绕组的励磁绕组。

2.1.6 换向极绕组 除了极小型直流电机而外, 一般直流电机为了改善换向, 在主极之间设置换向极, 换向极绕组靠电枢电流励磁。给换向极励磁的绕组称换向极绕组, 并靠换向极绕组的磁动势抵消电枢反应磁动势, 它还能感应一电势, 使其仅能抵消换向时线圈产生的电抗电压, 使换向得到改善。

换向极绕组的磁动势一般推荐相当于电枢反应磁动势 $i_a Z / 4p$ (i_a : 电枢导体电流, Z : 电枢导体数, $2p$: 极数) 的1.2~1.3倍左右。当直流电机还设有补偿绕组时, 换向极绕组的磁动势, 只减少补偿绕组的磁动势部分即可。

2.1.7 补偿绕组 直流电机设置换向极时, 仅能抵消换向区域的电枢反应, 但不能抵消主极下的电枢反应, 致使磁通分布畸变, 该畸变量使换向器的片间电压增高。在大型直流电机, 调速范围大的

直流电动机以及负载突变的机用电动机等电机中, 此种现象更为显著, 增加了产生环火的危险性。

为防止这种危险性, 在主极极靴部槽内放置绕组, 其电流方向与气隙对面的电枢导体的电流方向相反, 从而抵消电枢反应磁动势。此绕组称为补偿绕组, 与电枢绕组串联, 当负载变化时也能保持抵消相应的电枢反应(见图17)。

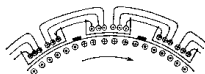


图17 补偿绕组

用换向极绕组也可不用补偿绕组, 但补偿绕组必须和换向极绕组同时使用。当设置补偿绕组时, 由于换向极绕组的磁动势可以减少补偿绕组产生的那一部分磁动势, 所以有时索性可以将换向极绕组的一部分磁动势分布到磁极靴部, 并把它看成是补偿绕组。

2.1.8 阻尼绕组 在凸极同步电机转子磁极极靴部开设的槽内插入紫铜条或黄铜条, 与笼型异步电动机的次级绕组相同, 将此铜条钎焊到短路环上所构成的绕组称阻尼绕组。由于此绕组是介于电枢绕组与励磁绕组间的磁路中的低阻抗绕组, 所以它有如下作用:

(1) 对励磁绕组起屏蔽作用 吸收由于三相不平衡或负载电流畸变等引起的高次谐波旋转磁场。另外, 因负载突变而使电枢反应的突然变化, 可借此阻尼回路流过的感应电流来抵消以缓和励磁绕组的影响。对单相发电机可分成负序电枢反应分量和同步旋转磁场, 阻尼绕组对负序分量有抵消作用。

(2) 低阻抗电路作用 可使同步电机的超瞬变电抗降低, 限制系统故障时操作过电压引起的高次谐波异常电压, 容易将回路遮断。另外, 在不对称短路时, 可以限制在非短路相感应的过电压。

(3) 产生异步电动机转矩 对同步电动机, 可作为起动绕组使用。此外, 当负载突变使功率角摆动时, 可产生稳定功角(亦称内相(位)角——译者注)的转矩, 防止振荡。由此可提高系统波动时的稳定性。

2.2 感应电动势与绕组系数

2.2.1 感应电动势 由间隔一个极距 τ (m) 的两个线圈边构成的全距绕组的电枢线圈, 在磁通密度为 B_x (T) 的气隙中以相对速度 v_a (m/s) 运动时, 假定线圈边的有效长度为 l (m)、线圈匝数为 w 时, 则在线圈中感应电动势的瞬时值 e (V) 可用下式表示:

$$e = 2wB_xlv_a \quad (14)$$

即线圈在一个极距内移动时, 其感应电动势是按与磁通密度的空间分布波形相同的波形变化。

(a) 直流电机的感应电动势 现若求一个极距内的感应电动势的平均值 $\bar{e}$ (V), 可按下式求得。

$$\bar{e} = 2wlv_a \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} B_x dx = 4w\phi \frac{p\pi}{60} \quad (15)$$

$$\text{式中 } \phi = l \int_0^{\tau} B_x dx; \quad v_a = 2p\tau \cdot \frac{n}{60};$$

ϕ : 每极磁通 (Wb); $2p$: 极数; n : 转速 (rpm)。

对直流电机, 当总导体数为 Z , 电枢支路数为 $2a$ 时, 则电刷间的串联线圈数为 $Z/4aw$ 。故直流电机的感应电动势 E (平均值) 可由下式表示。

$$E = \frac{p}{a} Z \phi \frac{n}{60} \quad (16)$$

(b) 交流电机的感应电动势 若磁通密度 B_x 的空间分布为正弦波、 B_m 为其幅值时, 则 $B_x = B_m \sin(\pi x/\tau)$, 且感应电动势也为正弦波。此时, 可求出其有效值 e_{rms} (V) 如下:

$$e_{rms} = \frac{2}{\sqrt{2}} w B_m l v_a = \sqrt{2} w \phi f \quad (17)$$

式中 $\phi_1 = (2/\pi) B_m \tau$; $v_a = 2\tau f$; f : 频率。

对于交流电机, 当每相串联匝数为 N_s 时, 则可绕成 N_s/w 个分布线圈, 合成感应电动势为其向量和。当不用全距绕组而采用短距绕组时, 其感应电动势也是向量和, 但需进行修正。还有, 因实际上由磁极所构成的气隙磁通分布波形为非正弦波, 故需从每极磁通 ϕ (Wb) 计算求出它所包含的基波分量 $\phi_1 = \phi/K_\phi$ 。因而交流电机的感应电动势 E (有效值) 为

$$E = 4.44 N_s f \phi \frac{K_d K_p}{K_\phi} \quad (18)$$

式中 K_d : 电枢绕组的分布系数; K_p : 电枢绕组的短距系数; K_ϕ : 磁通分布系数。

分布系数与短距系数之积 $K_d K_p = K_w$ 称绕组系数。对异步电机在实用上可取 $K_w = 1.0$ 。

2.2.2 交流电机感应电动势的系数

(a) 分布系数 (K_d) 当每极每相槽数为 2 以上时, 则在这些槽中的线圈所感应的电动势相位不同, 其合成电动势为其相量和。

图 18 为每极每相槽数为 3 时, 若各线圈感应电动势的大小用 $\overline{OA}$ 表示, 其相量和为 $\overline{OC}$ 时, 则 K_d 为 $\overline{OC}/3\overline{OA}$ 。

一般情况下, 分布系数用下式表示:

$$K_d = \frac{\sin(\nu\pi/2m)}{q \sin(\nu\pi/2mq)} \quad (19)$$

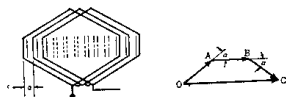


图18 分布绕组

式中 ν : 谐波次数; q : 每极每相槽数; $2m$, 2π 电角度内所包含的相带数 (一般三相绕组 60 度相带时为 6)。表 3 表示基波及各奇次谐波的 K_d 值。

(b) 绕组短距系数 (K_p) 短距绕组时, 在一个线圈的各线圈边所感应的电动势的相位不同, 这些电动势的相量和便构成线圈的感应电动势。图 19 表示线圈节距为 $8/9$ 极距时, 若各线圈边的感应电动势的大小用 $\overline{OA}$ 表示, 其相量和为 $\overline{OC}$ 时, 则 K_p 为 $\overline{OC}/2\overline{OA}$ 。一般情况下, 短距系数用下式表示。

$$K_p = \sin(\nu\beta\pi/2) \quad (20)$$

式中 ν : 谐波次数; β : 线圈节距 (小数)。

图 20 表示基波及各奇次谐波的 K_p 值。

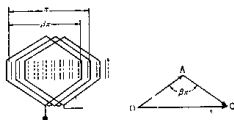


图19 短距绕组

表3 基波及奇次谐波的绕组分布系数 (K_d)

		三 相 (60° 相 带)							
ν	q	1	2	3	4	5	6	7	8
1	1.00	1.00	+0.966	+0.960	+0.958	+0.957	+0.956	+0.956	+0.956
3	1.00	1.00	+0.707	+0.687	+0.653	+0.647	+0.644	+0.642	+0.641
5	1.00	1.00	+0.259	+0.218	+0.205	+0.200	+0.197	+0.196	+0.194
7	1.00	1.00	-0.259	-0.177	-0.157	-0.149	-0.145	-0.143	-0.141
9	1.00	1.00	-0.707	-0.333	-0.270	-0.248	-0.236	-0.229	-0.225
11	1.00	1.00	-0.966	-0.177	-0.127	-0.109	-0.102	-0.097	-0.095
13	1.00	1.00	-0.966	+0.218	+0.128	+0.102	+0.091	+0.086	+0.083
15	1.00	1.00	-0.707	+0.667	+0.270	+0.200	+0.173	+0.159	+0.149
17	1.00	1.00	-0.259	+0.960	+0.157	+0.102	+0.084	+0.075	+0.070

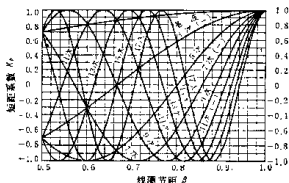


图20 基波及奇次谐波的绕组分布系数

(c) 磁通分布系数(K_ϕ) 由于同步电机的气隙磁通分布一般为非正弦波,故在求感应电动势时,需要用磁通分布系数进行修正。 K_ϕ 是每极磁通量与其基波磁通之比,可由图21求得⁽¹⁶⁾。

K_ϕ 值一般为0.96到1.02。

(d) 斜槽系数(K_s) 采用斜槽时比未用斜槽时线圈的感应电动势要小。图22中弦长 $\overline{AA'}$ 与弧长 $\widehat{AA'}$ 之比即为斜槽系数,可用下式表示:

$$K_s = 2\sin \frac{\nu\theta}{2} / \nu\theta \quad (21)$$

式中 ν : 谐波次数; θ : 槽倾斜角(电角度)。

采用斜槽时的感应电动势,是将式(18)的数值乘以 K_s 。

2.2.3 感应电动势的波形

(a) 因气隙磁通脉动引起的高次谐波 气隙磁通密度在对着齿的部分大,在对着槽的部分小。因此在感应电动势中产生高次谐波,并使磁极表面的铁损增大。由于此脉动磁通是随槽宽与气隙的比值增大而变大,所以当此值过大时,需要采用半圆

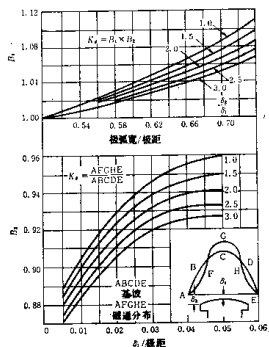
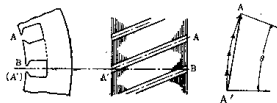
图21 磁通分布系数 K_ϕ 

图22 斜槽

口槽或斜槽来减少。

(b) 磁极形状与磁通分布 由于直流电机不存在电压波形问题,所以气隙长度相同,磁通分布接近矩形。可是,对同步电机希望电枢绕组感应的电动势为正弦波,为此在凸极电机的情况下,把极

靴两端的边缘磁通也考虑在内并改变气隙长度,使磁通分布尽量接近正弦波。最近,应用大型电子计算机,可以将铁心的磁路饱和或负载电流的影响都考虑在内,进行分析计算,以便确定最佳的磁极表面形状。

隐极电机时,气隙是均匀的,如图23所示,由于磁势成阶梯状分布,故可得较接近基波的磁通分布。此时若适当改变各槽内绕组的导体数,则可使波形更接近于正弦波。

(c) 电势波形的改善 交流电机的感应电动势,由于它是某一相内各导体感应电动势的相量和,所以除了根据磁极表面形状使磁通分布接近正弦波外,还要按照以下方法将感应电动势中包含的高次谐波去掉。

- (i) 增加电枢槽数。
- (ii) 采用短距绕组。
- (iii) 采用星形接线。
- (iv) 采用分数槽绕组。
- (v) 采用半闭口槽。
- (vi) 采用斜槽。
- (vii) 使用磁性槽楔。

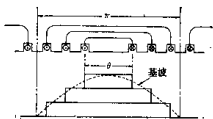


图23 隐极电机的励磁磁通势分布

(iv)~(vii) 主要是用来消除由于槽引起脉动而采用的有效方法。

2.3 磁路

直流电机及同步电机的磁路由电枢铁心、齿、气隙、磁极及磁轭等各部分组成。异步电机无磁极及磁轭,由次级边的齿和铁心来代替此两项。

图24是旋转电枢式电机的磁路示例图。由励磁绕组产生的磁通可分成与电枢绕组相交链的有效磁通 Φ 和不交链的漏磁通 Φ_l 。 Φ_l 不经过电枢是由一个磁极漏泄到另一个磁极的磁通, $(\Phi + \Phi_l)/\Phi = \sigma$ 称为漏磁系数。

2.3.1 磁化曲线 磁化曲线用每极磁动势和

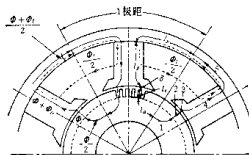


图24 旋转电枢式电机的磁路

1—电枢铁心 2—电枢齿 3—气隙 4—主极
5—磁轭

每极有效磁通的关系表示。通过任意有效磁通 Φ 所需要的每极磁动势,可根据每段磁路所需要的磁动势 AT_i (A)的总和 ΣAT_i 求得。如表4所示,由各部磁路的磁通 Φ_i (Wb)和截面 A_i (m²)算出磁通密度 B_i (T),再从该部分材料的磁化特性求出对应于 B_i 的单位励磁磁动势 at_i (A/m),将此值乘以磁路长度 l_i (m)便得 AT_i 。

表4 磁化曲线的计算法

磁路部分	磁通 Φ_i (Wb)	截面积 A_i (m ²)	磁通密度 B_i (T)	磁路长 l_i (m)	磁动势 AT_i (A)
电枢铁心	$\frac{\Phi}{2}$	A_a	$B_a = \frac{\Phi}{2A_a}$	l_a	$AT_a = at_a l_a$
电枢齿	Φ	A_t	$B_t = \frac{\Phi}{A_t}$ (B'_t)	l_t	$AT_t = at_t l_t$
气隙	Φ	A_g	$B_g = \frac{\Phi}{A_g}$	δ	$AT_g = \frac{K_c \delta B_g}{\mu_0}$
磁极	$\sigma \Phi$	A_p	$B_p = \frac{\sigma \Phi}{A_p}$	l_p	$AT_p = at_p l_p$
磁轭	$\frac{\sigma \Phi}{2}$	A_y	$B_y = \frac{\sigma \Phi}{2A_y}$	l_y	$AT_y = at_y l_y$

每极磁动势 $\Sigma AT_i = AT_a + AT_t + AT_g + AT_p + AT_y$

注: K_c : 卡特(Carter)系数; δ : 气隙长度(m);
 μ_0 : 空气的磁导率($4\pi \times 10^{-7}$ H/m)。

此时,对电枢齿、气隙和磁极有必要进一步考虑以下问题。

电枢齿:从磁极表面进入电枢表面的磁通,是看作全部磁通仅通过电枢齿的齿在齿磁通密度 B_t (T)来求的,但实际上由于槽部及硅钢片的叠层间构成非磁性磁分路,所以当齿磁通密度提高时,就不能忽视此影响。

齿的实际磁通密度 B'_t (T),可按下式求得⁽¹⁴⁾。