

电机学

W.D.Gaster

2026 年 1 月

目录	
1 磁路	1
1.1 磁路基本定律	1
1.2 铁磁材料及其特性	1
1.2.1 磁化特性	2
1.2.2 铁磁材料特点	3
1.2.3 铁心损耗	3
1.3 磁路计算	3
2 变压器	4
2.1 变压器的基本结构和工作原理	4
2.1.1 基本结构	4
2.1.2 工作原理	4
2.1.3 额定值	4
2.2 标么值	5
2.3 单相变压器的运行	5
2.3.1 单相变压器的空载运行	5
2.3.2 单相变压器的负载运行	7
2.3.3 单相变压器的归算和等效电路	8
2.3.4 变压器的运行特性	8
2.4 单相变压器的参数测定	10
2.5 三相变压器	11
2.5.1 基本结构	11
2.5.2 三相变压器的联结组	11
2.5.3 三相变压器的电流、磁通、电动势关系	12
2.6 变压器的并联运行	12
2.6.1 理想并联运行	13
2.6.2 并联运行时的负载分配	13
2.7 三绕组变压器	14
2.8 自耦变压器	15
2.9 仪用互感器	17
2.9.1 电压互感器	17
2.9.2 电流互感器	17
3 直流电机	18
3.1 直流电机的基本结构和工作原理	18
3.1.1 结构	18
3.1.2 工作原理	18
3.1.3 励磁方式	19
3.1.4 额定值	19
3.2 直流电枢绕组	19
3.2.1 直流电枢绕组的构成	19

目录	3
3.2.2 单叠绕组	20
3.2.3 单波绕组	21
3.3 直流电机的磁场、电动势和转矩	22
3.3.1 磁场	22
3.3.2 电动势和电磁转矩	23
3.4 直流发电机	23
3.4.1 基本方程	23
3.4.2 运行特性	24
3.5 直流电动机	25
3.5.1 可逆原理	25
3.5.2 基本方程	25
3.5.3 运行特性	25
3.5.4 直流电动机的起动、调速和制动	27
4 交流电机理论的共同问题	29
4.1 交流电机绕组	29
4.1.1 三相双层绕组	29
4.1.2 三相单层绕组	30
4.2 交流电机的电动势	32
4.2.1 正弦分布时的感应电动势	32
4.2.2 非正弦分布时的谐波电动势	33
4.3 交流电机的磁动势	34
4.3.1 单相绕组磁动势	34
4.3.2 三相绕组磁动势	35
4.4 交流绕组产生的气隙磁场和电抗	35
4.5 交流电机的转矩	36
5 感应电机	37
5.1 三相感应电机的基本结构和工作原理	37
5.1.1 基本结构	37
5.1.2 工作原理	37
5.1.3 运行状态	37
5.1.4 额定值	38
5.2 三相感应电动机的运行	38
5.2.1 三相感应电动机的空载运行	38
5.2.2 三相感应电动机的负载运行	38
5.2.3 电压方程与归算	39
5.2.4 功率方程与转矩方程	41
5.2.5 笼型转子的归算	41
5.2.6 三相感应电动机的运行特性	42
5.3 三相感应电动机的参数测定	44
5.4 三相感应电动机的起动、调速与制动	44

5.4.1	三相感应电动机的起动	44
5.4.2	三相感应电动机的调速	45
5.4.3	三相感应电动机的制动	46
5.5	三相感应发电机	46
5.5.1	与电网并联运行	46
5.5.2	单独负载运行	47
5.6	单相感应电动机	47
5.6.1	单相感应电动机的工作原理	47
5.6.2	单相感应电动机的起动	49
6	同步电机	50
6.1	同步电机的基本结构和工作原理	50
6.1.1	基本结构	50
6.1.2	工作原理	50
6.1.3	运行状态	50
6.1.4	励磁方式	50
6.1.5	额定值	51
6.2	同步发电机的运行	51
6.2.1	同步发电机的空载运行	51
6.2.2	同步发电机的对称负载运行	51
6.2.3	同步发电机的电压方程	53
6.2.4	同步发电机的功率方程和转矩方程	56
6.2.5	同步发电机的运行特性	56
6.3	同步发电机的参数测定	57
6.4	同步发电机的并联运行	57
6.4.1	投入并联的调节和方法	57
6.4.2	与无穷大电网并联时的功角特性	58
6.4.3	功率调节	59
6.5	同步电动机	60
6.5.1	基本方程	60
6.5.2	运行特性	61
6.5.3	同步电动机的起动	62
6.5.4	同步补偿机	62

1 磁路

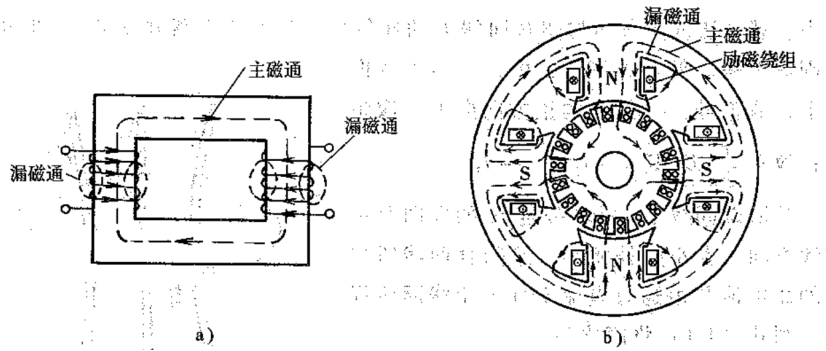


图 1.1: 两种常见磁路

磁通所经过的路径称为磁路。

铁心内通过绝大多数磁通，称为主磁通，路径称为主磁路。

围绕线圈和铁心周围空间的少量磁通，称为漏磁通，路径称为漏磁路。

产生磁通的载流线圈称为励磁线圈（励磁绕组），其中电流称作励磁电流。为区分交直流，将交流的励磁电流称为激磁电流，直流的励磁电流称为励磁电流。

1.1 磁路基本定律

不计漏磁通，各截面内磁通密度 B 均匀分布，由安培环路定律得磁路欧姆定律：

$$Ni = Hl = \frac{B}{\mu} l = \frac{l}{\mu S} BS = R_m \Phi$$

其中 $R_m = \frac{l}{\mu S}$ 为磁阻，单位 A/Wb 或 $1/H$ ， $\Lambda_m = \frac{1}{R_m}$ 为磁导，单位 H ， $F = Ni$ 为磁动势，单位 A 。进一步的，对于闭合回路有：

$$\sum Ni = \sum Hl = \sum \Phi R_m$$

即闭合回路磁动势 $F = \sum Ni$ 与磁位降 $\sum \Phi R_m$ 相等，此即为磁路基尔霍夫第二定律（磁压平衡定律）。

由磁通连续性定律得，对于闭合区域，有：

$$\sum \Phi = 0$$

即闭合回路流入的磁通等于流出的磁通，此即为磁路基尔霍夫第一定律（磁通守恒定律）。

1.2 铁磁材料及其特性

磁化：铁磁材料在外磁场中呈现很强的磁性。内部机理是在外磁场作用下磁畴方向趋于一致。

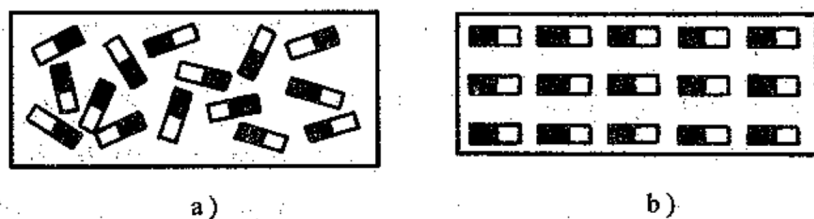


图 1.2: 磁化的内部机理

1.2.1 磁化特性

初始磁化曲线 对未磁化的铁磁材料进行磁化。

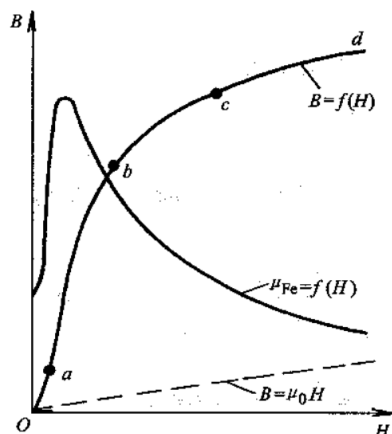


图 1.3: 初始磁化曲线

Oa 段，开始磁化时较弱，B 增加缓慢

ab 段，H 持续增长，大量磁畴转向，B 迅速增加

bc 段，H 继续增长，仅少量磁畴可转向，B 趋于饱和

cd 段，进入饱和阶段，B-H 曲线趋于 $B = \mu_0 H$ 。

其中，b 点称为膝点，一般将铁心磁通设置在 b 点，此时可以获得较大磁通而不使磁动势过大。

磁滞回线 对铁磁材料进行交变磁化。

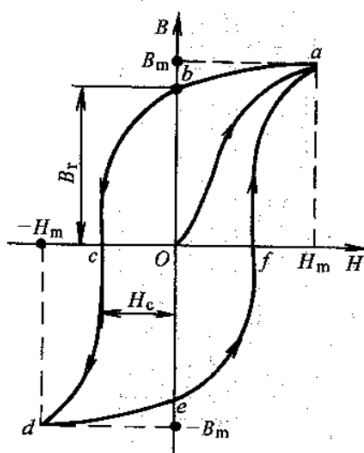


图 1.4: 磁滞回线

铁磁材料磁化后，撤去外磁场 $H = 0$ 时， $B = B_r$ 称为剩磁。加上一定的反向磁场 $H = H_c$ 后，此时 $B = 0$ ，称为矫顽力。

基本磁化曲线 对铁磁材料选择不同的 H_m 进行反复磁化，将不同磁滞回线顶点相连所得的曲线。

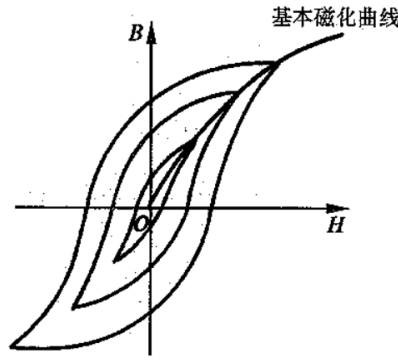


图 1.5: 基本磁化曲线

基本磁化曲线和初始磁化曲线差别不大，计算直流不加说明时都是用基本磁化曲线。

1.2.2 铁磁材料特点

- 软磁材料：磁滞回线窄， B_r, H_c 较小，磁导率较大，易退磁；
- 硬磁材料：磁滞回线宽， B_r, H_c 较大，可制为永磁体。

1.2.3 铁心损耗

磁滞损耗：铁磁材料在交变磁场中被反复交变磁化，磁畴不断摩擦产生的损耗。

$$p_h = fV \oint H dB \stackrel{\text{实验}}{\cong} C_h f B_m^n V$$

其中 C_h 为磁滞损耗系数， n 一般取 1.6~2.3。为减小磁损，铁心常用硅钢片叠成。

涡流损耗：通过铁心磁通交变时，铁心内部存在感生电场并产生涡流的热损耗。

$$p_e = C_e \Delta^2 f^2 B_m^2 V$$

其中 C_e 为涡流损耗系数， Δ 为钢片厚度。

以上两项合称铁心损耗

$$p_{Fe} = p_h + p_e = (C_h B_m^n + C_e \Delta^2 f^2 B_m^2) V = C_{Fe} f^{1.3} B_m^2 G$$

其中 G 为铁心重量， C_{Fe} 为铁心损耗系数。

1.3 磁路计算

思路：分段计算，已知

$$\Phi \Rightarrow B = \frac{\Phi}{A} \Rightarrow H = \frac{B}{\mu} \Rightarrow F = \sum Hl \Rightarrow I = \frac{F}{N}$$

或

$$\Phi \Rightarrow R_m = \frac{l}{\mu A} \Rightarrow F = \Phi R_m \Rightarrow I = \frac{F}{N}$$

对磁阻 R_m ，其磁导 $\Lambda_m = \frac{1}{R_m}$ ，则

$$L = \frac{N\Phi}{i} = \frac{N^2\Phi}{Ni} = N^2 \frac{\Phi}{F} = N^2 \Lambda_m$$

对应的电抗 $X = \omega L = \omega N^2 \Lambda_m$

因此，磁阻串联/并联对应电抗并联/串联，磁阻 Π 形连接对应电抗 T 形连接，磁路和电路具有对偶性。

2 变压器

2.1 变压器的基本结构和工作原理

2.1.1 基本结构

- 铁心：由心柱和铁轭组成，心柱上装绕组，铁轭将心柱连接起来构成闭合磁路。按铁心结构分为心式和壳式两种，心式结构心柱被绕组包围，绕组和绝缘装配容易，用于电力变压器；壳式结构铁心包围绕组的顶面、底面和侧面，机械强度较好，用于低压、大电流的变压器和小容量的电信变压器。

- 绕组：变压器的电路部分。输入电能的绕组为一次绕组，输出电能的绕组为二次绕组。通常绕组套在同一心柱上。电压高的绕组为高压绕组，匝数多，导线细；电压低的为低压绕组，匝数少，导线粗。

由高低压绕组的相对位置来看可以分为同心式和交叠式两类。同心式高低压绕组同心套装在心柱上，结构简单，制造方便；交叠式高低压绕组沿心柱高度方向互相交叠放置，一般用于特种变压器中。

- 其它部件：比如油浸变压器的油箱、变压器油、散热器、绝缘套管、分接开关、继电保护装置等。

2.1.2 工作原理

理想变压器条件

1. 一次绕组和二次绕组完全耦合；
2. 铁心磁路磁阻为零，铁心铁耗为零；
3. 一二次绕组的电阻都为零。

由电磁感应定律：

$$u_1 = -e_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad u_2 = e_2 = -N_2 \frac{d\phi}{dt}$$

因此有

$$\frac{e_1}{e_2} = -\frac{u_1}{u_2} = \frac{N_1}{N_2} = k$$

k 为变压器的变比，是一次和二次绕组感应电动势之比。

根据磁路欧姆定律

$$N_1 i_1 + N_2 i_2 = \phi R_m = 0$$

因此有

$$\frac{i_1}{i_2} = -\frac{N_2}{N_1} = -\frac{1}{k}$$

功率满足 $u_1 i_1 = u_2 i_2$ 。二次侧阻抗变换到一次侧为 $Z'_L = k^2 Z_L$ 。

2.1.3 额定值

- 额定容量 S_N ：在铭牌规定的额定状态下运行的视在功率，三相变压器额定容量为三相容量之和；
- 额定电压 U_N ：各绕组在空载、指定分接开关位置的情况下的端电压，三相指线电压；
- 额定电流 I_N ：额定容量和额定电压得到的电流，三相变压器额定电流为线电流；
- 额定频率 f_N ：我国的标准工频为 50Hz。

2.2 标么值

标么值就是某一物理量的实际值与选定的基值之比，用上标 * 表示。标么值乘 100 就是百分值。

应用标么值时，需选定基值，用下标 b 表示。对电路而言， U, I, Z, S 四个物理量选定两个基值后就能确定另外两个的基值。若选定电压和电流的基值 U_b, I_b ，则 $S_b = U_b I_b, Z_b = \frac{U_b}{I_b}$ 。一般用额定值作为相应的基值，对于三相系统，以线电压和线电流的额定值为基值时，相电压和线电压标么值相等，相电流和线电流标么值相等。

对于多电压等级系统，可以选择某一视在功率 S_b 作为整个系统的功率基值，然后按下述式子进行换算

$$S^* = S_1^* \frac{S_{b1}}{S_b} \quad Z^* = Z_1^* \frac{S_b}{S_{b1}}$$

标么值的优点是不论变压器或电机容量大小，各参数和性能数据都在一定范围内，便于比较和分析，且无需进行归算，但是没有量纲，无法使用量纲进行核查。

2.3 单相变压器的运行

2.3.1 单相变压器的空载运行

变压器一次绕组接到交流电源，二次绕组开路、负载电流为零的运行称为空载运行。

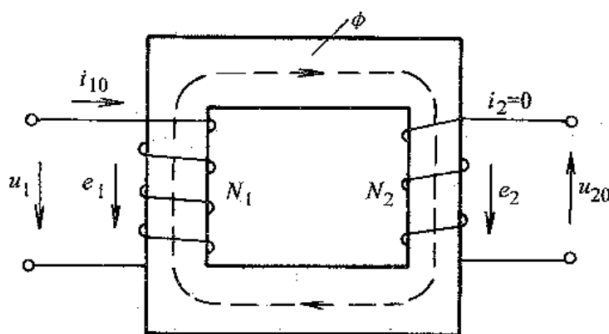


图 2.1: 单相变压器空载运行

空载运行时，一次侧外加交流电压 u_1 ，产生一次侧电流 i_{10} ，产生交变磁动势 $F_1 = N_1 i_{10}$ ，产生主磁通 Φ 和一次漏磁通 $\Phi_{1\sigma}$ ，主磁通产生一次感应电动势。

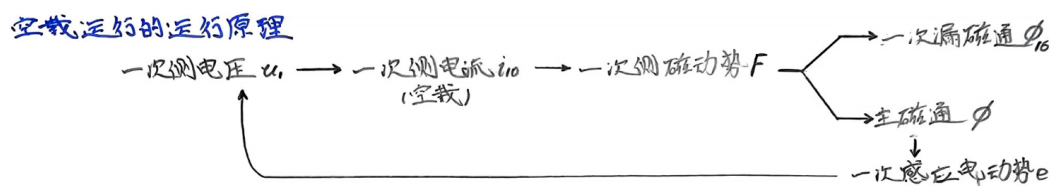


图 2.2: 变压器空载运行的基本原理

空载时电压方程为

$$u_1 = i_{10} R_1 - e_1 = i_{10} R_1 + N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad , \quad u_{20} = e_2 = -N_2 \frac{d\phi}{dt}$$

由于电压均为正弦量，可以改写为相量形式

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_{10} R_1 - \dot{E}_1 \quad , \quad \dot{U}_{20} = \dot{E}_2$$

通过铁心与一次、二次绕组相交链的磁通为主磁通，

$$\phi = -\frac{1}{N_1} \int e_1 dt = \frac{\sqrt{2}E_1}{\omega N_1} \cos \omega t = \Phi_m \cos \omega t$$

因此感应电动势和主磁通的幅值的关系为

$$E_1 = 4.44fN_1\Phi_m$$

主磁通的大小和波形取决于电源电压的大小和波形， $\dot{\Phi}_m$ 超前 $\dot{E}_1$ 以 90° 相角。

产生主磁通需要的电流称作激磁电流 i_m 。空载运行时 $i_m = i_{10}$ 。激磁电流包含两个分量

$$i_m = i_\mu + i_{Fe}$$

其中磁化电流 i_μ 用以激励铁心主磁通，取决于磁化曲线。磁路不饱和时， i_μ 与 ϕ 成正比同相。若磁路饱和，通过磁化曲线来确定，波形将成为尖顶波，且越饱和畸变越严重。磁化电流与电动势相角相差 90° ，为无功电流。铁耗电流 i_{Fe} 反映铁心损耗，是一个与电动势同相位的有功电流。相量形式如下

$$\dot{I}_m = \dot{I}_\mu + \dot{I}_{Fe}$$

由 $\phi = N_1 i_\mu \Lambda_m$ 得

$$e_1 = -N_1 \frac{d\phi}{dt} = -N_1^2 \Lambda_m \frac{di_\mu}{dt} = -L_{1\mu} \frac{di_\mu}{dt}$$

用相量形式则为 $\dot{E}_1 = -j\omega L_{1\mu} \dot{I}_\mu = -j\dot{I}_\mu X_\mu$ ，其中 X_μ 为变压器的磁化电抗，是表征磁化性能的一个参数。

对于铁耗电流，由于 $p_{Fe} \propto B_m^2 \propto \Phi_m^2 \propto E_1^2$ ，也可以写为 $E_1^2 = R_{Fe} p_{Fe}$ ，其中比例系数 R_{Fe} 称为铁耗电阻，是表征铁心损耗的一个参数。用相量形式写为

$$-\dot{E}_1 \dot{I}_{Fe} = p_{Fe} = \frac{E_1^2}{R_{Fe}}$$

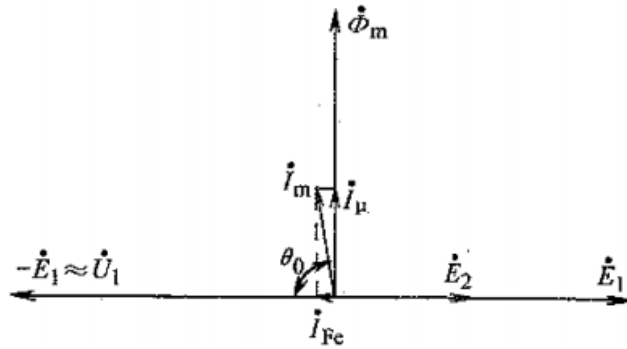


图 2.3: 单相变压器空载运行的相量图

因此激磁电流也可以写为

$$\dot{I}_m = -\dot{E}_1 \left(\frac{1}{R_{Fe}} + \frac{1}{jX_\mu} \right)$$

也可以用串联形式代替并联形式激磁阻抗表达式如下：

$$Z_m = \frac{R_{Fe} jX_\mu}{R_{Fe} + jX_\mu} = R_m + jX_m$$

2.3.2 单相变压器的负载运行

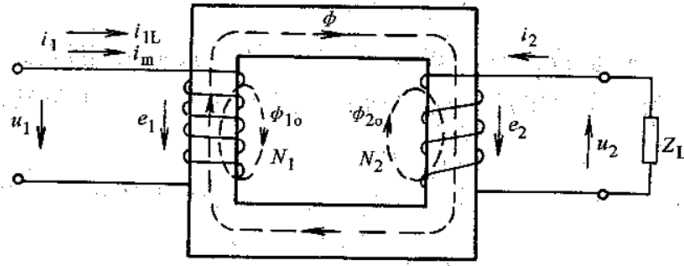


图 2.4: 单相变压器负载运行

当二次绕组通过负载阻抗 Z_L 闭合时，将产生二次电流 i_2 ，产生二次磁动势 $F_2 = N_2 i_2$ ，影响一次侧电动势，进而使一次侧电流增大为 $i_1 = i_m + i_{1L}$ ，负载分量 i_{1L} 产生的磁动势用来抵消二次侧电流产生的磁动势，即 $N_1 i_{1L} + N_2 i_2 = 0$ 。因此磁动势平衡方程为：

$$N_1 \dot{I}_1 + N_2 \dot{I}_2 = N_1 \dot{I}_m$$

仅与一个绕组交链、主要通过空气或油闭合的磁通为漏磁通，分为一次漏磁通 $\phi_{1\sigma}$ 和二次漏磁通 $\phi_{2\sigma}$ 。漏磁通满足 $\phi_{1\sigma} = N_1 i_1 \Lambda_{1\sigma}$ ， $\phi_{2\sigma} = N_2 i_2 \Lambda_{2\sigma}$ ，则漏磁电动势的相量如下：

$$\dot{E}_{1\sigma} = -jX_{1\sigma} \dot{I}_1, \dot{E}_{2\sigma} = -jX_{2\sigma} \dot{I}_2$$

其中 $X_{1\sigma}, X_{2\sigma}$ 分别为一次、二次绕组的漏磁电抗（简称漏抗），且 $X_{i\sigma} = \omega L_{i\sigma} = \omega N_i^2 \Lambda_{i\sigma}$ ，是表征绕组漏磁效应的参数，一般是常值。

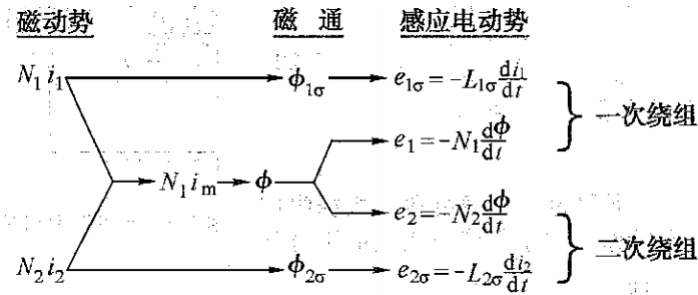


图 2.5: 变压器负载运行的基本原理

电压方程为

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = \dot{I}_1(R_1 + jX_{1\sigma}) - \dot{E}_1 \\ \dot{U}_2 = -\dot{I}_2(R_2 + jX_{2\sigma}) + \dot{E}_2 \end{cases}$$

由上述分析得相量图如下：

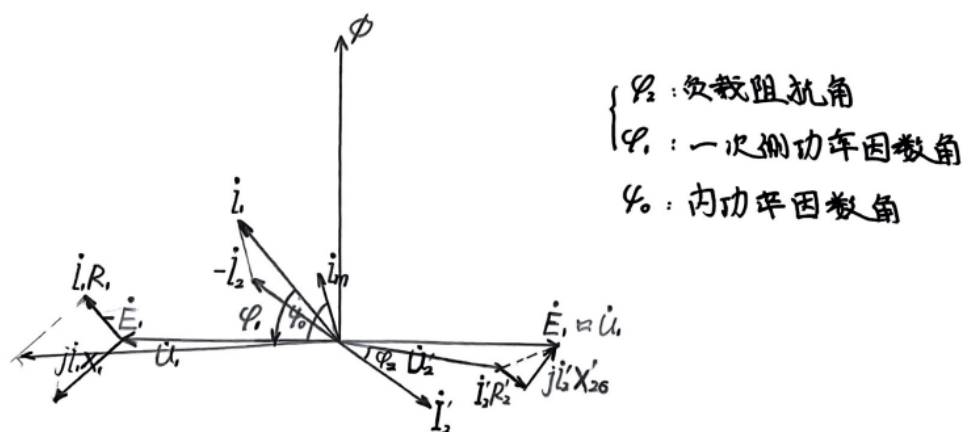


图 2.6: 变压器负载运行的相量图

2.3.3 单相变压器的归算和等效电路

通常将二次绕组归算到一次绕组，也就是把二次绕组的匝数转换成一次绕组的匝数，且不改变一次和二次原有的电磁关系。只要归算前后磁动势保持不变，则输入输出功率不变。

根据磁动势不变 $N_1 \dot{I}'_2 = N_2 \dot{I}_2$ ，得电流归算值 $\dot{I}'_2 = \frac{1}{k} \dot{I}_2$ 。

根据主磁通不变 $\frac{\dot{E}'_2}{\dot{E}_2} = \frac{N_1}{N_2} = k$ ，得电动势归算值 $\dot{E}'_2 = k \dot{E}_2$

阻抗归算值为 $Z' = k^2 Z$

因此，归算后的基本方程为

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = \dot{I}_1 Z_{1\sigma} - \dot{E}_1 \\ \dot{U}'_2 = -\dot{I}'_2 Z'_{2\sigma} + \dot{E}'_2 \\ \dot{I}_1 + \dot{I}'_2 = \dot{I}_m \\ \dot{E}_1 = \dot{E}'_2 = -\dot{I}_m Z_m \end{cases}$$

由基本方程得到 T 型等效电路。由于一次漏抗阻压降小，且励磁电流小，将励磁支路前移得到 Γ 型等效电路。进一步忽略励磁支路效应，将励磁支路断开得到近似等效电路。三种等效电路如下：

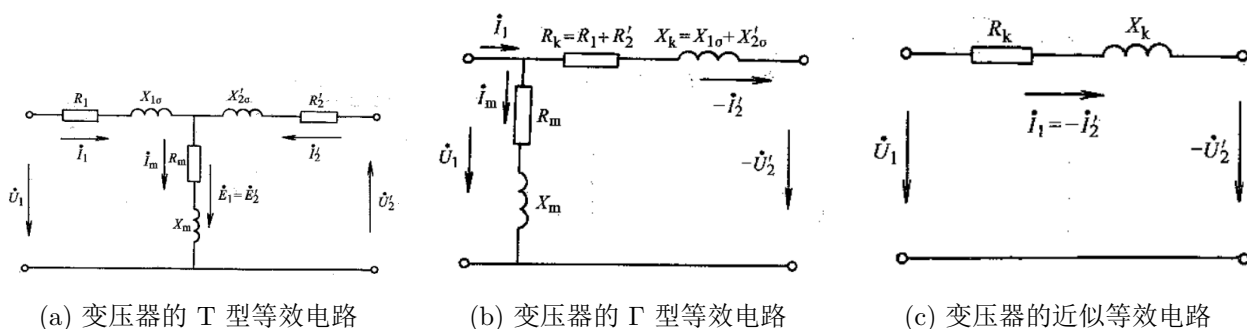


图 2.7: 变压器的等效电路

2.3.4 变压器的运行特性

外特性

变压器 $U_1 = U_{1N\phi}$, $\cos \varphi_2 = \text{Const}$ 时，二次绕组端电压与负载电流的关系 $U_2 = f(I_2)$ 。

负载为纯电阻负载或感性负载时，随着负载电流 I_2^* 增大，二次端电压 U_2^* 下降。当负载为容性负载时，随着负载电流 I_2^* 增大，二次端电压 U_2^* 上升。

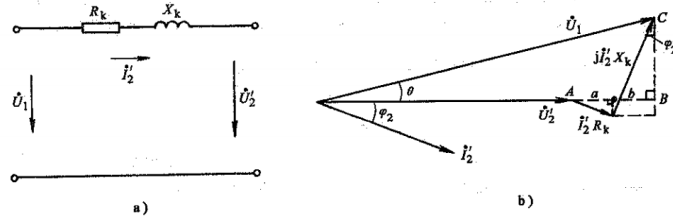


图 2.8: 变压器电压调整率计算的相量图

电压调整率 $U_1 = U_{1N\phi}$, $\cos \varphi_2 = \text{Const}$ 时，从空载到负载二次电压变化的百分值。

$$\Delta u = \frac{U_{20} - U_2}{U_{2N\phi}} \times 100\% = \frac{U_{1N\phi} - U_2'}{U_{1N\phi}} \times 100\%$$

用标么值计算调整率如下：

$$\Delta u \approx [I^*(R_k^* \cos \varphi_2 + X_k^* \sin \varphi_2) + \frac{1}{2} I^{*2} (X_k^* \cos \varphi_2 - R_k^* \sin \varphi_2)] \times 100\%$$

对于感性负载，第二项远小于第一项，可以近似认为 $\Delta u \approx I^*(R_k^* \cos \varphi_2 + X_k^* \sin \varphi_2) \times 100\%$ 。

电压调整率随负载电流增加而增大，此外和负载性质和漏阻抗值有关。感性负载时，电压调整率恒为正，负载时二次电压总比空载时低；容性负载时，电压调整率可能成为负值，负载时二次电压可以高于空载电压。

负载为额定负载 $I^* = 1$ 、功率因数为指定值（通常为 0.8 滞后）时的电压调整率称为额定电压调整率 Δu_N ，一般约为 5% 左右，所以高压绕组设有 $\pm 2 \times 2.5\%$ 的分接头用于电压调节。

变压器的损耗和效率

- 铜耗 p_{Cu} ：与负载电流的平方 I_2^2 成正比，与温度有关，一般以 75°C 时电阻值计算，是可变损耗。
 - 基本铜耗：电流流过绕组产生的直流电阻损耗。
 - 杂散铜耗：漏磁场引起的电流集肤效应使绕组有效电阻增大的铜耗，以及漏磁场在结构部件中引起的涡流损耗等。
- 铁耗 p_{Fe} ：与磁密幅值的平方 B_m^2 或输入电压的平方 U_1^2 成正比，一般保持不变，是不变损耗。
 - 基本铁耗：变压器铁心中的主磁通随时间交变引起的磁滞和涡流损耗。
 - 杂散铁耗：叠片之间的局部涡流损耗，主磁通在结构部件引起的涡流损耗等。

若 R_k'' 为归算到二次侧的短路电阻，则变压器的总损耗为

$$\sum p = p_{Fe} + p_{Cu} = p_{Fe} + m I_2^2 R_k''$$

变压器的功率关系为

$$P_1 = P_2 + \sum p$$

效率为

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \sum p} = \frac{m U_{20} I_2 \cos \varphi_2}{m U_{20} I_2 \cos \varphi_2 + p_{Fe} + m I_2^2 R_k''}$$

效率特性 当 $U_1 = U_{1N\phi}$, $\cos \varphi = \text{Const}$ 时, 效率与负载电流的关系 $\eta = f(I_2)$, 是力能指标的特性。

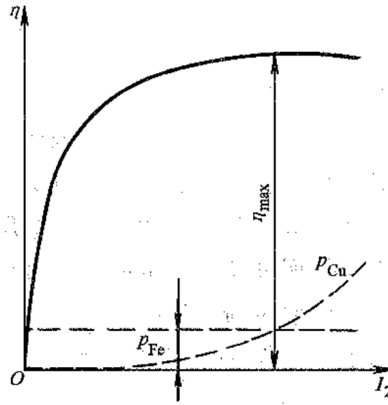


图 2.9: 变压器的效率特性曲线

额定负载时变压器的效率称为额定效率 η_N , 一般为 95% ~ 99%。

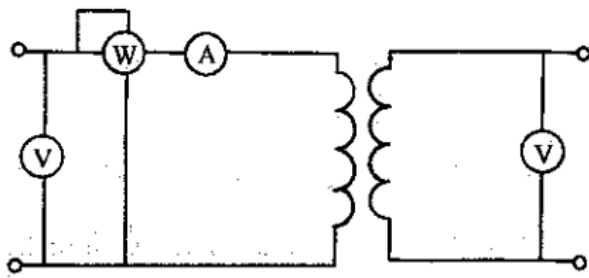
当 $mI_2^2 R_k'' = p_{Fe}$ 即铜耗等于铁耗时, 效率达到最大值。由于额定电压下的空载损耗约等于铁耗 $P_0 \approx p_{Fe}$, 短路损耗约等于铜耗 $P_k \approx mI_2^2 R_k'' = I_2^{*2} P_{kN}$, 其中 P_{kN} 为短路电流为额定电流时的损耗。则最大效率时有 $I_2^{*2} P_{kN} = P_0$, 因此负载电流标么值 $I_2^* = \sqrt{\frac{P_0}{P_{kN}}}$, 通过短路和开路试验算出来的效率称为惯例效率。

$$\eta = 1 - \frac{\sum p}{P_1} = 1 - \frac{P_0 + I_2^{*2} P_{kN}}{S_N I_2^* \cos \varphi_2 + P_0 + I_2^{*2} P_{kN}}$$

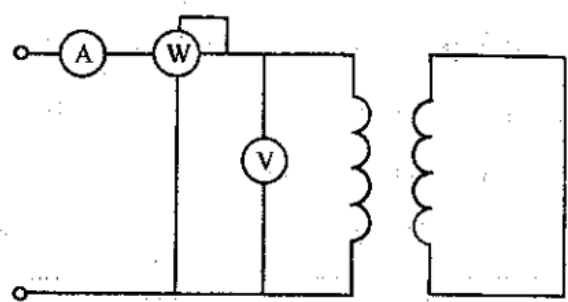
2.4 单相变压器的参数测定

开路试验 即空载试验, 二次绕组开路, 一次绕组加上额定电压, 测量此时的输入功率 P_0 、一次电压 U_1 和一次电流 I_0 。

由于 $|Z_{1\sigma}| \ll |Z_m|$, 则 $|Z_m| \approx \frac{U_1}{I_0}$ 。由于空载电流很小, 产生的损耗可认为基本是铁心损耗, 则 $R_m \approx \frac{P_0}{I_0^2}$ 。开路试验通常在低压侧加压, 高压侧开路, 得到的是高压侧归算到低压侧的数值。



(a) 变压器的空载试验



(b) 变压器的短路试验

图 2.10: 变压器参数测定试验

短路试验 即负载试验, 二次绕组短路, 一次绕组加上可调电压, 调节电压使短路电流达到额定电流, 测量此时的一次电压 U_k 、输入功率 P_k 和一次电流 I_k 。

变压器短路时, 外加电压仅用于克服内部漏阻抗压降, 当短路电流为额定电流时, 短路电压很小, 主磁通很小, 可以忽略激磁电流和铁耗, 则短路阻抗 $|Z_k| \approx \frac{U_k}{I_k}$

由于短路电压很低, 不计铁耗, 可以认为功率全部用于电阻损耗, 因此短路电阻 $R_k \approx \frac{P_k}{I_k^2}$ 。
 短路试验温度 and 实际运行不一定相同, 国家标准规定要换算到 75° 时的数值, 对于铜线绕组满足

$$R_{k(75^\circ)} = R_k \frac{234.5 + 75}{234.5 + \theta}$$

短路试验通常在高压侧加压, 低压侧短路, 得到的是低压侧归算到高压侧的值。

从测得的 X_k 中分离 $X_{1\sigma}$ 和 $X'_{2\sigma}$ 是不可能的, 工程上可以假设 $X_{1\sigma} = X'_{2\sigma}$, 以便两者分离。

2.5 三相变压器

2.5.1 基本结构

1. 三相变压器组: 三台单相变压器在电路上连接起来组成三相系统, 每一相都有自己独立的磁路。应用于大型变压器, 便于制造运输, 减少备用容量。
2. 三相心式变压器: 将三台单相变压器的铁心拼成星形磁路, 则磁通三相对称 $\dot{\Phi}_A + \dot{\Phi}_B + \dot{\Phi}_C = 0$, 即中间心柱无磁通过过, 因此可以省略将三个心柱安排在同一平面内, 每一相磁路都以另外两相磁路作为自己的回路。材料消耗较少, 价格便宜, 占地面积小, 维护简单。

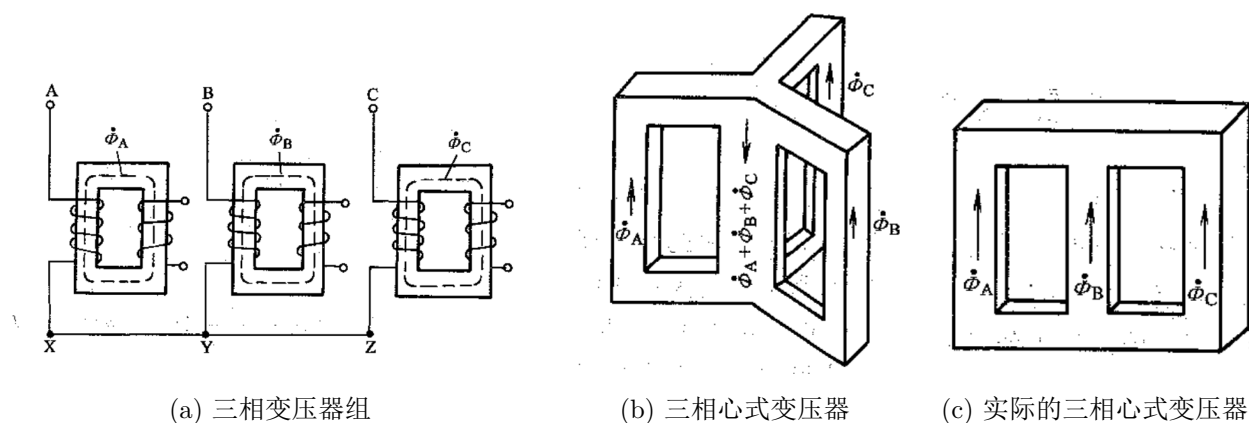


图 2.11: 三相变压器的结构

2.5.2 三相变压器的联结组

三相联结关系: 星三角联结

星形联结用 Y 或 y 表示, 有中点引出用 N 或 n 表示, 三角形联结用 D 或 d 表示。大写字母表示高压侧, 小写字母表示低压侧。首端用 ABC(abc) 表示, 尾端用 XYZ(xyz) 表示。

有 Yd、Yy、Dy 三种联结关系, Dd 无法升压一般不使用。国产变压器常用 Yyn、Yd、YNd 三种联结。

相电压相位关系: 同名端

对同一相的高低电压绕组, 在同一瞬间, 高压绕组某端点相对于另一端点为正时, 低压绕组有一端点相对于另一端点为正, 这两个对应的端点称为同名端, 同名端用 · 标注。

若高低绕组绕向相同, 则两个绕组的上端就是同名端; 若绕向相反, 则高压绕组的上端和低压绕组的下端是同名端。

高低电压绕组相电压统一规定为从绕组的首端指向尾端。如果首端为同名端, 则相电压同相, 否则为反相。

线电压相位关系：时钟表示法

把高低压绕组的线电压三角形中心重合，以高压侧线电压的一条中线（如 OA）作为时钟长针，指向钟面的 12，把低压侧线电压三角形对应的中线（例如 oa）作为短针，它所指的钟点就是该联结的组号，每个组号相差 30° 。联结组的组号可以有同名端和绕组的连接方法来确定。

例如，Yy0 联结组，高低压绕组绕向相同，相电压相位相同，因此对应中线重合。若将低压绕组非同名端标为首端，则相电压反相，变为 Yy6 联结组。

又如 Yd11 联结组，高低压绕向相同，高压侧星形联结，低压侧按 aybzc 顺序三角形联结。高低压相电压同相，由于低压侧为三角形联结，则中线落后 30° 。如果高压侧非同名端标为 ABC 引出，则得到 Yd5 联结组。

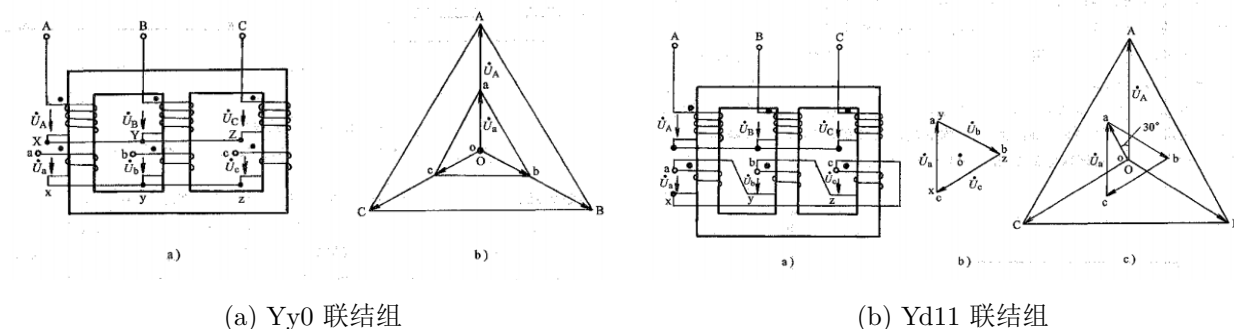


图 2.12: 两种典型联结组的结构和相量图

对于 Yy 和 Yd 联结组，若高压侧标号不变，低压侧标号改为 cab，给线电压相量转过 120° ，转过 4 个钟点；若改为 bca，则转过 8 个钟点。因此对于 Yy 联结而言，能得到 0、4、8、6、10、2 六个偶数组号。对于 Yd 联结而言，能得到 11、3、7、5、9、1 六个奇数组号。

2.5.3 三相变压器的电流、磁通、电动势关系

对于三相变压器，各相激磁电流的三次谐波同相，因此三次谐波的流通性将直接影响主磁通和相电动势的波形。

Yy 联结：激磁电流无三次谐波，主磁通 ϕ 为尖顶波。对于三相变压器组，各磁路相互独立，且磁阻很小，可以感应出很大的三次谐波电动势，使相电动势波形成为尖顶波，危害各相的绝缘要求。对于三相心式变压器，各相三次谐波只能通过油和油箱壁形成闭合磁路，磁阻较大，因此限制了三次谐波磁通，相电动势接近于正弦波，但是三次谐波会引起一些涡流杂散损耗。

YNy 联结：激磁电流的基波在三相回路中流通，三次谐波在高压侧中性线存在，由于激磁电流为尖顶波，主磁通为正弦波，因此相电动势为正弦波，但是中性线上存在电流会对无线电产生干扰。

Yd 联结：高压侧接电源的话，三次谐波电流无法流通，主磁通和一次、二次侧相电动势将出现三次谐波，而二次侧为三角形联结将产生三次谐波环流，但是由于一次侧正弦激磁电流和二次侧三次谐波环流共同激励出的主磁通和相电动势接近正弦波。

Dy 联结：高压侧三角形联结，则一次侧三次谐波形成环流，激磁电流有三次谐波分量，激励的主磁通和电动势为正弦波。

2.6 变压器的并联运行

并联运行：一次绕组和二次绕组分别并联到一次侧和二次侧的公共母线时的运行。并联运行可以提高变压器供电的可靠性，减少备用容量，根据负载大小调整投入运行的变压器数，提高运行效率。

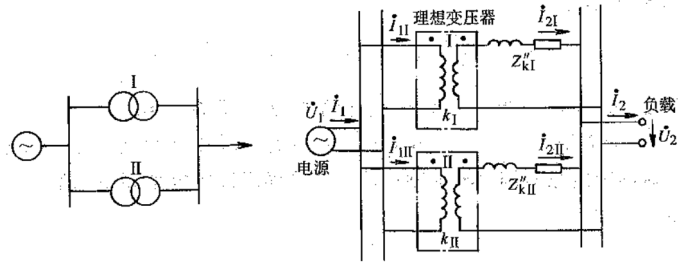


图 2.13: 变压器的并联运行

2.6.1 理想并联运行

理想并联运行条件

1. 空载时并联的变压器之间没有环流；
2. 负载时能够按照各台变压器额定容量大小合理分担负载；
3. 负载时各变压器所分担的电流同相。

理想并联运行变压器条件

1. 各变压器的额定电压和变比相等；
2. 各变压器的联结组号相同；
3. 各变压器的短路阻抗标么值相等，阻抗角相同。

2.6.2 并联运行时的负载分配

归算到二次侧时，两台变压器的电压方程和负载电流为

$$\frac{\dot{U}_1}{k_I} = \dot{U}_2 + \dot{I}_{2I} Z''_{kI} \quad \frac{\dot{U}_1}{k_{II}} = \dot{U}_2 + \dot{I}_{2II} Z''_{kII} \quad \dot{I}_2 = \dot{I}_{2I} + \dot{I}_{2II}$$

电压式子相减并代入电流式子可得

$$\dot{I}_{2I} = \dot{I}_2 \frac{Z'_{kII}}{Z''_{kI} + Z''_{kII}} + \frac{\dot{U}_1 \left(\frac{1}{k_I} - \frac{1}{k_{II}} \right)}{Z''_{kI} + Z''_{kII}} = \dot{I}_{LI} + \dot{I}_c$$

$$\dot{I}_{2II} = \dot{I}_2 \frac{Z'_{kI}}{Z''_{kI} + Z''_{kII}} - \frac{\dot{U}_1 \left(\frac{1}{k_I} - \frac{1}{k_{II}} \right)}{Z''_{kI} + Z''_{kII}} = \dot{I}_{LII} - \dot{I}_c$$

因此每台变压器的电流均包含变压器所分担的负载电流 $\dot{I}_L$ 和变比不同引起的二次侧环流 $\dot{I}_c$ 。

变比不同引起的环流

$$\dot{I}_c = \frac{\dot{U}_1 \left(\frac{1}{k_I} - \frac{1}{k_{II}} \right)}{Z''_{kI} + Z''_{kII}}$$

环流大小与变比引起的开路电压差成正比，与漏阻抗之和成反比，与负载大小无关。

联结组号不同引起的环流

$$\dot{I}_c = \frac{\Delta \dot{U}_{20}}{Z''_{kI} + Z''_{kII}} = \frac{\dot{U}_{20}(1 - \angle\theta)}{Z''_{kI} + Z''_{kII}}$$

组号的不同至少会产生 30° 的相位差，会产生很大的空载环流。

漏阻抗不同的负载分配

如果变比相同，联结组号也相同，则不存在环流，只有负载分量。由负载电流分配得

$$\frac{\dot{I}_{LI}}{\dot{I}_{LII}} = \frac{Z''_{kII}}{Z''_{kI}}$$

即负载电流按漏阻抗值反比分配。

由于两台变压器具有同样的额定电压，用标么值表示负载电流分配为

$$\frac{\dot{I}_{LI}^*}{\dot{I}_{LII}^*} = \frac{Z_{kII}^*}{Z_{kI}^*}$$

负载电流的标么值与漏阻抗的标么值成反比，为达到理想的负载分配 $\dot{I}_{LI}^* = \dot{I}_{LII}^*$ ，要求各变压器需要有相同的漏阻抗标么值，即 $Z_{kI}^* = Z_{kII}^*$ 。若标么值不等，则标么值小的变压器先满载。

2.7 三绕组变压器

三绕组变压器每相有高压、中压和低压三个绕组。三相三绕组变压器一般为心式结构，高压绕组装在最外侧。三个绕组容量可以相等，也可以不等，其中最大的容量规定为三绕组变压器的额定容量。三相三绕组变压器的标准联结组由 YNyn0d11 和 YNyn0y0 两种。

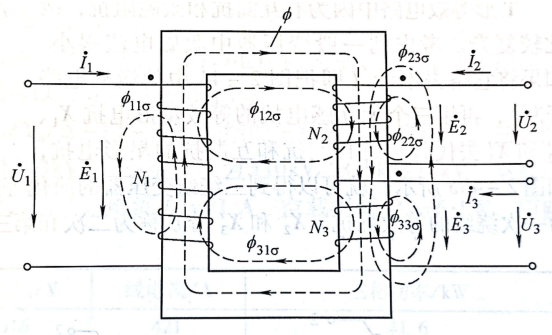


图 2.14: 三绕组变压器的磁通

三绕组变压器的主磁通与一次、二次、第三绕组同时交链。漏磁通只链过一个或两个绕组，只链过一个绕组的为自漏磁通，链过两个绕组的为互漏磁通。

主磁通由三个绕组的磁动势共同激励所产生，将二次绕组和第三绕组归算到一次绕组可得磁动势方程为

$$\dot{I}_1 + \dot{I}'_2 + \dot{I}'_3 = \dot{I}_m$$

三绕组的电压方程为

$$\dot{U}_1 = \dot{I}_1(R_1 + jX_{11\sigma}) + j\dot{I}'_2X'_{12\sigma} + j\dot{I}'_3X'_{13\sigma} - \dot{E}_1$$

$$\dot{U}_2 = \dot{I}'_2(R'_2 + jX'_{22\sigma}) + j\dot{I}_1X'_{21\sigma} + j\dot{I}'_3X'_{23\sigma} - \dot{E}'_2$$

$$\dot{U}_3 = \dot{I}'_3(R'_3 + jX'_{33\sigma}) + j\dot{I}_1X'_{31\sigma} + j\dot{I}'_2X'_{32\sigma} - \dot{E}'_3$$

变压器的激磁方程为

$$\dot{E}_1 = \dot{E}'_2 = \dot{E}'_3 = -\dot{I}_m Z_m$$

根据电压方程、磁动势方程和激磁方程可得三绕组变压器的 T 形等效电路。由于激磁电流很小，忽略激磁支路，再用三个无互感电抗的等效星形电抗代替具有自漏抗和互漏抗的星形电抗，得到简化等效电路。其中等效漏抗

$$X_1 = X_{11\sigma} + X'_{23\sigma} - X'_{12\sigma} - X'_{13\sigma}$$

$$X'_2 = X_{22\sigma} + X'_{13\sigma} - X'_{23\sigma} - X'_{21\sigma}$$

$$X'_3 = X_{33\sigma} + X'_{12\sigma} - X'_{31\sigma} - X'_{32\sigma}$$

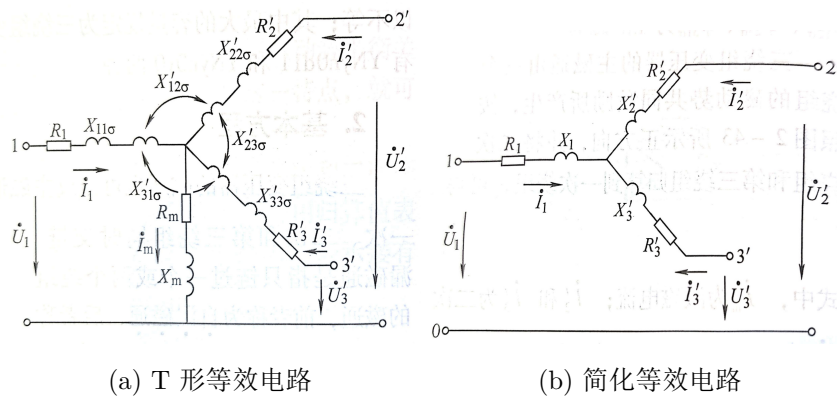


图 2.15: 三绕组变压器的等效电路

2.8 自耦变压器

自耦变压器的一次和二次绕组之间既有磁的耦合又有电的直接联系。绕组由两部分串联构成，一部分为一次和二次边公用的公共绕组，另一部分是一次（或二次）的串联绕组，公共绕组与绕组串联后作为一次（或二次）绕组，而公共绕组作为二次（或一次）绕组。自耦变压器的变比 $k_a = \frac{N_1 + N_2}{N_2} = 1 + k$ ，其中 k 为作为两绕组变压器时的电压比。

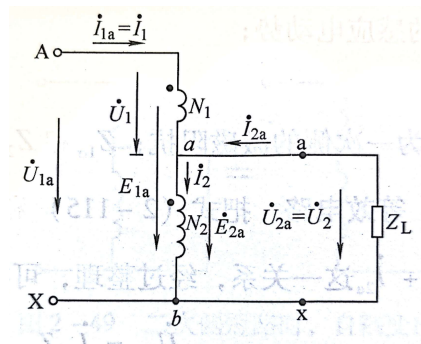


图 2.16: 自耦变压器

自耦变压器与普通两绕组变压器的电量关系如下

$$\dot{U}_{1a} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2, \quad \dot{U}_{2a} = \dot{U}_2, \quad \dot{I}_{1a} = \dot{I}_1, \quad \dot{I}_{2a} = \dot{I}_2 - \dot{I}_1$$

磁动势方程为

$$N_1 \dot{I}_{1a} + N_2 \dot{I}_2 = (N_1 + N_2) \dot{I}_m \quad \text{或} \quad \dot{I}_{1a} + \dot{I}'_{2a} = \dot{I}_m$$

电压方程为

$$\begin{aligned} \dot{U}_{1a} &= \dot{I}_{1a} Z_{1\sigma} + \dot{I}_2 Z_{2\sigma} - \dot{E}_{1a} \\ \dot{E}_{2a} &= \dot{I}_2 Z_{2\sigma} + \dot{U}_{2a} \\ \dot{I}_2 &= \dot{I}_{1a} + \dot{I}_{2a} \\ \dot{E}_{1a} &= k_a \dot{E}_{2a} = -\dot{I}_m Z_m \end{aligned}$$

整理电压方程得

$$\begin{cases} \dot{U}_{1a} = \dot{I}_{1a} (Z_{1\sigma} - (k_a - 1) Z_{2\sigma}) + \dot{I}_m (Z_m + k_a Z_{2\sigma}) \\ \dot{U}'_{2a} = \dot{I}_m (Z_m + k_a Z_{2\sigma}) + \dot{I}'_{2a} k_a (k_a - 1) Z_{2\sigma} \end{cases}$$

由此可得 T 形等效电路。激磁支路前移得 Γ 形等效电路，忽略激磁支路可得简化等效电路分别如下

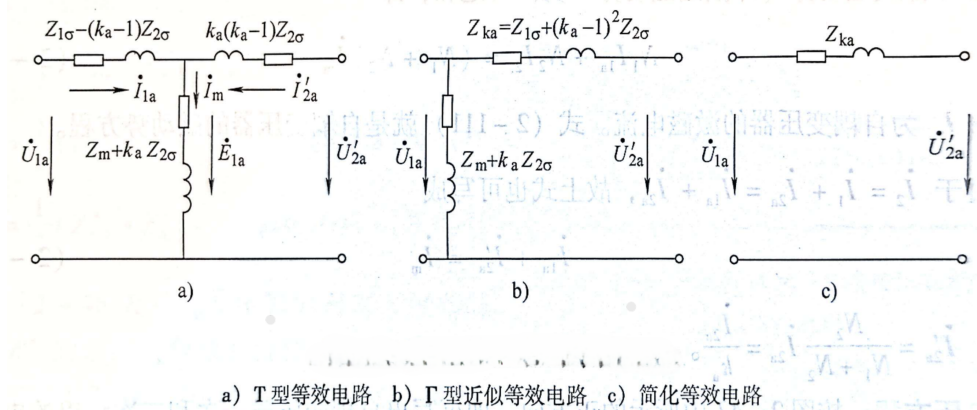


图 2.17: 自耦变压器的等效电路

自耦变压器的短路阻抗

$$Z_{ka} = Z_{1\sigma} - (k_a - 1) Z_{2\sigma} + k_a (k_a - 1) Z_{2\sigma} = Z_{1\sigma} + k^2 Z_{2\sigma} = Z_k$$

即自耦变压器短路阻抗与普通两绕组变压器短路阻抗相等，但是标么值由于额定电压增大了 $1 + \frac{1}{k}$ 倍而小了 $1 - \frac{1}{k_a}$ 倍。

自耦变压器的额定容量

$$S_{aN} = (U_{1N} + U_{2N}) I_{1aN} = U_{2N} I_{2aN} = S_N + \frac{S_N}{k} = \frac{k_a}{k_a - 1} S_N$$

即由普通两绕组变压器接成自耦变压器后，额定容量变为原来的 $\frac{k_a}{k_a - 1}$ 倍。其中一部分 S_N 由电磁感应部分从一次侧传送到二次侧，称为感应功率；另一部分 $\frac{S_N}{k_a - 1}$ 由直接传导作用传送到二次侧，称为传导功率。传送传导功率无需耗费有效材料，因此变比 k_a 越接近 1，传导功率所占比例越大，经济效果越显著。

自耦变压器优点是重量轻、价格低、效率高，缺点是一二次侧无电的隔离、短路阻抗标么值低导致短路电流标么值大。常应用于一次和二次电压比较接近的场合，常作调压器和起动补偿器。

2.9 仪用互感器

2.9.1 电压互感器

一次绕组接到被测的高压线路，二次绕组接到电压表。一次绕组匝数很多，二次绕组匝数很少。由于电压表阻抗很大，工作时接近空载运行。如果忽略漏阻抗压降，就有 $U_1/U_2 = N_1/N_2$ 。通常二次侧额定电压设计为 100V。根据误差大小，精度分为 0.5、1、3 三级。

二次绕组不允许短路，短路时将产生很大的短路电流。因此二次侧需要可靠接地。

2.9.2 电流互感器

一次绕组串联在被测线路中，二次侧接到电流表。一次绕组匝数很少，甚至只有一匝，而二次绕组匝数很多。由于电流表阻抗很小，工作时接近短路运行，忽略激磁电流时有 $I_1/I_2 = N_2/N_1$ 。通常二次侧额定电流设计为 5A 或 1A。根据误差大小，精度分为 0.2、0.5、1、3、10 五级。

二次绕组不允许开路，开路时一次侧电流将全部变成激磁电流，使铁心内磁密急剧增加，二次侧出现危险的过电压。因此电流互感器二次侧通常设置并联的短路开关且需要可靠接地。

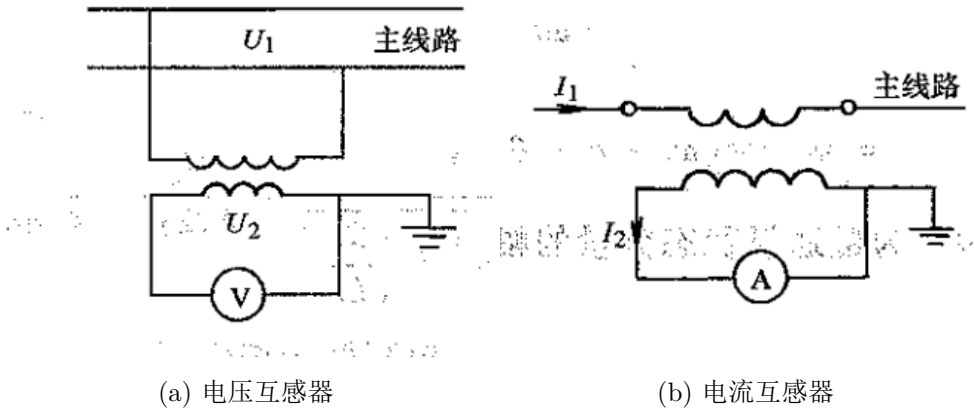


图 2.18: 仪用互感器

3 直流电机

3.1 直流电机的基本结构和工作原理

3.1.1 结构

• 定子：

- 机座：磁轭作为主磁路的一部分，其他部分作为电机的结构框架。
- 主磁极：由主极铁心和磁绕组组成，主要作用是建立励磁主磁场，相邻的主磁极呈 N、S 交替排列。
- 换向极：在两个主磁极之间，用铁心和绕组组成，增强换向性能。
- 电刷装置：由电刷、刷盒、刷杆和连线组成。电刷是石墨或金属粉末与石墨混合做成的导电块放在刷盒内用压紧弹簧以一定压力放在换向器表面。

• 转子：

- 电枢铁心：主磁路的组成部分，电枢绕组的支撑部件，放置在电枢铁心的槽内，由硅钢片叠压而成。
- 电枢绕组：由一定数目的电枢线圈按一定的规律连接组成，是电机的电路部分。
- 换向器：由具有鸽尾形的换向片排列成圆筒，片间用云母片绝缘，再用 V 形套筒和 V 形环夹紧而构成。每个电枢线圈首端和尾端的引线焊接在相应换向片内。

3.1.2 工作原理

直流发电机原理

由于主磁极 N 极和 S 极交替分布，因此在 $0 < \theta_s < \pi$ 范围内气隙磁密为正，由主极指向电枢表面，在 $\pi < \theta_s < 2\pi$ 范围内，气隙磁密为负，由电枢表面指向主极。

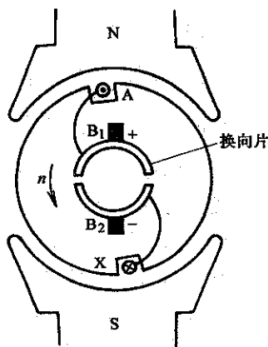


图 3.1: 两极直流电机结构

当导体在气隙磁场中运动时，电枢线圈导体将切割磁力线，产生感应电动势 $e = blv$ ，当速度不变时，线圈电动势与磁通密度 b 成正比，为交流电动势。通过换向器，N 极下的电刷始终与 N 极下导体相连，S 极下的电刷始终与 S 极下的导体相连，将交流电动势整流成直流电动势输出。

直流电动机原理

将直流电压通过电刷加到线圈上，则导体将会有交变电流通过，其中电流方向改变与磁场方向改变一致，则导体会受到电磁力 $f = bil$ 的作用，此时电磁转矩为 $T = bilD_a$ ，在电刷的逆变作用下电磁转矩方向始终不变驱动电动机转动。

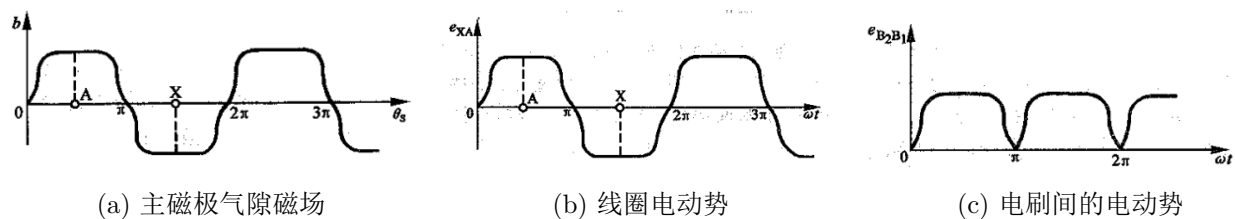


图 3.2: 直流电机主极磁场和电动势

3.1.3 励磁方式

- 他励：励磁绕组由其他电源供电，励磁绕组与电枢绕组不连接；
- 并励：励磁绕组与电枢绕组并联；
- 串励：励磁绕组与电枢绕组串联；
- 复励：一个并励绕组和一个串励绕组，若作用相同则为积复励，若作用相反则为差复励。

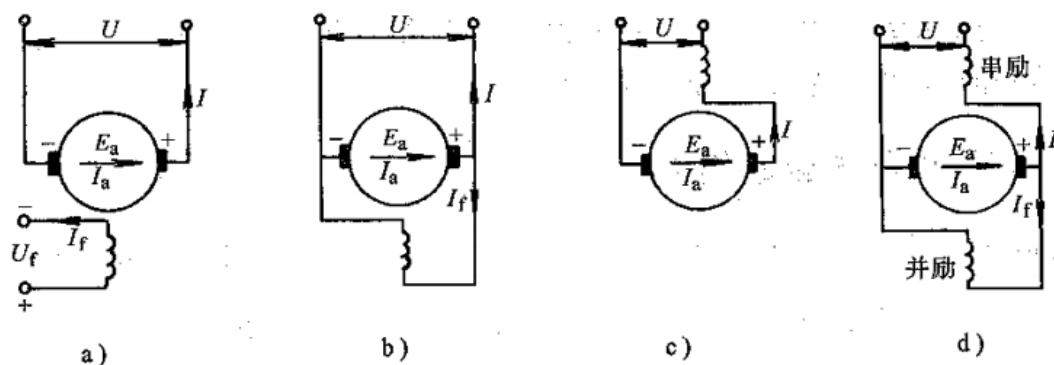


图 3.3: 直流电机的励磁方式

3.1.4 额定值

- 额定功率 S_N ：电机在铭牌规定的额定状态下运行的输出功率，发电机是线端输出的电功率，而电动机是轴上输出的机械功率，单位是 kW；
- 额定电压 U_N ：电机额定状态下电枢出线端电压，单位是 V；
- 额定电流 I_N ：电机在额定电压下运行、输出功率为额定功率时电机的线电流，单位为 A；
- 额定转速 n_N ：电机额定状态下电枢转子的转速，单位为 r/min。
- 额定励磁电压 U_{fN} ：他励电机的励磁电路的额定电压，单位为 V。

3.2 直流电枢绕组

3.2.1 直流电枢绕组的构成

一个元件有两个元件边和端接线组成，元件边置于槽内，能切割磁场产生感应电动势，而端接线位于铁心之外，起连接线作用，不产生感应电动势。元件的首端和尾端按一定规律接到不同的换向片上，使得整个电枢绕组通过换向片连成一个闭合回路。

若电枢每槽上下层均只有一个元件边，则元件数 S 和槽数 Q 相等，若每槽上下层各包含 u 个元件，则 $S = uQ$ 。通常把一个上层和一个下层元件边在槽内所占的空间作为一个“虚槽”，这样虚槽数 Q_u 和元件数 S 相等。由于一个换向片对应一个元件，因此换向片数 K 和元件数 S 也相等，即 $S = K = Q_u$ 。

第一节距：元件两条有效边在电枢表面所跨过的距离称为第一节距，用 y_1 表示，一般用所跨的虚槽数表示。为得到较大的感应电动势和电磁转矩，第一节距最好接近于一个极的距离（极距 τ ），即 $y_1 = \frac{Q_u}{2p} \mp \varepsilon$ ，其中 p 为极对数， ε 为凑成整数的一个小数。当 $y_1 = \frac{Q_u}{2p}$ 时，第一节距等于一个极距，称为整距绕组，当 $y_1 < \frac{Q_u}{2p}$ 时，第一节距比极距小，称为短距绕组，短距绕组有利于换向，且对于叠绕组能节省部分端部用铜。

合成节距：相串联的两个元件的对应元件边在电枢表面所跨的距离，用 y 表示，也用虚槽数计算。元件的连接次序和连接规律取决于合成节距。

元件相串联将形成支路，为使支路电动势尽可能大，组成同一条支路的各元件最好处于同种极性的磁极下，这样各元件的电动势相加而非相消。因此元件有两种连接方法，一种是同一磁极下的元件依次串联，后一个元件叠在前一个元件上，这种连法称为叠绕，每连接一个元件，对应边前进一个虚槽，因此 $y = 1$ 。另一种所示把所有处于同一极性下对应的元件依次串联，像波浪一样延伸，这种连法称为波绕每连接一个元件，对应边前进两个极距，因此 $y \approx \frac{Q_u}{p}$ 。

换向器节距：换向器表面上，同一个元件两个出线端所接的两个换向片之间所跨的距离，用 y_c 表示，用换向片数计算，一般而言数值上 $y_c = y$ 。

3.2.2 单叠绕组

所有相邻元件依次串联，后一元件首端和前一元件尾端相连，每串联一个元件移动一个虚槽，同时元件出线端在换向器上向右移动一个换向片，直到所有元件连接起来形成闭合回路。因此 $y = y_c = 1$ 。

展开图中元件上层边为实线，下层边为虚线，元件、虚槽、换向片由左向右编号，元件顶为元件号，中间是虚槽号，下侧是换向片号，元件号、上层边虚槽号、换向片号相同。

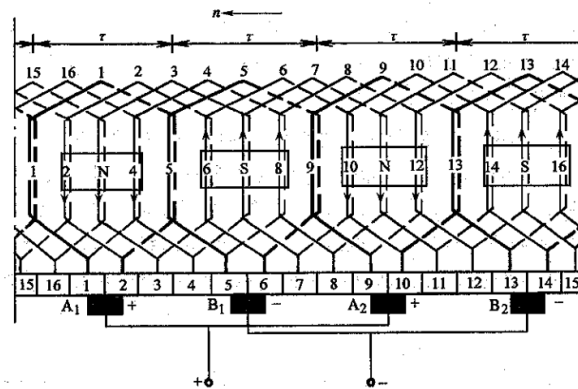


图 3.6: 单叠绕组展开图 ($2p = 4, S = K = Q_u = 16$)

对于上图而言，2,3,4;10,11,12 上层边处于 N 极，电动势由尾端指向首端；元件 6,7,8;14,15,16 上层边处于

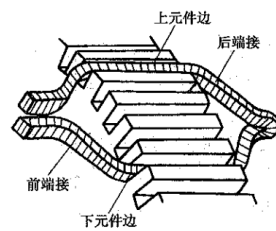


图 3.4: 电枢绕组元件

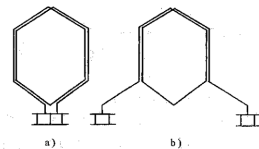


图 3.5: 两匝元件

S 极，电动势由首端指向尾端，4 个并联支路每个并联支路由 3 个线圈串联构成，而 1,5,9,13 被四个电刷短路，这四个元件称为换向元件，元件边恰好处于相邻两个主极中间的几何中性线位置，即电刷在磁极中心线下，短路时 $B = 0$ ，无环流，因此习惯上称电刷在几何中心线位置。

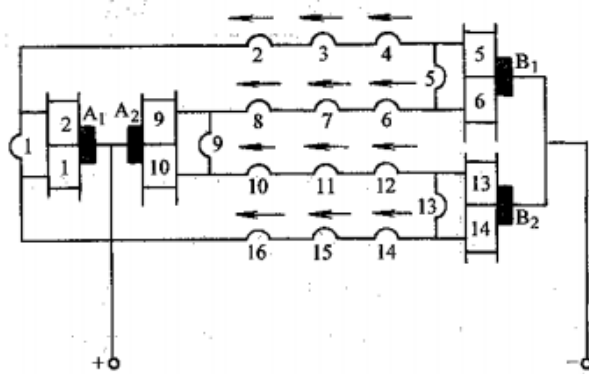


图 3.7: 单叠绕组的电路图

单叠绕组并联支路数 $2a_{\pm}$ 与电机极数 $2p$ 相等，即 $a_{\pm} = p$ 。电刷组数等于磁极数。

3.2.3 单波绕组

从某一换向片和虚槽出发，把相隔约为一对极距的同极性磁极下对应位置的所有元件依次串联起来，沿电枢和换向器绕行一周后，恰好回到出发换向片和虚槽的前面一片和一槽，从此出发继续绕连直到连完所有元件回到起始换向片和虚槽构成闭合回路，因此 $y = y_c = \frac{Q_u - 1}{p}$ 。

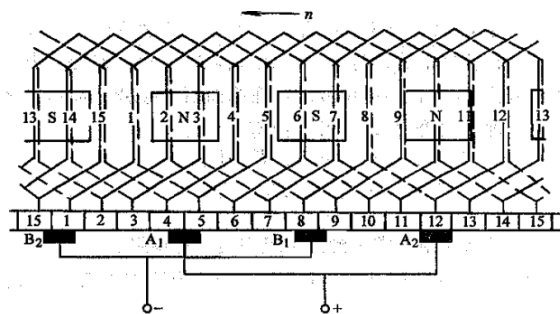


图 3.8: 单波绕组展开图 ($2p = 4, S = K = Q_u = 15$)

元件 15,7,14,6,13 上层边在 S 极下，串联为一条支路，元件 4,11,3,10,2 上层边在 N 极下，串联为一条支路，元件 5,12,1,8,9 短路。

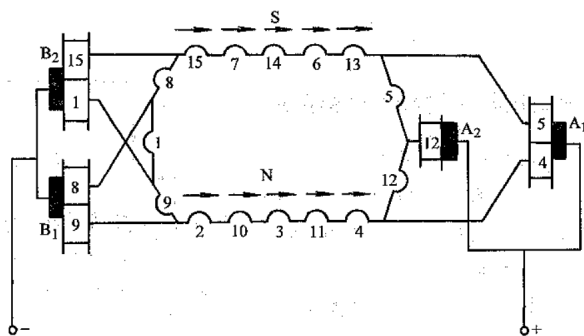


图 3.9: 单波绕组的电路图

单波绕组每条支路由同一主极极性下的所有元件串联组成，因此有且仅有两条并联支路， $a_{\text{=}} = 1$ 。电刷数等于磁极数。

表 1: 两种绕组的比较

	单叠绕组	单波绕组
支路数	$2a_{\text{=}} = 2p$	$2a_{\text{=}} = 2$
电刷数	全额放置	一对电刷
均压线	极多时需均压线	无均压线
范围	电流大、电压低、容量大、支路元件少	电流小、电压高、小容量、转速高、支路元件多

3.3 直流电机的磁场、电动势和转矩

3.3.1 磁场

空载时，电枢电流为 0，空载磁场由励磁绕组磁动势单独产生。
负载时，电枢电流产生电枢磁动势，负载时电枢磁动势对气隙磁场的影响称为电枢反应。
由于电枢表面电流分布沿直轴对称，以交轴为分界，电枢电流产生的磁动势沿交轴方向。
一个极下的交轴电枢磁动势幅值为

$$F_{aq} = \frac{1}{2} \frac{Z_a i_a}{2p}$$

Z_a 为电枢绕组总导体数， i_a 为支路电流。

交轴电枢反应 励磁磁场和电枢磁场叠加，使得气隙磁场发生畸变，使得 $B = 0$ 位置偏离几何中心线 α 角。
发电机顺时针旋转方向移动 α 角，电动机逆时针旋转方向移动 α 角。
不计饱和时，交轴电枢反应既无增磁亦无去磁，考虑饱和时，增磁使主极铁心饱和程度提高，起去磁作用。

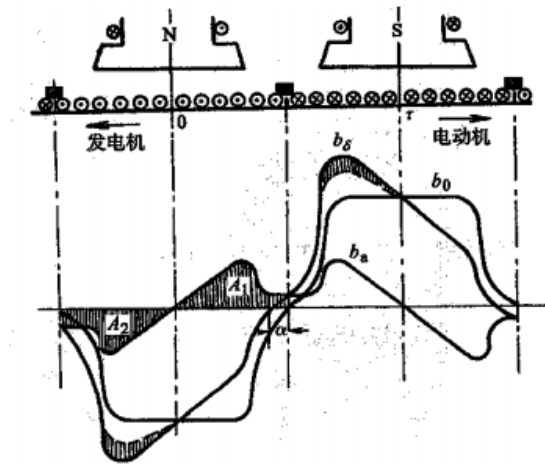


图 3.10: 交轴电枢反应

直轴电枢反应 电刷安装使得几何中性线偏移 β 角。
发电机电刷顺向偏移 β ， F_{ad} 去磁，逆向偏移 β ， F_{ad} 增磁。电动机相反。

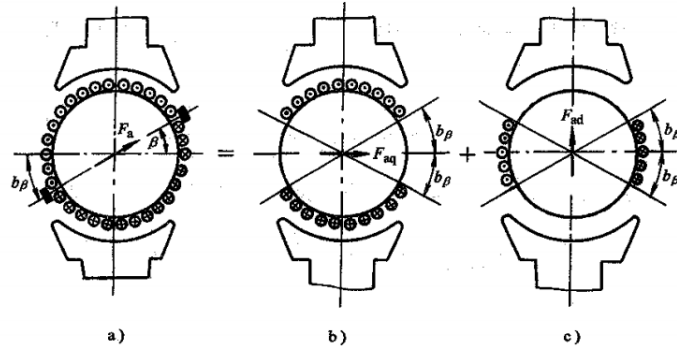


图 3.11: 直轴电枢反应

3.3.2 电动势和电磁转矩

每根导体感应电动势 $e = B_\delta lv$ ，每条支路串联导体数为 $\frac{Z_a}{2a_{\pm}}$ ，则支路电动势 $E_a = lv \sum B_\delta(\theta_\delta)$

令平均气隙磁密 $B_{av} = \frac{2a_{\pm}}{Z_a} \sum B_\delta(\theta_\delta)$

则 $E_a = \frac{Z_a}{2a_{\pm}} B_{av} lv = \frac{Z_a}{2a_{\pm}} B_{av} l \cdot 2p\tau \frac{n}{60} = \frac{pZ_a}{60a_{\pm}} n\Phi = C_e \Phi n$

每个导体上的电磁转矩 $T_c = B_\delta li_a \frac{D_a}{2}$ ，由于一个极下载流导体数为 $\frac{Z_a}{2p}$ ，因此一个极下的合成电磁转矩

$$T_p = li_a \frac{D_a}{2} \sum B_\delta(\theta_\delta) = \frac{Z_a}{2p} B_{av} li_a \frac{D_a}{2p}$$

作用在整个电枢上的电磁转矩

$$T_e = 2pT_p = \frac{pZ_a}{2\pi a_{\pm}} \Phi I_a = C_T \Phi I_a$$

3.4 直流发电机

3.4.1 基本方程

电压方程

$$U = E_a - I_a R - 2\Delta U_S = E_a - I_a R_a$$

其中 E_a 为电枢感应电动势， R 为电枢电阻， $2\Delta U_S$ 为一对电刷的接触压降，石墨电刷 $2\Delta U_s \approx 2V$ ，金属石墨电刷 $2\Delta U_s \approx 0.6V$ ， R_a 为考虑电刷接触压降后的电枢回路总电阻。

励磁约束

- 他励： $I = I_a$ ， U_f 与 U 无关
- 并励： $I_a = I + I_f$ ， $U_f = U$
- 串励： $I_a = I_f = I$ ，电枢电阻应加入串励绕组的电阻

转矩方程

$$T_1 = T_0 + T_e + J \frac{d\Omega}{dt}$$

其中 T_e 为电磁转矩，是一个与转动方向相反的制动转矩。 T_1 为原动机驱动转矩， $J \frac{d\Omega}{dt}$ 为惯量转矩，稳态为零。 T_0 为空载转矩，为空载运行时电机自身阻力转矩， $T_0 \Omega = p_\Omega + p_{Fe}$ ， p_Ω 为机械损耗， p_{Fe} 为电枢铁损。

功率方程

$$P_e = E_a I_a = U I_a + I_a^2 R_a = T_e \Omega = P_\Omega$$

对稳态转矩方程两端同乘 Ω 可得功率方程

$$P_1 = P_0 + P_e = P_0 + p_{Cu a} + P_2$$

其中 $p_{Cu a}$ 是电枢转动时的电枢铜损, P_0 表示的空载损耗包括摩擦损耗和铁损。

3.4.2 运行特性

并励直流发电机的自励

自励过程: 若一开始励磁绕组无剩磁, 原动机拖动电枢无电流, 无法发电。若一开始励磁绕组有剩磁, 则原动机拖动电枢时, 电枢电流产生并供给励磁电流, 励磁电流随 E_r 产生而增大, 因此励磁磁场更强, 感应电动势更大, 循环直至 A 点稳定工作。

因此自励条件:

- 磁路中有剩磁, 电枢旋转时可产生电动势从而产生励磁电流;
- 励磁磁动势与剩磁方向相同, 可以形成正反馈;
- 励磁回路电阻小于临界阻尼 R_{cr} , 使工作点不过低;
- 转速不能过低。

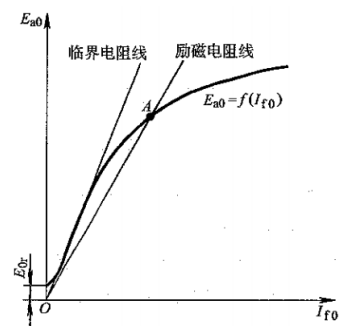


图 3.12: 自励稳态空载电压

外特性 $n = n_N, I_f = \text{Const}$ 的情况下, 电枢端电压和负载电流的关系 $U = f(I)$

对于他励直流发电机, 由于 $U = E_a - I_a R_a = C_e \Phi n - I_a R_a$, 电枢电压随负载增加而增大。

额定电压调整率 $\Delta U_N = \frac{U_0 - U_N}{U_N} \times 100\%$, 他励直流发电机 $\Delta U_N = 5\% \sim 10\%$, 特性较硬。

对于并励直流发电机, 并励发电机的励磁绕组和电枢电流相互制约, 在负载增大时, 电枢电阻压降增大和电枢反应去磁增强使端电压下降, 端电压的下降使励磁电流下降, 引起气隙磁通量和电动势进一步下降, 端电压进一步下降, 因此并励发电机端电压要比他励下降得多。并励发电机电压调整率高, 一般在 20% 左右。

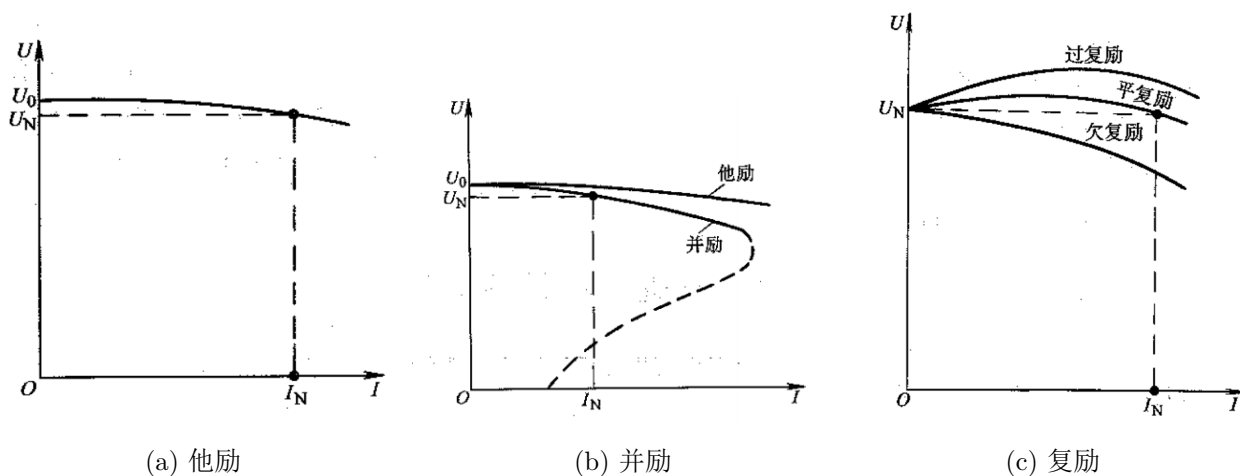


图 3.13: 直流发电机的外特性

调整特性 $n = n_N, U = U_N$ 时, 励磁电流与负载电流的关系 $I_f = f(I)$

I 增加时, 通过增加 I_f 抵消电枢反应的去磁作用和电枢回路电阻压降的作用。

效率特性 $n = n_N, U = U_N$ 时, 效率与输出功率的关系 $\eta = f(P_2)$ 。

发电机损耗包括机械损耗 p_Ω , 基本铁耗 p_{Fe} , 电枢铜耗 $p_{Cua} = I_a^2 R$, 励磁绕组的铜耗 $p_{Cuf} = U_f I_f$, 电刷接触压降损耗 $p_s = 2\Delta U_s I_a$, 杂散损耗 $p_\Delta \approx 0.01 P_N (I/I_N)^2$ 。其中机械损耗和铜耗仅与专属和磁密有关, 属于不变损耗, 其他四项属于可变损耗。习惯上不考虑励磁损耗 p_{Cuf} , 将其他五项损耗之和认为总损耗。

通常直流发电机额定效率 $\eta_N = 70\% \sim 90\%$, 中、大型发电机额定效率 $\eta_N = 90\% \sim 96\%$ 。

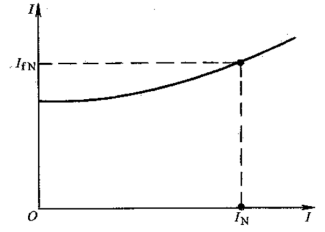


图 3.14: 直流发电机的调整特性

3.5 直流电动机

3.5.1 可逆原理

任何直流电机既可以作为发电机, 也可以作为电动机。 $E_a > U$ 时, 电枢向电网输出电流, T_e 为制动转矩, 处于发电机状态。反之, $E_a < U$ 时, 电枢从电网获得电流, T_e 为拖动转矩, 处于电动机状态。

3.5.2 基本方程

电压方程

$$U = E_a + I_a R + 2\Delta U_s = E_a + I_a R_a$$

励磁约束

- 他励: $I = I_a$, U_f 与 U 无关
- 并励: $I = I_a + I_f$, $U_f = U$
- 串励: $I_a = I_f = I$, 电枢绕组加入串励绕组的电阻

转矩方程

$$T_e = T_2 + T_0 + J \frac{d\Omega}{dt}$$

其中 T_e 为电磁转矩, 是与转向相同的驱动转矩。 T_2 为轴上输出的驱动转矩, 稳态时与负载的阻力转矩相平衡, $T_2 = T_L$ 。 $J \frac{d\Omega}{dt}$ 为惯量转矩, 稳态为零。 T_0 为空载转矩, 为空载运行时电机自身阻力转矩, $T_0 \Omega = p_\Omega + p_{Fe}$, p_Ω 为机械损耗, p_{Fe} 为电枢铁损。

功率方程

$$E_a I_a = U I_a + I_a^2 R_a = T_e \Omega p_1 = p_{Cuf} + p_{Cua} + p_0 + p_2$$

3.5.3 运行特性

机械特性 $U = U_N, R_f = \text{Const}$ 时, 转速与转矩之间的关系 $n = f(T_e)$ 。

他励/并励电动机:

$$n = \frac{U_N}{C_e \Phi} - \frac{R_a}{C_e C_T \Phi^2} T_e (R_a \ll C_e C_T \Phi^2)$$

不计饱和时, $n = f(T_e)$ 为稍微下降的直线, 计饱和时, 由于交轴电枢反应去磁, 直线下降程度减少, 可能为水平或上翘的曲线。并励电动机转速随所需电磁转矩增加略有变化, 称为硬特性。

串励电动机: 令 $\Phi = K_s I_a$

$$n = \frac{1}{C_e K_s} \left(\sqrt{\frac{C_T K_s}{T_e}} U - (R_a + R_s) \right)$$

串励电动机的机械特性曲线是幂函数曲线, 随转矩增加转速迅速下降, 称为软特性。

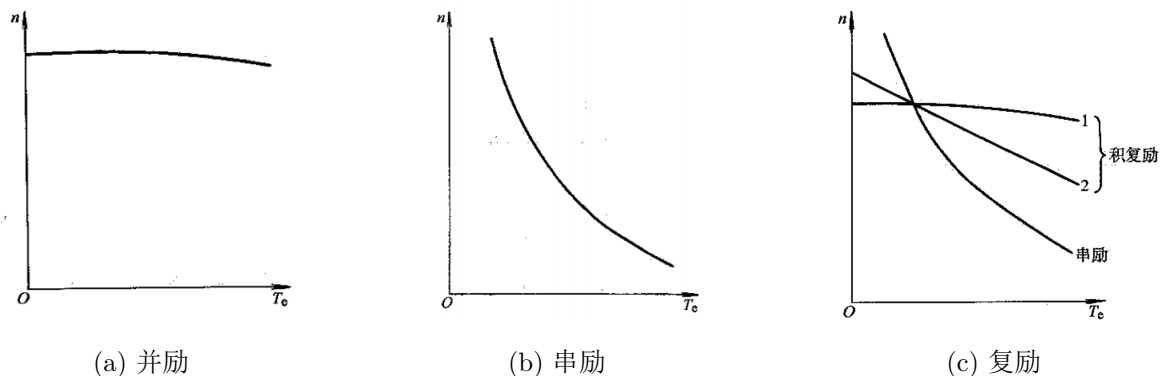


图 3.15: 直流电动机的机械特性

工作特性 $U = U_N, I_f = I_{fN}$ 的情况下, $n = f(P_2)$ 为转速特性, $T_e = f(P_2)$ 为转矩特性, $\eta = f(P_2)$ 为效率特性, 由于电枢电流 I_a 易测得且随 P_2 增大而增大, 也可用 I_a 为自变量表示工作特性。

对于他励/并励电动机,

转矩特性:

$$T_e = T_0 + \frac{P_2}{\Omega}$$

若转速为常值则为直线, 但是 P_2 上升时, n 略有下降, 曲线略向上弯曲。

转速特性:

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_e \Phi}$$

负载增大时, 电枢电流增大, 电枢压降增加, 转速趋于下降, 而电枢反应去磁时使转速趋于上升。由于两部分作用相互抵消, 实际转速特性呈略微下降的接近直线的关系。

转速调整率 $\Delta n = \frac{n_0 - n_N}{n_N} \times 100\%$, 并励电动机一般为 $3\% \sim 8\%$, 是恒速电动机。

励磁绕组不可开路, 轻载时, $\Phi \rightarrow 0, n \rightarrow \infty$, 疯转; 重载时, $T_e < T_2, n \rightarrow 0$, 堵转。

对于串励电动机, 令 $\Phi = K_s I_a$,

转矩特性: 轻载时, 磁路不饱和, $T_e = C_T K_s I_a^2$, 重载时, 磁路饱和, $T_e = C_T K_s I_a$

转速特性:

$$n = \frac{U - I_a (R_a + R_s)}{C_e K_s I_a}$$

大体为双曲线的关系, 负载增加时, 电枢回路压降增大, 串励磁动势和主磁场也增大, 使得转速下降, 因此串励电动机转速随负载增大迅速下降。

串励电动机不允许空载, 此时电流和主磁通很小, 转速很高出现疯转。

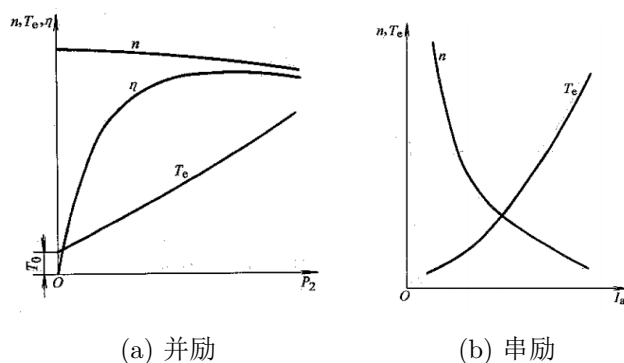


图 3.16: 直流电动机的机械特性

3.5.4 直流电动机的起动、调速和制动

直流电动机的起动

1. 直接起动: $E_a = 0, n = 0$, 起动电流 $I_{st} = \frac{U}{R_a}$ 很大, 产生很大的热损耗和机械损耗, 仅适用于小型电机。
2. 电枢串电阻起动: 串接 R_{st} 限制起动电流。
3. 电枢降压起动: 一开始加入低电压, 随着转速增大逐渐升高电压, 仅用于他励电动机, 通常用整流(相控)或 DC-DC (H 桥) 电路控制。

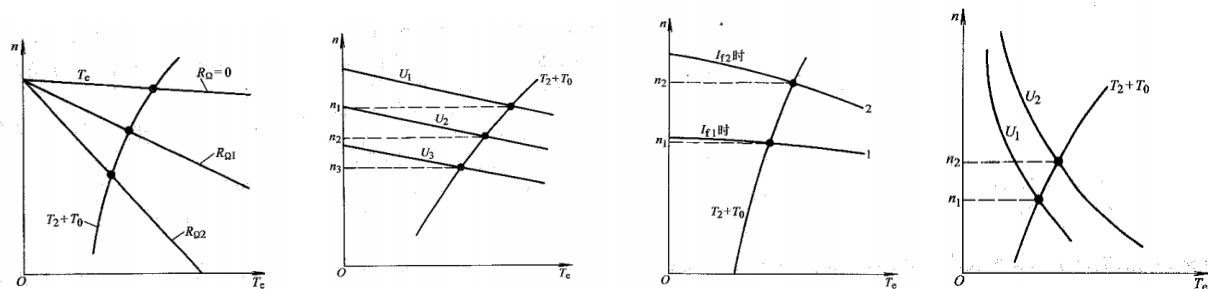
直流电动机的调速

由于

$$n = \frac{U - I_a(R_a + R_\Omega)}{C_e \Phi}$$

调速方法主要有两类, 一类是通过调节电枢回路串入的电阻 R_Ω 或调节端电压的电枢控制, 另一类是调节励磁电流改变励磁磁通的磁场控制。

1. 电枢串电阻调速: 仅可在额定转速基础上向下调速, 调速范围随负载变化, 轻载时调速范围小。
2. 调压调速: 仅可在额定转速基础上向下调速, 调速效率高, 平滑性好, 调节过程机械特性曲线斜率不变, 适用于调节恒转矩负载。
3. 弱磁调速: 仅可在额定转速的基础下向上调速, 调节方便且效率高, 适用带恒功率负载, 带恒转矩负载时需要下降转矩才能维持 I_a 。

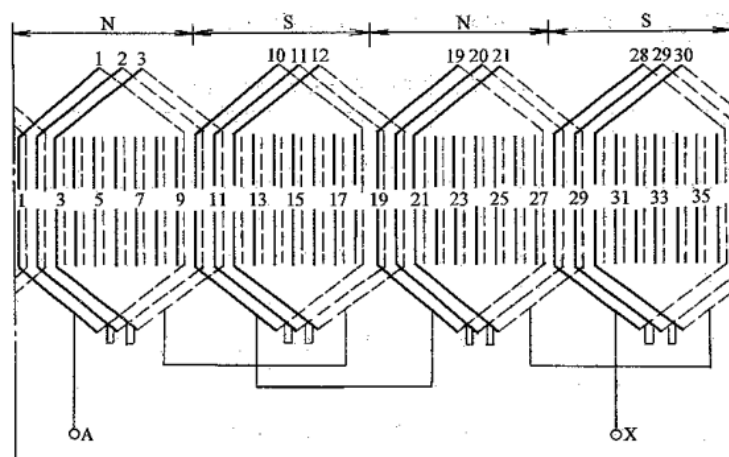


(a) 并励/他励电动机串电阻调速 ($R_{\Omega 2} > R_{\Omega 1}$) (b) 他励电动机调压调速 ($U_1 > U_2 > U_3$) (c) 并励/他励电动机弱磁调速 ($I_{f1} > I_{f2}$) (d) 串励电动机调压调速 ($U_2 > U_1$)

图 3.17: 直流电动机调速时机械特性的变化

直流电动机的制动

1. 能耗制动：用开关将电枢接到制动电阻 R_B 上，使电机工作在发电机状态，机械能转化为电能最终以热能丧失，其中制动转矩 $T_e = -\frac{C_e C_T \Phi^2}{R_a + R_L} n$ ，与 n 成正比。低速时转矩很小，加快停车需要用机械制动闸。
2. 回馈制动：他励电动机转速高于理想空载转速时， $E_a > U$ ，电机成为发电机状态，电磁转矩称为制动转矩，限制转速上升，反将机械能转化为电能回馈给电网。
3. 反接制动：利用开关将电枢通过电阻反接到电网上。此时电枢电流变为负值，电流很大，制动机机械特性 $n = -\frac{U}{C_e \Phi} - \frac{R_a + R}{C_e C_T \Phi} T_e$ ，应及时进行断开操作。

图 4.2: 三相双层叠绕组中 A 相绕组展开图 ($Q = 36, 2p = 4$)

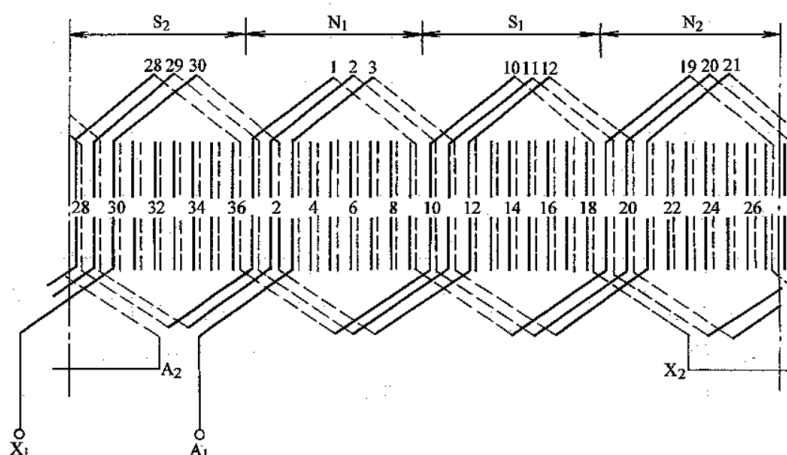
由于极相组 A 的电动势方向极相组 X 的电动势方向相反, 电流反向也相反, 为避免电动势相互抵消或电流形成的磁场相互抵消, 串联时应反向串联, 首-首相连引出尾端或者尾-尾相连引出首端。如下所示

由于每相的极相数等于极数, 所以双层叠绕组的最多并联支路数等于 $2p$, 实际上一般并联支路数 $a < 2p$ 且 $a|2p$, 使各条支路保持平衡。

叠绕组优点是短距时端部可以节约部分用铜, 缺点是最后几个线圈嵌线困难, 极间连线较长, 极数较多时费铜。一般用于一般电压、额定电流不太大的中小型同步电机和感应电机, 以及两轮汽轮发电机的定子绕组中。

波绕组

两个相连接的单匝线圈成波浪形前进, 把所有同一极性下属于同一相的线圈依次串联组成一组, 再把所有另一极性下属于同一相的线圈依次串联成另一组, 最后把这两大组线圈根据需要接成串联或并联构成一相绕组。合成节距 $y = \frac{Q}{p} = 2mq$, 并联支路数为 1。

图 4.3: 三相双层波绕组中 A 相绕组展开图 ($Q = 36, 2p = 4$)

波绕组每相绕组只有两大组, 若支路数 $=1$, 每相仅需一根组间连线。线圈为单匝时波绕短距仅改善电动势和磁动势波形, 不节约铜。适用于绕线型感应电机的转子和大中型水轮发电机的定子中。

4.1.2 三相单层绕组

单层绕组的每个槽内只有一条线圈边, 线圈数 $= 1/2 \times$ 槽数。主要优点为:

- 1. 嵌线方便，没有层间绝缘，槽利用率高
- 2. 电动势和磁动势波形比双层短距的差。

同心式绕组

由不同节距的同心线圈组成。

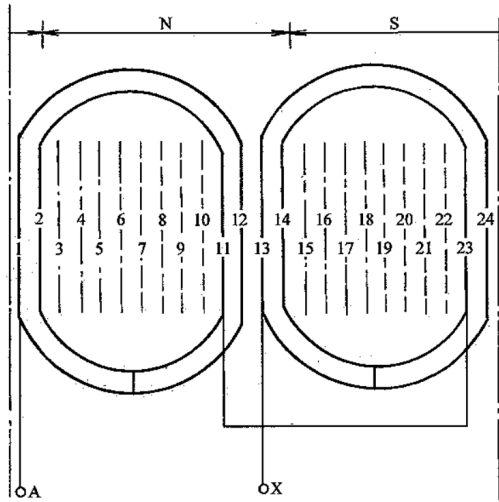


图 4.4: 单层同心式绕组中 A 相绕组展开图 ($Q = 24, 2p = 2$)

表 3: 同心式绕组的三相二极 24 槽的定子的相带分布

相带	A	Z	B	X	C	Y
槽号	23,24,1,2	3,4,5,6	7,8,9,10	11,12,13,14	15,16,17,18	19,20,21,22

1-12、13-24 相连，为大线圈，2-11、14-23 相连，为小线圈。1-12 和 2-11 为一个同心式线圈组，13-24 和 14-23 为另一个同心式线圈组，将两个线圈组反连，即 11 和 23 相连，从 1 和 13 引出，得到 A 相的首端和尾端，同理可得 B、C 两相绕组。

同心式绕组主要用于两极的小型感应电机，优点是下线方便，端部重叠层数少，便于布置，散热好，缺点是线圈大小不等，绕制不太方便，端部较长。

链式绕组

线圈节距一致，一环套一环形成长链，节距恒为奇数。

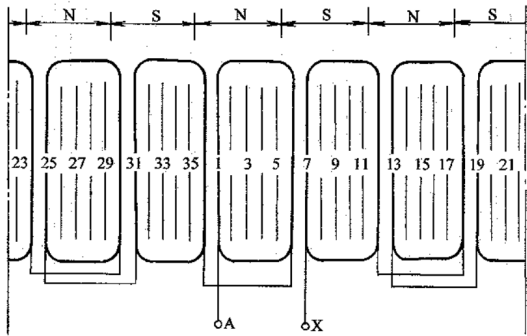


图 4.5: 单层链式绕组中 A 相绕组展开图 ($Q = 36, 2p = 6$)

表 4: 链式绕组的三相六极 36 槽的定子的相带分布

相带	A	Z	B	X	C	Y
N_1, S_1	36,1	2,3	4,5	6,7	8,9	10,11
N_2, S_2	12,13	14,15	16,17	18,19	20,21	22,23
N_3, S_3	24,25	26,27	28,29	30,31	32,33	34,35

1-6、7-12、13-18、19-24、25-30、31-36 分别相连，得到六个线圈组，再用极间连线将六个线圈依次反向串联得到 A 相绕组，同理得到 B、C 两相绕组。

链式绕组主要用于每极每相槽数 q 为偶数的小型四极、六极感应电动机中，每个线圈大小相同便于绕制，短距绕组时端部用铜较省。

交叉式绕组 用于每极每相槽数 q 为奇数的四极、六极感应电机中，采用不等距线圈，比同心式绕组端部短，便于布置。

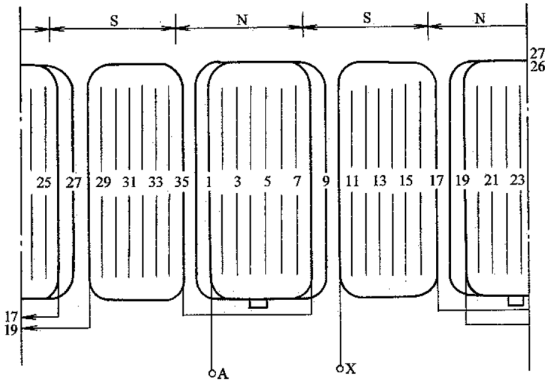


图 4.6: 单层交叉式绕组中 A 相绕组展开图 ($Q = 36, 2p = 4$)

表 5: 交叉式绕组的三相四极 36 槽的定子的相带分布

相带	A	Z	B	X	C	Y
N_1, S_1	35,36,1	2,3,4	5,6,7	8,9,10	11,12,13	14,15,16
N_2, S_2	17,18,19	20,21,22	23,24,25	26,27,28	29,30,31	32,33,34

把 36-8、1-9 相连，组成两个节距为 8 的大圈，把 10-17 相连组成节距为 7 的小圈，两对极下一次按“两大一小，两大一小”交叉布置得到交叉式绕组。

4.2 交流电机的电动势

4.2.1 正弦分布时的感应电动势

转子是由直流励磁形成的主磁极，转子由原动机拖动旋转后，气隙中形成旋转磁场，定子切割主极磁场产生感应电动势。

设气隙磁场正弦分布，转子电角速度为 ω ，则气隙磁场 $b = B_1 \sin \omega t$ ，感应电动势 $e = blv = B_1 l v \sin \omega t = \sqrt{2} E_1 \sin \omega t$ 。因此，若气隙磁场为正弦分布，主极为恒速旋转时，定子导体中的感应电动势是正弦变化的交流电动势。

感应电动势的频率 $f = \frac{pn}{60}$, 在我国 $f_N = 50\text{Hz}$, 因此 $pn = 60f = 3000$, 满足此的转速称为同步转速 n_s 。

感应电动势有效值 $E_1 = \frac{B_1 l v}{\sqrt{2}} = \frac{B_1 l}{\sqrt{2}} 2\tau f = \sqrt{2} f B_1 \tau l = \frac{\sqrt{2}}{2} \pi f (\frac{2}{\pi} B_1 l \tau) = 2.22 f \Phi_1$

对于整距线圈, $E_{c1} = N_c \cdot 2E_1 = 4.44 f N_c \Phi_1$

对于短距线圈, 电角度节距 $\gamma = \frac{y_1}{\tau} \times 180^\circ$, 则电动势

$$E_{c1} = N_c \cdot 2E_1 \sin(\frac{y_1}{\tau} 90^\circ) = 4.44 f N_c k_{p1} \Phi_1$$

其中 $k_{p1} = \sin(\frac{y_1}{\tau} 90^\circ)$ 为线圈的基波节距因数, 整距时 $k_{p1} = 1$, 短距时 $k_{p1} < 1$, 即短距时电动势较小。

对于分布绕组, 不同线圈相角依次相差 α , 合成电动势

$$E_q = 2R \sin \frac{q\alpha}{2} = q E_{c1} \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \frac{\alpha}{2}} = q E_{c1} k_{d1}$$

其中 $k_{d1} = \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \frac{\alpha}{2}}$ 为绕组的基波分布因数。由于绕组分布在不同的槽内, 基波合成电动势小于集中绕组的。

一个极相组的电动势

$$E_{q1} = q \times 4.44 f N_c k_{p1} \Phi_1 k_{d1} = 4.44 f (q N_c) k_{w1} \Phi_1$$

其中 $k_{w1} = k_{p1} k_{d1}$ 为绕组的基波绕组因数, 是既考虑短距、又考虑绕组分布时合成电动势所打的折扣。

对于单层绕组, 可以等效看成一个整距分布绕组。

一相的总电动势

$$E_{\Phi 1} = 4.44 f N k_{w1} \Phi_1$$

其中 N 为单相总串联匝数, 并联支路数为 $a_{\pm}$ 时, 对于单层绕组 $N = \frac{pqN_c}{a_{\pm}}$, 对于双层绕组 $N = \frac{2pqN_c}{a_{\pm}}$ 。

4.2.2 非正弦分布时的谐波电动势

由于主极磁场分布通常和磁极中心线相对称, 故气隙磁场一般除基波外只含有奇次谐波。对于 ν 次谐波磁场, $p_\nu = \nu p, \tau_\nu u = \frac{\tau}{\nu}, n_\nu = n_s, f_\nu = \nu f_1$

谐波电动势 $E_{\Phi \nu} = 4.44 f_\nu N k_{w\nu} \Phi_\nu$, 其中谐波磁场磁通 $\Phi_\nu = \frac{2}{\pi} B_\nu \tau_\nu l$, 谐波节距因数 $k_{p\nu} = \sin \nu (\frac{y_1}{\tau} 90^\circ)$,

谐波分布因数 $k_{d\nu} = \frac{\sin \nu \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \nu \frac{\alpha}{2}}$, 谐波绕组因数 $k_{w\nu} = k_{p\nu} k_{d\nu}$ 。

$v = \frac{Q}{p} \pm 1 = 2mq \pm 1$ 的谐波为齿谐波, 齿谐波的绕组因数与基波一致, $k_{w\nu} (\nu=2mq \pm 1) = \pm k_{w1}$ 。

定子开槽后, 对应于齿位置气隙小, 单位面积磁导大, 对应槽的位置气隙大, 单位面积磁导小。开槽后再原先磁导波上叠加一个与定子齿数相对应的附加周期性齿磁导分量, 导致气隙磁场分布改变。如果原先为正弦分布, 开槽后仅幅值有少量变化, 但若原先有齿谐波磁场, 开槽后齿谐波电动势将增大多倍, 出现齿谐波波纹。

相电动势 $E_\Phi = \sqrt{E_{\Phi 1}^2 + E_{\Phi 3}^2 + \cdots}$, 对于三相星形连接, $E_{LY} = \sqrt{E_{\Phi 1}^2 + E_{\Phi 5}^2 + E_{\Phi 7}^2 + \cdots}$, 不含有 $3n$ 次谐波。

消除谐波电动势的方法

1. 采用短距绕组: 使节距因数接近于零 $k_{p\nu} = \sin \nu (\frac{y_1}{\tau} 90^\circ) = 0$, 即使 $y_1 = \frac{2k}{\nu} \tau$, 为了不削弱基波, 一般采用接近整距的短节距, 令 $2k = \nu - 1$ 。
2. 采用分布绕组: 分布绕组每极每相槽数越多, 抑制谐波电动势效果就越好, 但是槽数增多成本也会增高, 且 $q > 6$ 时谐波分布因数下降不显著。一般选用 $2 \leq q \leq 6$ 。
3. 齿谐波消除: 由于 $k_{p\nu} = k_{p1}, k_{d\nu} = k_{d1}$, 分布绕组或短距绕组均无法消除。

- (a) 采用斜槽：把斜槽看成无限多短直导体相连，相邻导体相位差 $\alpha \rightarrow 0$ ，直导体数 $s \rightarrow \infty$ ，且 $s\alpha = \beta$ ，基波斜槽因数

$$k_{sk1} = \lim_{\substack{\alpha \rightarrow 0 \\ s\alpha \rightarrow \beta}} \frac{\sin \frac{s\alpha}{2}}{s \sin \frac{\alpha}{2}} = \frac{\sin \frac{\beta}{2}}{\frac{\beta}{2}} = \frac{\sin \frac{c}{\tau} \frac{\pi}{2}}{\frac{c}{\tau} \frac{\pi}{2}}$$

其中 c 为导体斜过的距离，满足 $\beta = \frac{c}{\tau}\pi$ ，对于谐波的斜槽因数将基波斜槽因数中的 β 替换为 $\nu\beta$ 即可。因此消除谐波只需使 $k_{sk\nu} = 0$ ，即使 $c = \frac{2\tau}{\nu} = 2\tau_{nu}$ 。对于齿谐波 $c = \frac{2\tau}{2mq} = t_z$ (t_z 为齿距) 以削弱 $\nu = 2mq \pm 1$ 两个齿谐波。

- (b) 采用分数槽绕组：采用分数槽绕组， $\nu = 2mq \pm 1$ 为分数或偶数，而谐波磁场仅有奇次谐波因此不存在齿谐波电动势。
- (c) 小型电机使用半闭口槽，中型电机使用磁性槽楔，减少槽开口，进而减小引起的气隙比磁导的变化和齿谐波。

4.3 交流电机的磁动势

4.3.1 单相绕组磁动势

对于整距线圈，以线圈轴线作为 θ_s 的原点，沿定子内圆， $-\pi/2 \leq \theta_s \leq \pi/2$ 范围内，磁场由定子内圆指向转子，定子为 N 极；在 $\pi/2 \leq \theta_s \leq 3\pi/2$ 范围内，磁场由转子指向定子内圆，定子为 S 极。忽略铁心内的磁位降，则线圈磁动势 $N_c i_c$ 全部作用在两个气隙内，因此磁动势为矩形波，且幅值为 $f_c = \frac{1}{2} N_c i_c$ 。对周期性矩形磁动势波进行 Fourier 分解，可得基波磁动势为

$$f_{c1} = \frac{4}{\pi} \frac{N_c i_c}{2} \cos \theta_s$$

对于短距线圈，在每对极内，矩形波正负幅值分别为 F_{c1} 和 F_{c2} 。根据磁场连续性定理有

$$F_{c1} y_1 l = F_{c2} (2\tau - y_1) l$$

根据安培环路定律有 $F_{c1} + F_{c2} = N_c i_c$ ，可得

$$F_{c1} = \frac{2\tau - y_1}{\tau} \frac{1}{2} N_c i_c, F_{c2} = \frac{y_1}{\tau} \frac{1}{2} N_c i_c$$

产生的磁动势是正负幅值不等但面积相等的矩形波。进行 Fourier 分解可得基波为

$$f_{c1} = \frac{4}{\pi} \frac{N_c i_c}{2} k_{p1} \cos \theta_s$$

对于分布绕组，可以使用空间矢量叠加计算出各线圈合成磁动势，单层整距绕组基波磁动势

$$f_{q1} = q f_{c1} k_{d1} = \frac{4}{\pi} \frac{q N_c i_c}{2} k_{d1} \cos \theta_s$$

双层整距绕组考虑上下两层作用， $a = i_c = i_\phi$ ，则基波磁动势

$$f_{q1} = \frac{4}{\pi} \frac{N k_{d1}}{2p} i_\phi \cos \theta_s$$

短距绕组同一相上下层导体之间错开 $\varepsilon = \frac{\tau - y_1}{\tau} \times 180^\circ$ 的电角度，基波磁动势

$$f_{q1} = \frac{4}{\pi} \frac{N k_{d1}}{2p} k_{p1} i_\phi \cos \theta_s = \frac{4}{\pi} \frac{N k_{w1}}{2p} i_\phi \cos \theta_s$$

对于单相绕组, 各对极下的磁动势和磁阻组成一个对称分支磁路, 单相绕组的磁动势等于一个极相组的磁动势, $f_{\phi 1} = f_{q1} = \frac{4}{\pi} \frac{Nk_{w1}}{2p} i_{\phi} \cos \theta_s$, 若相电流随时间作余弦变化, 则单相绕组的基波磁动势可以写成

$$f_{\phi 1}(\theta_s, t) = \frac{4}{\pi} \frac{Nk_{w1}}{2p} \sqrt{2} I_{\phi} \cos \theta_s \cos \omega t$$

即单相绕组的基波磁动势在空间中是随 θ_s 按余弦规律分布的驻波, 在时间上随 ωt 按余弦规律脉振, 称为脉振磁动势, 脉振频率取决于电流频率。

高次空间谐波磁动势

$$f_{\phi \nu} = \frac{1}{\nu} \frac{4}{\pi} \frac{Nk_{w\nu}}{2p} \sqrt{2} I_{\phi} \cos \theta_s \cos \omega t$$

对于双层短距绕组, 虽然同时有奇次和偶次的高次谐波, 但是在绕组是对称整数槽绕组时, 偶次谐波会相互抵消, 因此总效果仍然只含有奇次谐波。空间高次谐波磁动势仍然是脉振磁动势。

4.3.2 三相绕组磁动势

三相绕组通入对称的正序电流, 即

$$i_A = \sqrt{2} I_{\phi} \cos \omega t \quad i_B = \sqrt{2} I_{\phi} \cos(\omega t - 120^\circ) \quad i_C = \sqrt{2} I_{\phi} \cos(\omega t - 240^\circ)$$

因此各相的脉振磁动势在空间和时间上相差 120° , 三相叠加即可得到合成磁动势。

$$\begin{aligned} f_1(\theta_s, t) &= f_{A1} + f_{B1} + f_{C1} \\ &= F_{\phi 1} \cos \theta_s \cos \omega t + F_{\phi 1} \cos(\theta_s - 120^\circ) \cos(\omega t - 120^\circ) + F_{\phi 1} \cos(\theta_s) \cos \omega t \\ &\quad + F_{\phi 1} \cos(\theta_s - 240^\circ) \cos(\omega t - 240^\circ) \\ &= F_1 \cos(\omega t - \theta_s) \end{aligned}$$

三相绕组的基波磁动势幅值

$$F_1 = \frac{3}{2} F_{\phi 1} = \frac{3}{2} \times 0.9 \frac{Nk_{w1}}{p} I_{\phi} = 1.35 \frac{Nk_{w1}}{p} I_{\phi}$$

$f_1(\theta_s, t)$ 是一个恒幅、正弦分布的正向行波, 也是沿着气隙圆周不断向前推移的旋转磁动势波。波幅推移的角速度为 ω , 转速 $n = \frac{\omega}{2\pi p} = 60f/p(\text{r/min}) = n_s$, 恰好为同步转速。

若在三相绕组中通入对称的逆序电流, 电流达到最大值的次序将变为 $A \rightarrow C \rightarrow B$, 则反向旋转。

若通入不对称三相电流, 则正序电流和负序电流同时存在, 因此正向和反向旋转磁动势并存, $f_1(\theta_s, t) = F_{1+} \cos(\omega t - \theta_s) + F_{1-} \cos(\omega t + \theta_s)$, 合成的磁动势是一个幅值变化、非恒速推移的旋转磁动势, 幅值轨迹为椭圆, 称为椭圆旋转磁动势。

$$\begin{cases} \nu = 3k (k = 1, 3, 5, \dots), & f_{\nu} = 0, \quad \text{不存在 } 3 \text{ 的倍数次谐波磁动势} \\ \nu = 6k + 1 (k = 1, 2, 3, \dots), & f_{\nu} = \frac{3}{2} F_{\phi \nu} \cos(\omega t - \nu \theta_s), \quad \text{正向旋转、转速为 } \frac{n_s}{\nu} \text{、幅值为 } \frac{3}{2} F_{\phi \nu} \\ \nu = 6k - 1 (k = 1, 2, 3, \dots), & f_{\nu} = \frac{3}{2} F_{\phi \nu} \cos(\omega t + \nu \theta_s), \quad \text{反向旋转、转速为 } \frac{n_s}{\nu} \text{、幅值为 } \frac{3}{2} F_{\phi \nu} \end{cases}$$

4.4 交流绕组产生的气隙磁场和电抗

气隙磁场 $b_a(x, t) = \mu_0 \frac{f_a(x, t)}{\delta} = \lambda_{\delta} f_a(x, t)$, 其中 $\lambda_{\delta} = \mu_0/\delta$ 为单位面积的气隙磁导。气隙磁场基波幅值 $B_{am} = \lambda_{\delta} F_{am}$ 。若开槽, 则 $B'_{am} = \frac{B_{am}}{k_c}$, $k_c \geq 1$ 为卡氏因数, 表示开槽对气隙磁场的削弱程度, 此时磁导 $\lambda_{\delta} = \mu_0/(k_c \delta)$ 。

磁通量 $\Phi_a = \frac{2}{\pi} B_{am} \tau l = \frac{2}{\pi} \lambda_\delta F_{am} \tau l = \frac{2}{\pi} \frac{\mu_0}{k_c \delta} F_{am} \frac{\pi D_i}{2p} = \frac{\mu_0}{k_c \delta} \frac{D_i l}{p} F_{am}$, 电抗为

$$X_m = \frac{E_a}{I} = \frac{\sqrt{2} \pi f N k_{w1} \Phi_a}{I} = \sqrt{2} \pi f \frac{N k_{w1} D_i l}{p I} \frac{\mu_0}{k_c \delta} F_{am} = 6 f \frac{\mu_0 D_i l}{k_c \delta} \frac{(N k_{w1})^2}{p^2}$$

4.5 交流电机的转矩

电磁转矩不等于零的准则：电机正常工作要求负载作用在转子上的平均电磁转矩不能等于零，因此定、转子极数必须相等，即 $2p_1 = 2p_2$ 。

假定定子表面为光滑的圆柱形，铁心磁导率趋于无穷大，定子的载流导体均匀分布在定子表面，气隙合成磁场为正弦分布，定子的磁动势波也是正弦分布，定子绕组为对称的三相整数槽绕组。

三相电机稳态运行时，气隙基波合成磁场的法向分量是一个同步转速推移的旋转磁场， $b_1 = B_1 \sin(\omega t - \theta_s)$ ，定子内圆单位长度上安培导体数称为线负载 a ，以电流流入时的线负载为正。定子绕组每极每相槽数 $q = 2$ 、A 相电流到最大值时，三相载流导体形成的线负载 a 的基波 $a_1 = A_1 \sin(\omega t - \theta_s + \psi_1)$ ，定子表面单位周向长度的载流导体上所受的电磁转矩 $t_e = b_1 a_1 l \frac{D}{2}$ ，则作用在定子载流导体上的总电磁转矩为

$$\begin{aligned} T_e &= p \int_0^{2\tau} t_e dx = p \int_0^{2\tau} b_1 a_1 l \frac{D}{2} dx = \frac{1}{2} p D l \int_0^{2\pi} b_1 a_1 \frac{\pi}{\tau} d\theta_s \\ &= \frac{1}{2} \frac{\tau}{\pi} p D l \int_0^{2\pi} B_1 \sin(\omega t - \theta_s)_1 \sin(\omega t - \theta_s + \psi_1) d\theta_s \\ &= \frac{\tau}{2\pi} p D l B_1 A_1 \int_0^{2\pi} \frac{1}{2} \cos \psi_1 d\theta_s = \frac{1}{2} \tau p D l B_1 A_1 \cos \psi_1 \\ &= \frac{1}{2} \tau p \frac{2p\tau}{\pi} l \frac{\Phi}{\frac{2}{\pi} \tau l} A_1 \cos \psi_1 = \frac{1}{2} p^2 \tau \Phi A_1 \cos \psi_1 \end{aligned}$$

由 $f_1(x_1) - f_1(x_2) = \int_{x_1}^{x_2} a_1 dx$ 得 $f_1(\theta_s) = F_1 \sin(\omega t - \theta_s - \delta_1)$ ，其中 F_1 为基波磁动势幅值， δ_1 为气隙基波合成磁场 b_1 与定子基波磁动势 f_1 之间的夹角 $\delta_1 = 90^\circ + \psi_1$ ，则

$$T_e = \frac{\pi}{2} p^2 F_1 \Phi \sin \delta_1$$

电磁转矩 T_e 与气隙合成磁场磁通量 Φ 、定子基波磁动势的幅值 F_1 、转矩角 δ_1 的正弦成正比。转矩角既可以由定转子磁场轴线不重合引起，也可以用凸极、磁滞或其他效应所引起。

从电磁转矩的角度看，发电机和电动机的差别就在于转矩角 δ_1 的正负，对发电机，电磁转矩是制动转矩，定子磁动势滞后合成磁场，对电动机，电磁转矩是驱动转矩，定子磁动势超前气隙合成磁场。

由于磁动势基波幅值 $F_1 = \frac{\sqrt{2} m_1 N_1 k_{w1}}{\pi p} I_1$ ，磁场磁通量 $\Phi = \frac{E_1}{\sqrt{2} \pi f_1 N_1 k_{w1}}$ ，所以电磁转矩

$$T_e = \frac{m_1}{\Omega_s} E_1 I_1 \cos \psi_1 = \frac{P_e}{\Omega_s}$$

其中 $P_e = m_1 E_1 I_1 \cos \psi_1$ 为定子的电磁功率， E_1 为气隙磁通在定子绕组内的感应电动势， ψ 为 $\dot{E}_1, \dot{I}_1$ 相位差， $\Omega_s = 2\pi f/p$ 为同步机械角速度。

要得到恒定电磁转矩的条件：除了定转子极数相等外，还要求定子的基波磁动势 f_1 和气隙合成磁场的幅值 B_1 为一常值且夹角 δ_1 也为常值。因此对称电机运行时是恒速推移的圆形旋转磁动势和磁场，而不对称电机运行时是幅值变动的椭圆形旋转磁动势或脉振磁动势，磁场时椭圆形旋转磁场。

5 感应电机

5.1 三相感应电机的基本结构和工作原理

5.1.1 基本结构

- 定子：定子铁心、定子绕组和机座、端盖等部分组成。
- 转子：转子铁心、转子绕组和转轴组成。转子绕组分为下面两类：
 - 笼型绕组：自行闭合的短路绕组，由插入每个转子槽中的导条和两端的环形端环组成，去掉铁心后形如圆笼。结构简单，制造方便。
 - 绕线型转子：槽内嵌有绝缘导线组成的三相绕组，绕组的三个出线端接到装在轴上的三个集电环上，通过电刷引出。可以在转子电阻中外接电阻改善电动机的起动和调速性能。
- 气隙：定转子之间有一个气隙。感应电机气隙主磁场由激磁电流产生，激磁电流基本为无功电流，因此越大功率因数越低，为减小激磁电流一般选则较小的气隙。中小型电机气隙一般为 $0.2 \sim 2\text{mm}$ 。

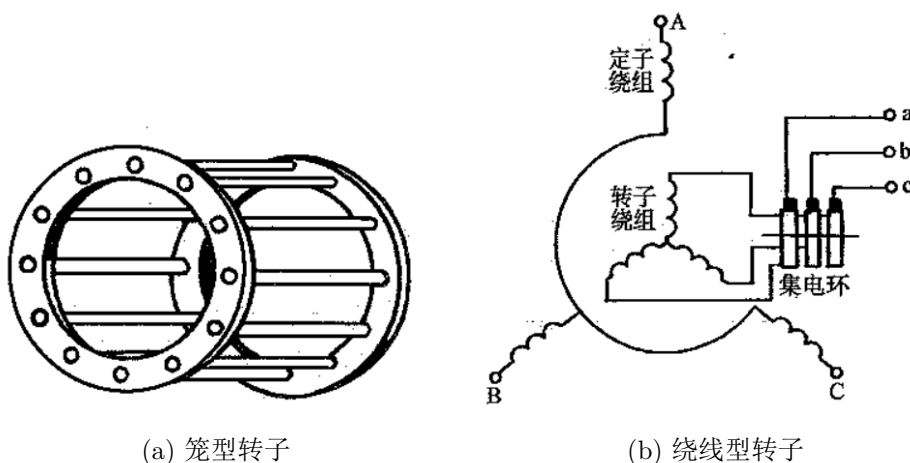


图 5.1: 三相感应电机的两种转子结构图

5.1.2 工作原理

定子绕组通入三相交流电，在气隙内产生旋转的定子磁动势，转速为 n_s 。转子为纯导体无励磁，在定子磁场旋转时切割定子磁场产生感应电动势，由于转子短路形成感应电流，从而产生电磁转矩旋转， $n \neq n_s$ ，否则定转子同速无切割作用无法运行。定转子极对数一致，但相数不一致。

5.1.3 运行状态

三相感应电机的工作状态取决于旋转磁场转速 n_s 与转子转速 n 之差转差 $\Delta n = n_s - n$ ，转差率 $s = \frac{n_s - n}{n_s}$ 。

- $0 < s < 1$ 时，转子转速低于磁场转速， $n_s > n > 0$ ，此时转子电流有功分量与感应电动势同相，产生与转子同向的驱动性质的电磁转矩，输出机械功率，处于电动机状态。
- $s < 0$ 时，转子转速高于磁场转速， $n > n_s$ ，此时转子电流有功分量与感应电动势同相，产生与转子反向的制动性质的电磁转矩，输入机械功率，输出电功率，处于发电机状态。
- $s > 1$ 时，转子逆着磁场转动， $n < 0$ ，此时转子电流有功分量与感应电动势同相，产生与转子反向的制动性质的电磁转矩，输入机械功率，同时输入电功率，处于电磁制动状态。

5.1.4 额定值

- 额定功率 P_N : 额定状态下运行时电动机的轴端输出的机械功率。
- 定子额定电压 U_{1N} : 额定运行时定子绕组的线电压。
- 定子额定电流 I_{1N} : 额定运行时流入定子绕组的线电流。
- 额定功率因数 $\cos \varphi_N$: 额定运行时定子边的功率因数。
- 额定频率 f_N : 加于定子边的频率, 我国标准工频为 50Hz。采用变频调速或其他专门用途的电动机常在 12.5 ~ 70Hz 之间。
- 额定转速 n_N : 额定运行时电机的转速。

5.2 三相感应电动机的运行

5.2.1 三相感应电动机的空载运行

三相感应电动机定子绕组通入三相电流, 定子绕组产生同步旋转的基波磁动势, 产生同步转速的旋转磁场, 转子绕组内产生感应电动势和感应电流。

空载运行时, 轴上无负载, $n \approx n_s$, 转子感应电动势 $E_0 \approx 0$, 则转子电流 $I_2 \approx 0$ 。定子磁动势 F_{10} 约为主磁场的激磁磁动势 F_m , 定子电流 $\dot{I}_{10}$ 约为激磁电流 $\dot{I}_m$ 。考虑铁心损耗时, B_m 滞后 F_m 以铁心损耗角 α_{Fe} 。

主磁通 Φ_m 通过气隙与定转子绕组交链。以同步转速旋转时, 定子单相感应电动势 $\dot{E}_1 = -j4.44f_1N_1k_{w1}\dot{\Phi}_m$, 空载时对于膝点以下的工作状态有 $\dot{\Phi}_m \propto \dot{I}_m$, 则 $\dot{E}_1 = -\dot{I}_m Z_m$, Z_m 为激磁阻抗。额定电压下工作时, 感应电机激磁电流比变压器大得多, 通常可达额定电流的 15% ~ 40%。

漏磁通 $\Phi_{1\sigma}$ 分为槽漏磁、端部漏磁、谐波漏磁三部分。定子漏磁通产生感应漏磁通电动势 $\dot{E}_{1\sigma} = -j\dot{I}_1 X_{1\sigma}$, 其中 $X_{1\sigma}$ 是定子一相的漏电抗。

空载时, 定子内除了感应电动势和漏抗压降外还有电阻压降 $\dot{I}_{10}R_1$, 则定子的电压方程为

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + (R_1 + jX_{1\sigma})\dot{I}_{10} = \dot{I}_m Z_m + \dot{I}_{10} Z_{1\sigma}$$

5.2.2 三相感应电动机的负载运行

带上负载后, 电机转速将从空载转速 n_0 降低到转速 n , 转子感应电动势和感应电流将会增大。旋转磁场在转子感应出感应电动势和感应电流, 产生旋转的转子磁动势 F_2 , 幅值为

$$F_2 = \frac{3}{2} \times 0.9 \frac{N_2 k_{w2} I_2}{p}$$

气隙磁场以 $\Delta n = n_s - n = sn$ 的相对速度切割转子绕组, 则感应电动势和感应电流的频率 $f_2 = \frac{p\Delta n}{60} = sf_1$, 也称为转差频率。相对于定子转速 $n_2 + n = n_s$ 。

对称稳态运行时, 三相感应电机在任何转速下 F_1 和 F_2 都能保持相对静止, 产生恒定的电磁转矩。

转子反应: 负载时转子磁动势的基波对气隙主磁场的影响。使气隙主磁场的大小和空间相位发生变化, 引起定子感应电动势和电流的变化, 因此定子电流将出现步长转子磁动势的负载分量 $\dot{I}_{1L}$, 产生的磁动势 $F_{1L} = -F_2$, 使主磁场基本保持不变。由于负载分量出现, 定子将从电源输入一定的电功率。此外, 转子磁动势和气隙主磁场相互作用, 将产生电磁转矩, 带动轴上的机械负载。由于能量转换主要发生在转子, 所以感应电机的转子实质上是电机的电枢, 转子反应实质上就是电枢反应。

磁动势平衡方程

$$\mathbf{F}_1 = \mathbf{F}_m + \mathbf{F}_{1L} = \mathbf{F}_m - \mathbf{F}_2 \quad \text{即} \quad \mathbf{F}_m = \mathbf{F}_1 + \mathbf{F}_2$$

转子电流还会产生仅与转子绕组相交链的转子漏磁通 $\dot{\Phi}_{2\sigma}$ ，产生感应漏磁电动势 $\dot{E}_{2\sigma S} = -j\dot{I}_2 2\pi s f_1 L_{2\sigma} = -j\dot{I}_2 X_{2\sigma S}$ 。

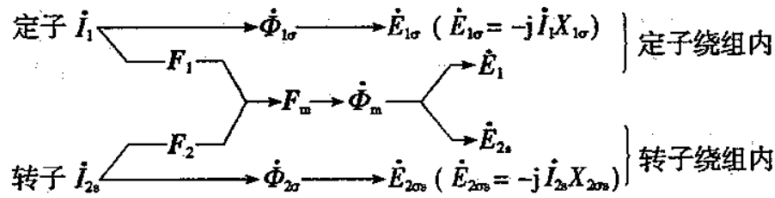
5.2.3 电压方程与归算

定子电压方程

$$\dot{U}_1 e^{j\omega_1 t} = \dot{I}_1 e^{j\omega_1 t} (R_1 + jX_{1\sigma}) - \dot{E}_1 e^{j\omega_1 t} \quad \text{或} \quad \dot{U}_1 = \dot{I}_1 (R_1 + jX_{1\sigma}) - \dot{E}_1$$

转子电压方程

$$\dot{E}_{2s} e^{j\omega_2 t} = \dot{I}_{2s} e^{j\omega_2 t} (R_2 + jsX_{2\sigma}) \quad \text{或} \quad \dot{E}_{2s} = \dot{I}_{2s} (R_2 + jsX_{2\sigma})$$



感应电机的归算

归算原则：转子磁动势 $\mathbf{F}_2$ 的空间转速、幅值和空间相位均保持不变，即转子反应不变。

频率归算 将转子侧频率 f_2 变换为定子侧频率 f_1 。

将 $\dot{E}_{2s} e^{j\omega_2 t} = \dot{I}_{2s} e^{j\omega_2 t} (R_2 + jsX_{2\sigma})$ 方程两侧同乘 $\frac{1}{s} e^{j(\omega_1 - \omega_2)t}$ ， $e^{j(\omega_1 - \omega_2)t}$ 为转子旋转所引起的电压电流差频相量， $\frac{1}{s}$ 为保持磁动势不变的因子，可得

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_2 \left(\frac{R_2}{s} + jX_{2\sigma} \right)$$

此时 $\dot{I}_2$ 的有效值和相角分别为

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + X_{2\sigma}^2}} \quad \psi_2 = \arctan \frac{X_{2\sigma}}{R_2/s}$$

此时 I_2 频率已经变为 f_1 而有效值和相角都不变。

物理意义是：用一个静止且电阻为 R_2/s 的等效转子区替代电阻为 R_2 的实际旋转的转子，等效转子与原转子具有抑制的转子磁动势。把等效转子分成两部分

$$\frac{R_2}{s} = R_2 + \frac{1-s}{s} R_2$$

第二项是附加电阻，附加电阻消耗的电功率代表实际电机中产生的总机械功率。

频率归算后，定转子电流频率相同，由于磁动势在空间上的相位关系和电流在时间上的相位关系相同，因此得到磁动势方程的时间相量形式

$$\dot{I}_1 + \frac{m_2 N_2 k_{w2}}{m_1 N_1 k_{w1}} \dot{I}_2 = \dot{I}_m$$

绕组归算 用一个与定子绕组的相数、有效匝数完全相同的等效转子绕组去替代相数为 m_2 、有效匝数为 $N_2 k_{w2}$ 的实际转子绕组。

归算前后满足磁动势幅值和相位不变, 则

$$\dot{I}'_2 = \frac{m_2 N_2 k_{w2}}{m_1 N_1 k_{w1}} \dot{I}_2 = \frac{1}{k_i} \dot{I}_2 \quad \dot{E}'_2 = \frac{N_1 k_{w1}}{N_2 k_{w2}} \dot{E}_2 = k_e \dot{E}_2$$

其中 $k_i = \frac{m_1 N_1 k_{w1}}{m_2 N_2 k_{w2}}$ 称为电流比, $k_e = \frac{N_1 k_{w1}}{N_2 k_{w2}}$ 称为电压比。

归算时, 电流除以 k_i , 电压乘以 k_e , 阻抗乘以 $k_e k_i$, 归算前后转子磁动势、视在功率、有功功率、铜耗和磁场储能均不变。

归算后的 T 型等效电路和近似等效电路

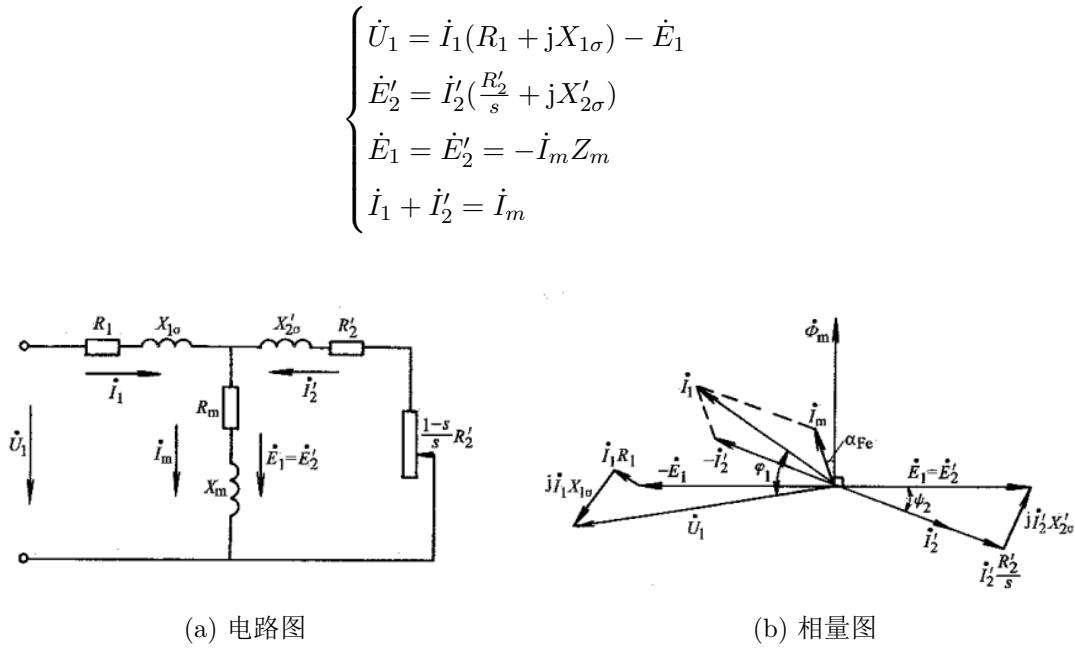


图 5.2: 三相感应电动机电机的 T 形等效电路图和相量图

由于 $\dot{I}_m = \frac{\dot{U}_1}{Z_m} \frac{1}{\dot{c} + \frac{Z_{1\sigma}}{Z_2'}}$, 其中 $\dot{c} = 1 + \frac{Z_{1\sigma}}{Z_m} \approx \frac{X_{1\sigma}}{X_m}$ 。

由于 $|Z_{1\sigma}| \ll |Z_2'|$, 因此正常工作时 $\dot{I}_m \approx \frac{\dot{U}_1}{\dot{c} Z_m} = \frac{\dot{U}_1}{Z_{1\sigma} + Z_m}$ 。
近似等效电路图转子电流不变, 定子电流和激磁电流略大。

起动时, $Z_2' = Z_{2\sigma}'$, 略去电阻可得 $\dot{I}_{m(s=1)} \approx \frac{\dot{U}_1}{j X_m c + \frac{X_{1\sigma}}{X_{2\sigma}'}}$ 。计算 I_{st} 时激磁阻抗应改为 $Z_m \left(\dot{c} + \frac{Z_{1\sigma}}{Z_{2\sigma}'} \right)$ 。

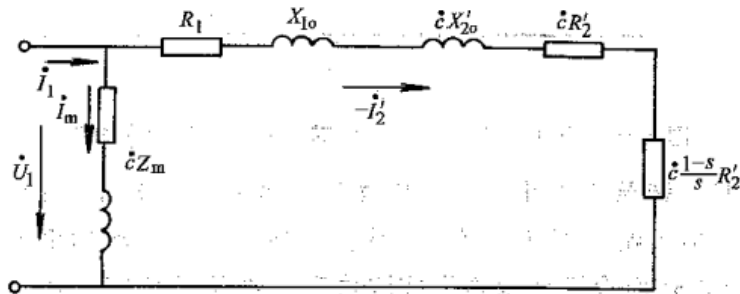


图 5.3: 感应电动机的近似等效电路

5.2.4 功率方程与转矩方程

从定子到转子的能量转换如下:

$$P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1 = p_{Cu1} + p_{Fe} + P_e = m_1 I_1^2 R_1 + m_1 I_m^2 R_m + m_1 E_2' I_2' \cos \psi_2' = m_1 I_2'^2 \frac{R_2'}{s}$$

内功率因数 $\cos \psi_2'$ 满足 $\psi_2' = \arctan \frac{X_{2\sigma}'}{R_2'/s}$ 。

电磁功率的转换

$$P_e = p_{Cu2} + P_\Omega = p_{Cu2} + p_\Omega + p_\Delta + P_2$$

转矩方程

$$T_e = T_0 + T_2$$

其中电磁转矩

$$T_e = \frac{P_\Omega}{\Omega} = \frac{P_e}{\Omega_s} = \frac{1}{\sqrt{2}} p m_2 N_2 k_{w2} \Phi_m I_2 \cos \psi_2 = C_t \Phi_m I_2 \cos \psi_2$$

其中 $C_T = \frac{1}{\sqrt{2}} p m_2 N_2 k_{w2}$ 为三相感应电机的转矩常数。

5.2.5 笼型转子的归算

由于导条电流的空间分布取决于气隙主磁场的分布, 因此笼型转子所生磁动势的极数, 总是与感生它的气隙磁场极数相同, 且磁动势在空间中的推移速度始终为同步转速。

相数取决于一对极下有多少导条。若导条数 (转子槽数) 为 Q_2 , 则相邻导条电角度差为 $\alpha_2 = \frac{p360^\circ}{Q_2}$, 若 $\frac{Q_2}{p}$ 为整数, 则一对极导条的电动势相量将构成一个均匀分布的星形。即笼型绕组是一个对称的多相绕组, 每对极下的每根导条构成一相, 相数 $m_2 = Q_2/p$, 各对极下相同位置的导条, 相当于每相的并联导条。由于一根导条相等于半匝, 所以每相串联匝数 $N_2 = \frac{1}{2}$ 。因为每相仅有一根导体, 不存在短距和分布问题, 所以绕组因数 $k_{w2} = 1$ 。若不为整数, 则可以认为 p 对极下共有 Q_2 相, 相数 $m_2 = Q_2$ 。

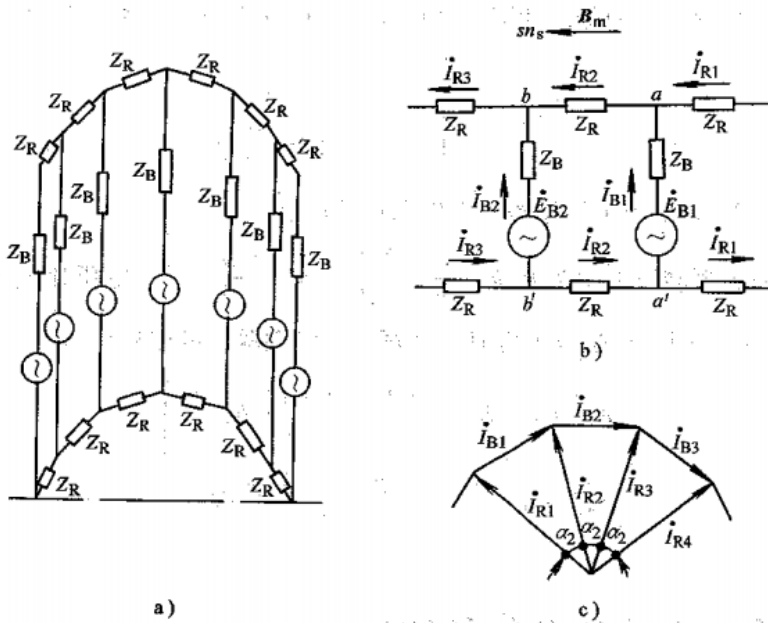


图 5.4: 笼型转子的电路图

相邻导条间的电流 I_B 幅值相等, 相位相差 α_2 ; 端环电流 I_R 幅值相等, 相位相差 α_2 。导条电流和端环电流关系为 $\dot{I}_{Ri} + \dot{I}_{Bi} = \dot{I}_{R(i+1)}$ 。

因此导条电流有效值和端环电流有效值的关系是

$$I_B = 2I_R \sin \frac{\alpha_2}{2}$$

于是一根导条和前后端环的铜耗为

$$p_{Cu(B+R)} = I_B^2 R_{2(B)} + 2I_R^2 R_{2(R)} = I_B^2 \left[R_{2(B)} + \frac{R_{2(R)}}{2 \sin^2 \frac{\alpha_2}{2}} \right] = I_B^2 R_{2(B+R)}$$

$R_{2(B+R)}$ 为把端环电阻归并到导条后的等效电阻, 由于各对极下同一相的 p 条导条是并联的, 转子每相的等效电阻

$$R_2 = \frac{R_{2(B+R)}}{p} = \frac{1}{p} \left[R_{2(B)} + \frac{R_{2(R)}}{2 \sin^2 \frac{\alpha_2}{2}} \right]$$

5.2.6 三相感应电动机的运行特性

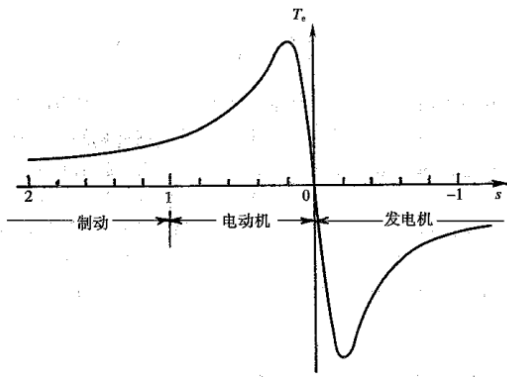
转矩-转差率特性

电源电压为额定电压情况下, 电动机电磁转矩与转差率的关系 $T_e = f(s)$, 是感应电动机的主要特性之一。由

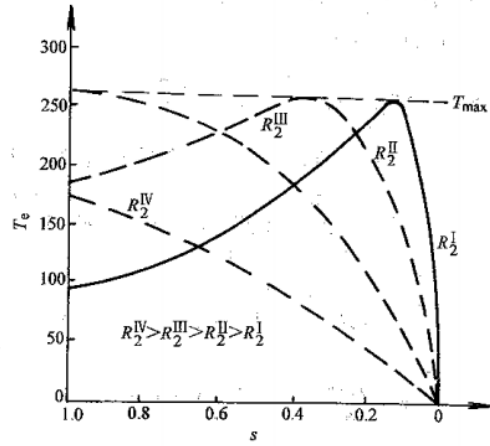
$$T_e = \frac{P_e}{\Omega} \quad \text{和} \quad \dot{I}_2 = -\frac{\dot{U}_1}{Z_{1\sigma} + cZ'_2} \approx -\frac{\dot{U}_1}{(R_1 + c\frac{R'_2}{s}) + j(X_{1\sigma} + cX'_{2\sigma})}$$

可得转矩-转差率特性为

$$T_e = \frac{m_1}{\Omega_s} \frac{U_1^2 \frac{R'_2}{s}}{(R_1 + c\frac{R'_2}{s})^2 + (X_{1\sigma} + cX'_{2\sigma})^2}$$



(a) 转矩-转差率特性曲线



(b) 电阻对转矩-转差率特性曲线的影响

图 5.5: 三相感应电动机的转矩-转差率特性

令 $\frac{dT_e}{ds} = 0$ 得临界转差率

$$s_m = \pm \frac{cR'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma} + cX'_{2\sigma})^2}}$$

对应的最大转矩

$$T_{\max} = \pm \frac{m_1}{\Omega_s} \frac{U_1^2}{2c[\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma} + cX'_{2\sigma})^2}]}$$

其中正号对应电动机状态，负号对应发电机状态。

最大转矩与额定转矩之比称为过载能力 $k_T = T_{\max}/T_N$ ，通常使 $k_T = 1.6 \sim 2.5$

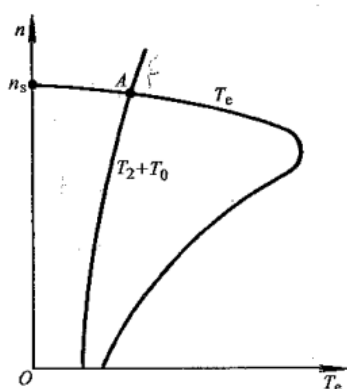
起动转矩和起动电流

$$T_{st} = \frac{m_1}{\Omega_s} \frac{U_1^2 R'_2}{(R_1 + cR'_2)^2 + (X_{1\sigma} + cX'_{2\sigma})^2}$$

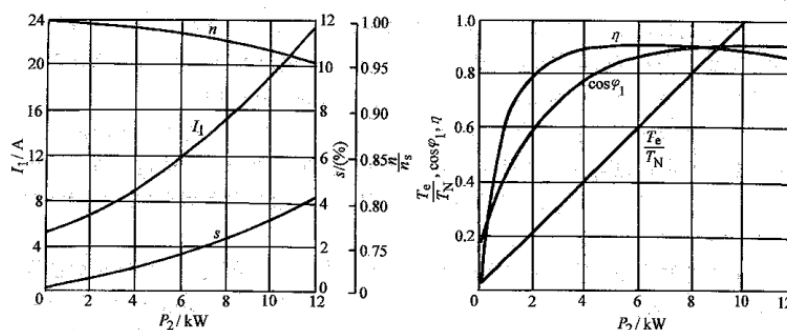
$$I_{st} = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + cR'_2)^2 + (X_{1\sigma} + cX'_{2\sigma})^2}} + \frac{U_1}{X_m} \frac{1}{c + \frac{X_{1\sigma}}{X'_{2\sigma}}}$$

机械特性

电源电压为额定电压时，转速与转矩之间的关系 $n = f(T_e)$ 。即将转矩-转差率曲线横纵坐标对调并用 $n = n_s(1 - s)$ 将转差率 s 换成转速 n 。



(a) 机械特性



(b) 工作特性

图 5.6: 三相感应电动机的机械特性和工作特性

把机械特性 $n = f(T_e)$ 和转速-转矩特性 $n = f(T_L + T_0)$ 画在一起，交点处电磁转矩与负载转矩和空载转矩之和相等，该点为电动机的运行点。在机械特性上，从空载点到最大转矩点 $\frac{dT_e}{dn} < 0$ 是稳定区，从最大转矩点到起动点 $\frac{dT_e}{dn} > 0$ 是不稳定区。

工作特性

在额定电压和额定频率下，电动机的转速、电磁转矩、定子电流、功率因数、效率与输出功率之间的关系 $n, T_e, I_1, \cos \varphi, \eta = f(P_2)$ 。

转速 感应电动机 $n = n_s(1 - s)$ ，空载时 $s = 0$ ，转速非常接近同步转速 n_s 。随着负载增大，为使电磁转矩克服负载转矩，转子电流增大，转差率 s 增大，通常额定负载的转差率 $s_N = 2\% \sim 5\%$ 。

定子电流 定子电流 $\dot{I}_1 = \dot{I}_m - \dot{I}'_2$ ，空载时 $\dot{I}_2 \approx 0$ ，定子电流 $\dot{I}_1 \approx \dot{I}_m$ 。随着负载增大，转子电流增大，定子电流随之增大且非线性。

定子功率因数 感应电动机是一个电感性电路，所以 $\cos \varphi_1 < 1$ 且为滞后。空载时，定子电流几乎全部都是主要是无功的激磁电流，此时功率因数很小，约为 $0.1 \sim 0.2$ 。随着负载增大，输出功率增加，定子电流中的有功分量增加，功率因数逐步提高，通常在额定负载附近最大。若负载继续增大，由于转差率较大，转子等效电阻和转子功率因数下降的较快，则定子功率因数重新开始下降。

电磁转矩 $T_e = T_0 + \frac{P_2}{\Omega}$ ，由于空载转矩可认为不变，空载到额定负载电机转速变化很小，可近似认为线性关系。

效率 与其他电机类似，效率先增加后减小，通常在 $0.8 \sim 1.1P_N$ 附近达到最大。轻载时不变损耗主要，因此效率增加；重载时可变损耗增加较快，则效率降低。应当使负载和容量匹配。

5.3 三相感应电动机的参数测定

空载试验 转子不加负载，通过调压器将电机接入电源，使转子转速接近同步转速。测量空载特性 $I_{10}, P_{10} = f(U_1)$ ，由特性曲线得激磁参数、铁耗和机械损耗：

$$P_{10} - m_1 I_{10}^2 R_1 = p_{Fe} + p_{\Omega}$$

其中， R_1 可由伏安法后电桥法测定，铁耗通常与端电压平方成正比，机械损耗仅与转速有关，做出 $p_{Fe} + p_{\Omega} = f(U^2)$ 的曲线，其中过纵坐标交点的水平线以下的是机械损耗，以上的是铁耗。

激磁电阻 $R_m = \frac{p_{Fe}}{m_1 I_{10}^2}$ ，空载电抗 $X_0 = \sqrt{|Z_0|^2 - R_0^2} = \sqrt{(U_1/I_{10})^2 - R_0^2}$ 。

堵转（短路）试验 在转子堵转条件 $s = 1$ 下运行，调节端电压，短路电流不可过大，测量短路特性 $I_{1k}, P_{1k} = f(U_1)$ ，得到短路阻抗：

$$Z_k = \frac{U_1}{I_{1k}} \quad R_k = \frac{P_{1k}}{m_1 I_{1k}^2} \quad X_k = \sqrt{|Z_k|^2 - R_k^2}$$

其中

$$R_k = R_1 + R'_2 \frac{(X_0 - X_{1\sigma})^2}{R_2'^2 + X_0^2} \quad X_k = X_{1\sigma} + (X_0 - X_{1\sigma}) \frac{R_2'^2 + X_{1\sigma} X_0}{R_2'^2 + X_0^2}$$

运算可得

$$R'_2 = (R_k - R_1) \frac{X_0}{X_0 - X_k} \quad X_{1\sigma} = X'_{2\sigma} = \frac{X_{ki}}{1 + \sqrt{\frac{X_0 - X_{ki}}{X_0}}}$$

其中中间计算量 $X_{ki} = X_k - R_2'^2 \frac{X_0 - X_k}{X_0^2}$ 。

正常工作范围内，定转子漏抗基本为一个常值，但高转差的情况下，工作电流比额定电流大很多，漏磁回路的铁磁部分将饱和，使得漏抗变小。因此起动时定转子漏抗值比正常工作时小 $15\% \sim 35\%$ 左右。在堵转实验时需要测得堵转电流分别为 I_{1N} 和 $(2 \sim 3)I_{1N}$ 和堵转电压 $U_{1k} = U_{1N\phi}$ 三组数据，分别算出三种工况下对应的漏抗值。计算工作特性采用不饱和值，计算起动特性采用饱和值，计算最大转矩采用 $(2 \sim 3)I_{1N}$ 处的漏抗值。

5.4 三相感应电动机的起动、调速与制动

5.4.1 三相感应电动机的起动

主要指标是：起动转矩倍数 $k_T = T_{st}/T_N$ 和起动电流倍数 $k_i = I_{st}/I_N$ 。

笼型感应电动机的起动

1. 直接起动：用开关将电动机直接接到额定电压的电源上，起动时转差率 $s = 1$ ，起动电流是额定电压下的堵转电流。一般而言 $k_i = 5 \sim 7, k_T = 1 \sim 2$ 。操作简单，无需附属设备，但是起动电流较大。
2. 降压起动：降低电动机端电压，减小起动电流，起动转矩和端电压平方成正比，因此也减小了起动转矩。

- (a) 星-三角 (Y/Δ) 起动: 定子三相绕组六个端线都要引出, 起动前将开关投向星形联结侧, 合上主开关起动, 由于星形连接, 相电压较小, 起动电流小。待转速接近额定转速时, 开关投到三角形联结侧。设备简单, 轻载或空载时常用此法。
- (b) 自耦变压器起动: 起动时电源通过自耦变压器降压后再加到电动机上。正常运行后, 切断自耦变压器的连接, 电源与电动机直接连接。降压后电源所负担的起动电流减小为原来的 $1/k_a^2$, 起动转矩也减小为原来的 $1/k_a^2$ 。不受电动机定子绕组接线方式的限制, 且自耦变压器多抽头可以按容许起动电流和起动转矩选择, 但是设备费用较高。

绕线型感应电动机的起动

绕线型感应电动机转子可接入外加电阻或变频电源。正常运行时, 三相绕组通过集电环短接, 起动时可以接入起动电阻 R_{st} 。接入起动电阻可以使起动电流减小同时增大转子功率因数, 增大起动转矩。起动转矩达到最大转矩所需的电阻

$$R_{st} = \frac{\sqrt{R_1^2 + (X_{1\sigma} + cX'_{2\sigma})^2}}{ck_i k_e} - R_2 \approx \frac{X_k}{k_i k_e} - R_2$$

深槽感应电动机的起动

深槽感应电动机起动时, 转子槽漏磁在导条内产生电流集肤效应改善起动性能, 通常槽深 h 与槽宽 b 之间的比值为 $10 \sim 12$ 。槽底处的漏抗比槽口处的大, 起动时按漏抗反比分配, 大部分电流集中到上部形成集肤效应。正常运行时, 转子漏抗变小, 电流分配取决于股线电阻, 集肤效应基本消失, 导条电阻为直流电阻。深槽电动机的等效电路与笼型电动机基本相同, 但是转子参数 (有效值和漏电感) 不是常值, 随转差率变化而变化。

双笼感应电动机的起动

双笼感应电动机有两套笼型绕组。下笼交链漏磁通会比上笼多得多, 因此下笼漏抗大得多。而上笼材料电阻率较高, 电阻大, 下笼材料电阻率小, 电阻小。因此上笼电阻大漏抗小, 下笼电阻小漏抗大。起动时漏抗起主要作用, 电流集中于上笼, 运行时电阻起主要作用, 电流集中于下笼。因此上笼为起动笼, 下笼为工作笼。双笼电动机的转矩-转差率曲线是上下笼曲线的叠加, 因此改变上下笼的参数, 可以得到不同的起动性能。

5.4.2 三相感应电动机的调速

由于 $n = n_s(1 - s) = \frac{60f_1}{p}(1 - s)$, 因此有以下三种调速方式:

1. 变极调速: 改变感应电动机定子绕组的极对数, 可以改变旋转磁场和转子的专属。可以利用改变绕组接法使得一套定子绕组具有两种极对数得到两种同步转速的单绕组双速电机, 也可以在定子内安放两套独立绕组做成三速或四速电机。为使转子的极对数能随定子极对数改变而自动改变, 变极电动机的转子一般采用笼型, 只能一级一级调速, 不能平滑调速。
2. 变频调速: 电源频率连续调节时, 感应电动机的转速可以在一定范围内连续、平滑地调节。

- (a) 恒转矩调速: 变频调速时, 希望感应电动机主磁通 Φ_m 基本保持不变, 这样激磁电流和功率因数也能基本保持不变, 因此需要使定子端电压与频率成比例调节, 即使 $U_1/f_1 = \text{Const}$ 。这种调频方式称为恒磁通控制方式, 一般用于将频率从额定值向下调节时。不计定子电阻且 $c = 1$ 时, 有

$$T_{\max} \approx \frac{m_1}{2\Omega_s} \frac{U_1^2}{X_{1\sigma} + X'_{2\sigma}} = k \frac{U_1^2}{f_1^2} \quad s_m \approx \frac{R'_2}{X_{1\sigma} + X'_{2\sigma}} = k' \frac{1}{f_1}$$

因此若是使 $U_1/f_1 = \text{Const}$, 则电动机的最大转矩基本不变。由于额定电磁转矩与 $\Phi_m, I_{2N}, \cos \psi_{2N}$ 成正比, 忽略转子通风和发热的变化认为额定电流不变, 内功率因数变化范围很小认为不变, 此时额定电磁转矩也基本不变。因此这种情况属于恒转矩调速。

- (b) 恒功率调速：从额定频率向上调速时，保持 $U_1/f_1 = \text{Const}$ 时会使 U_1 超过额定值，此时只能使 $U_1 = U_{1N}\phi$ ，使频率单独向上调节，主磁通下降，则 $T_{\max} = k''\left(\frac{1}{f}\right)^2$ 。因此频率越高，最大转矩越小。同时由于主磁通下降，额定电磁转矩也要下降。但是额定电磁功率

$$P_{eN} = T_{eN}\Omega_s = T_{eN}\frac{2\pi f_1}{p} = C_T k_\phi I_{2N} \cos \psi_{2N} \frac{1}{f_1} \frac{2\pi f_1}{p} = C_p$$

为一常值，因此属于恒功率调速。

3. 变转差调速：

- (a) 转子外加电阻调速：适用于绕线型感应电动机，电动机的 $T_e - s$ 曲线将发生变化，转速下降，输出功率和效率下降，但电磁功率、最大电磁转矩不变。如果转子回路接转差频率功率变换装置将功率送回电网则为串级调速。
- (b) 定子降压调速：由于电磁转矩与电压平方成正比，定子降压时，电磁转矩下降。对于恒转矩负载，调速范围窄。
- (c) 双馈电机：定子由三相交流电源供电，转子由三相交流电源经过变压器降压、再经 AC-AC 变频器变为转差频率后供电，此时转差功率传递方向可以改变，当转速高于同步转速时，从电网经变频器输入功率，实现电动机超同步转速运行。

5.4.3 三相感应电动机的制动

1. 反接制动：转差率由 s 变为 $2 - s$ ，会有较大的定子电流，需要电阻限流。
2. 回馈制动：转速超过同步转速进入发电机状态，此时额外能量将回馈给电网。
3. 能耗制动：接入直流电源，此时将形成一个静止磁场，电机称为短路状态下的旋转电枢式同步发电机。

5.5 三相感应发电机

5.5.1 与电网并联运行

将感应电机用原动机拖动使转子转速达到同步转速，此时相对速度为零，处于理想空载状态。加大原动机的驱动转矩，使转子转速超过同步转速，则进入发电机状态， $s < 0$ ，电机向电网送出有功功率。

此时 $\frac{1-s}{s}R'_2$ 将成为一个负电阻，产生有功功率的电动势，通过旋转磁场送到定子并供给电网，而形成旋转磁场的无功功率由电网供给。

运行数据仍可以采用 T 型等效电路计算。但采用电动机惯例时， P_1, P_2, P_M, P_Ω 均为负值， P_1 是发电机向电网输出的电功率， P_2 是原动机向发电机输入的总机械功率， P_Ω 是扣除机械损耗 p_Ω 和杂耗 p_Δ 后发电机输入的总机械功率（即转换功率）。

三相感应发电机的特点

- 优点

1. 结构简单，价格便宜，无需专门励磁系统，维护方便；
2. 投网前不存在激磁电动势 E_0 ，因此投入并联手续简单，无需复杂的整步手续。

- 缺点

- 1. 功率因数恒为滞后，轻载时功率因数很低；
- 2. 维持磁场的无功功率由电网供给，且激磁电流较大，多台并联工作会增加电网无功负担，无法充分利用同步发电机容量；
- 3. 气隙较小， X_m^* 较大，过载能力较低。

5.5.2 单独负载运行

为了能在空载时建立定子电压，需要在定子端点并联一组堆成的三相电容器，且转子中要有一定的剩磁。在空载下带动转子到同步转速产生剩磁电动势，向电容输出容性电流 I_c ，通过定子绕组后，将产生增磁性的定子磁动势和磁场，使气隙磁场加强，逐步建立定子电压。稳态时空载电压取决于空载曲线和容抗线的交点，电容越小，空载电压越低。

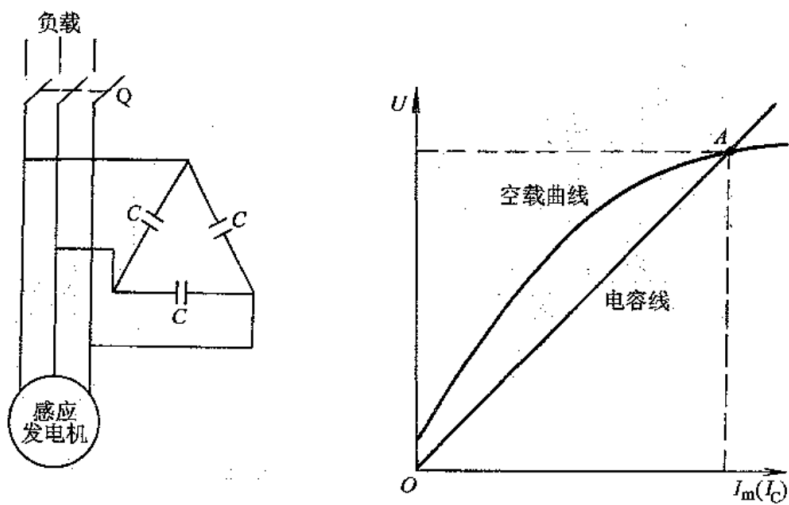


图 5.7: 三相感应发电机单独运行时的自激

单独负载运行时，端电压和频率将随负载的变化而变化，因此为保证端电压和频率恒定，需要根据负载调节原动机的驱动转矩和电容 C 的大小，使有功功率和无功功率始终平衡。当负载所需有功和感性无功增加时，需要增加发电机输入机械效率，使转速升高，转差率绝对值加大，发出更多有功功率，同时应增大并联的电容 C ，增加电容器输入的容性电流，以满足负载和感应发电机无功功率的需求。

三相感应发电机单独运行时，由于需要装设价格较贵的电力电容器，还要在负载变化时调整电容 C 的大小，故应用受到一定的限制。

5.6 单相感应电动机

单相感应电动机是由单相电源供电的一种感应电动机。与同容量的三相感应电动机相比较，单相感应电动机体积稍大，运行性能稍差，因此只能做成几十到几百瓦的小容量电机。

5.6.1 单相感应电动机的工作原理

双旋转磁场理论

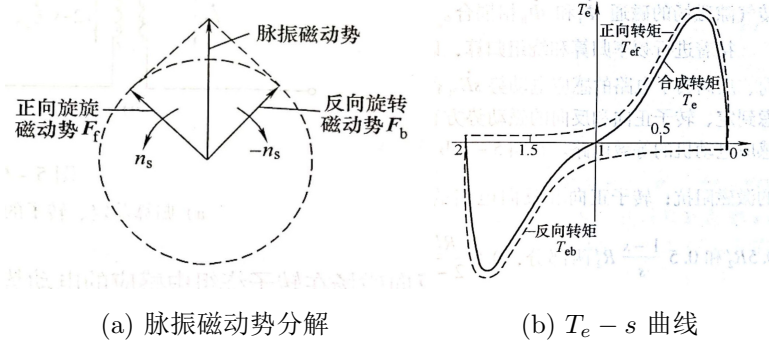


图 5.8: 单相感应电动机的工作原理

定子主绕组接入交流电源产生脉振磁动势，分解为两个大小相等、转向相反、转速相同的正向和反向旋转磁动势 F_f 和 F_b 。磁路为线性可以将正反向旋转磁动势产生的磁场、与转子相应的感应电流产生的正反向电磁转矩分别叠加，得到合成磁场和合成转矩。正向磁场转差率 $s_f = \frac{n_s - n}{n_s} = s$ ，反向磁场转差率 $s_b = \frac{-n_s - n}{-n_s} = 2 - s$ 。

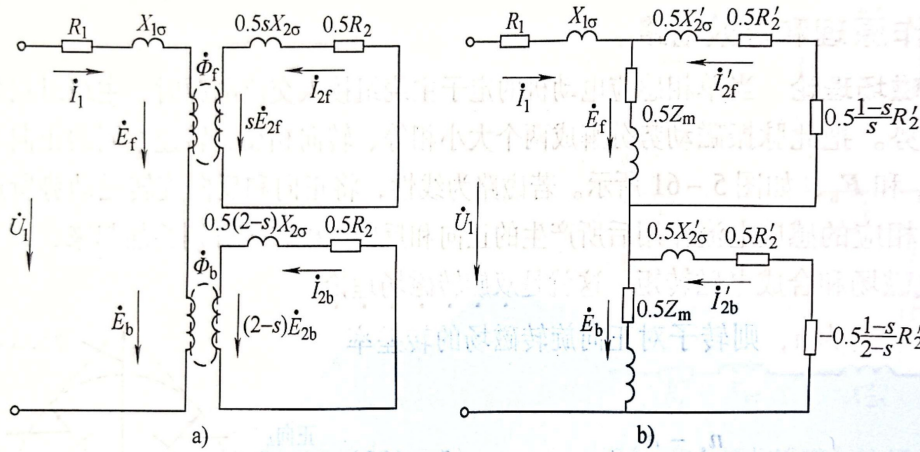


图 5.9: 单相感应电动机归算前后的等效电路图

转子按不同频率，分成正向和反向两个电路来处理， U, I, Z 数值分别如图所示。接着分别进行频率归算和绕组归算变换为定子频率 f_1 ，电动势变换为与 $\dot{E}_f$ 和 $\dot{E}_b$ 相等。途中上下两个 $0.5Z_m$ 分别为正反转磁场对应的激磁阻抗，正反向电路总等效电阻分别为 $0.5\frac{R_2'}{s}$ 和 $0.5\frac{R_2'}{2-s}$ 。其中正反向电阻中的 $0.5\frac{1-s}{s}R_2'$ 和 $-0.5\frac{1-s}{2-s}R_2'$ 的电阻所消耗的功率即为正反向磁场所产生的机械功率。

转子不转时， $s = 1$ ，正反向磁场机械功率都为零，两回路相同，正反向磁场幅值、感生电动势、电磁转矩都相等，合成电磁转矩为零。转子正向旋转时， $s < 1$ 且 $2 - s > 1$ ，正向等效电阻大于反向等效电阻，电动势 $E_f > E_b$ ，正向磁场幅值增大，反向减少，正向电磁转矩大于反向电磁转矩，合成电磁转矩为正值。正常运行时，转差率很小，正向磁场幅值为反向磁场的数倍，反向电磁转矩作用不明显。

定转子电流

定子电流

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{Z_{1\sigma} + Z_f + Z_b}$$

转子电流

$$\dot{I}_{2f}' = -\dot{I}_1 \frac{Z_f}{0.5\frac{R_2'}{s} + j0.5X_{2\sigma}'} \quad \dot{I}_{2b}' = -\dot{I}_1 \frac{Z_b}{0.5\frac{R_2'}{2-s} + j0.5X_{2\sigma}'}$$

Z_f, Z_b 分别为转子正向阻抗 $0.5\frac{R'_2}{s} + j0.5X'_{2\sigma}$ 、转子反向阻抗 $0.5\frac{R'_2}{2-s} + j0.5X'_{2\sigma}$ 与 $0.5Z_m$ 的并联值。

电磁转矩

$$T_{ef} = \frac{1}{\Omega_s} I_{2f}^2 \frac{0.5R'_2}{s} \quad T_{eb} = -\frac{1}{\Omega_s} I_{2b}^2 \frac{0.5R'_2}{2-s}$$

则合成电磁转矩为

$$T_e = T_{ef} + T_{eb} = \frac{1}{\Omega_s} \left(I_{2f}^2 \frac{0.5R'_2}{s} - I_{2b}^2 \frac{0.5R'_2}{2-s} \right)$$

5.6.2 单相感应电动机的起动

无起动转矩。在定子上装设一个空间位置不同于主绕组的起动绕组，并使起动绕组内的电流时间相位上也不同于主绕组的电流，以在气隙中形成旋转磁场产生起动转矩。

- 裂相起动：起动绕组与主绕组在空间相差 90° 电角度，起动绕组经开关 Q 与主绕组并联到电源上。适当选择导线线规和匝数或者接入特殊的电阻元件，使得起动绕组电流 $\dot{I}_{st}$ 时间上超前于主绕组电流 $\dot{I}_m$ 一定相角。这样起动时就会产生一个椭圆形旋转磁动势和磁场，产生起动转矩转动起来。

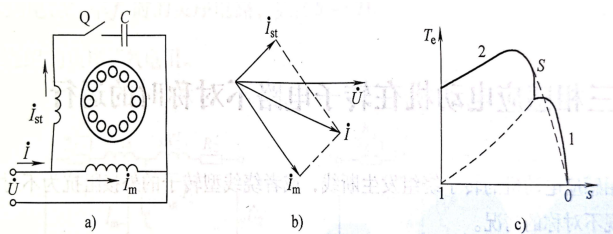


图 5.10: 单相电容起动电动机

由于起动转矩较小，在起动绕组回路串入一个电容 C 会使电流超前约 90° 相角，可以形成一个接近圆形的旋转磁场，产生较大的起动转矩。转子转速达到 $0.75n_s$ 左右将起动绕组开断进入单相运行的电动机为电容启动电动机，若起动完毕后起动绕组不开断始终运行称为电容运行电动机或电容电动机。

图 55-(c) 的曲线 2 表示离心开关 Q 闭合时的情况，曲线 1 表示起动绕组开断后单相电动机的运行情况。

- 罩极起动：定子铁心做成凸极式，极上装有主绕组，极靴的一边开一个小槽，内嵌短路铜环，把部分磁极罩起来，铜环称为罩极线圈。

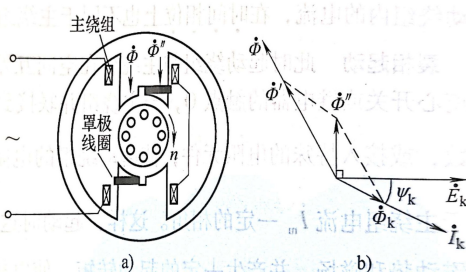


图 5.11: 罩极式单相感应电动机

当通入单相交流电时，主绕组产生脉振磁通，部分磁通 $\dot{\Phi}$ 不通过铜环，另一部分磁通 $\dot{\Phi}'$ 通过铜环。当 $\dot{\Phi}'$ 通过铜环产生感生电动势 $\dot{E}_k$ 和电流 $\dot{I}_k$ ，在被罩部分产生同相的磁通 $\dot{\Phi}_k$ ，则被罩部分合成磁通 $\dot{\Phi}'' = \dot{\Phi}' + \dot{\Phi}_k$ 。被罩部分磁通与未罩部分磁通在时间上出现相位差，在空间上又有相位差，因此在气隙内产生移行磁场，移行方向为时间上超前的 $\dot{\Phi}$ 移向滞后的 $\dot{\Phi}''$ ，产生起动转矩，顺着移行方向转动起来。

6 同步电机

6.1 同步电机的基本结构和工作原理

6.1.1 基本结构

按照结构型式，可分为：旋转电枢式（电枢在转子上，小容量）or 旋转磁极式（磁极在转子上，大容量）。旋转磁极式电机按照主极形状可分为：隐极式（转子圆柱形，气隙均匀）or 凸极式（转子有明显突出磁极，气隙不均匀）。

大型发电机按原动机类型分为：汽轮发电机（高速、隐极式结构）or 水轮发电机（低速、凸极式结构）。

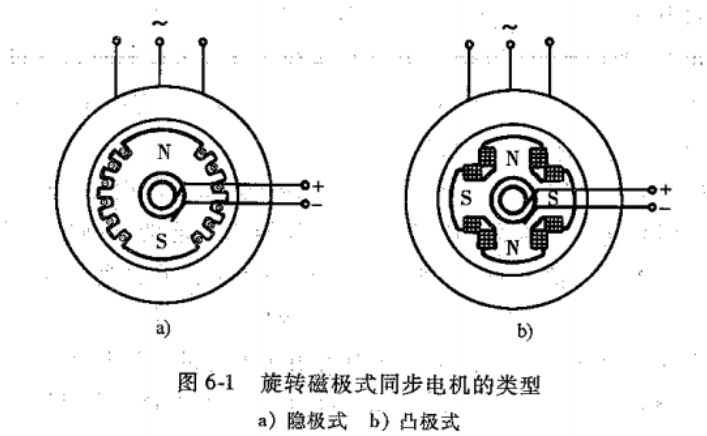


图 6.1: 旋转磁极式同步电机的两种基本型式

6.1.2 工作原理

定子绕组中通入三相交流电，在气隙内产生旋转磁场，转速为 n_s 。转子上存在励磁，稳态时转子转速为同步转速 $n = n_s$ 。定子旋转磁场和转子主极磁场总是保持相互静止，相互作用产生电磁转矩，实现机电能量转换。

6.1.3 运行状态

同步电机的工作状态取决于定子合成磁场与转子主极磁场之间的夹角 δ ，即功（率）角。

- $\delta > 0$ 时，主极磁场超前定子合成磁场，转子受到反向的制动性质的电磁转矩，将机械功率转换为电功率，处在发电机状态。
- $\delta = 0$ 时，主极磁场与合成磁场轴线重合，电磁转矩为零，只有无功功率的转换，调节功率因数，处在补偿机状态。
- $\delta < 0$ 时，主极磁场落后定子合成磁场，转子受到同向的驱动性质的电磁转矩，将电功率转换为机械功率，处在电动机状态。

6.1.4 励磁方式

1. 直流励磁机：与同步发电机同轴，并励或他励接法，需要另一台同轴的副励磁机供给，装设反映负载大小的自动励磁调节器保证输出电压恒定，带这种装置的称为复式励磁系统。

2. 整流器励磁：分为静止式和旋转式。根据发电机端电压的偏差和负载大小，通过电压调整器对主励磁机进行调节，即可实现对主发电机励磁的自动调节。由于取消了直流励磁机且励磁容量大，因此在大容量交流发电机中得到应用。
3. 永磁体励磁。

6.1.5 额定值

- 额定容量 S_N 或额定功率 P_N ：额定状态下运行时电机的输出功率。发电机可以用电枢输出的视在功率或者有功功率表示，电动机指的是轴上输出的机械功率，补偿机指输出的最大无功功率。
- 额定电压 U_N ：额定运行时电枢的线电压。
- 额定电流 I_N ：额定运行时电枢的线电流。
- 额定功率因数 $\cos \varphi_N$ ：额定运行时电机的功率因数。发电机一般为 $0.8 \sim 0.9$ 滞后。
- 额定频率 f_N ：额定运行时电枢的频率，我国标准工频为 50Hz 。
- 额定转速 n_N ：额定运行时电机的转速，即同步转速 n_s 。

6.2 同步发电机的运行

6.2.1 同步发电机的空载运行

空载运行：用原动机把同步发电机拖动到同步转速，励磁绕组通入直流励磁电流，电枢绕组开路。

主磁通 Φ_0 ：通过气隙与定子绕组相交链。主磁路包括空气隙、电枢齿、电枢轭、主极极身和转子磁轭。

主极漏磁通 $\Phi_{f\sigma}$ ：不通过气隙，仅与励磁绕组自身相交链。

转子以同步转速旋转时，主磁场在气隙中形成旋转磁场，定子切割旋转磁场产生对称三相电动势，

$$\dot{E}_{0A} = E_0 \angle 0^\circ \quad \dot{E}_{0B} = E_0 \angle -120^\circ \quad \dot{E}_{0C} = E_0 \angle 120^\circ$$

因此激磁电动势（相电动势） $E_0 = 4.44fN_1k_{w1}\Phi_0$ ，改变直流励磁电流 I_f 可以得到空载特性 $E_0 = f(I_f)$ ，其中空载特性下部是直线，与空载特性下部相切的直线称为气隙线。不计铁心磁饱和时可以将空载曲线当成气隙线处理。

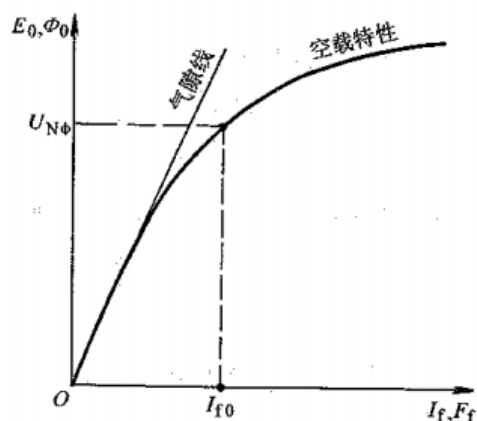


图 6.2: 同步电机的空载特性

6.2.2 同步发电机的对称负载运行

电枢绕组流过三相对称电流，产生电枢磁动势和电枢磁场，基波为以同步速度旋转的磁动势和磁场，且与转子主极磁场相对静止。负载时，气隙内合成磁场由电枢磁动势和主极磁动势共同作用产生，电枢磁动势产生电枢磁场的反应称作电枢反应。反应性质取决于电枢磁动势与主磁场在空间中的相对位置，即取决于激磁电动势 $\dot{E}_0$ 和负载电流 $\dot{I}_Z$ 之间的相角差 ψ_0 ，该角称为内功率因数角。

$\dot{I}$ 和 $\dot{E}_0$ 同相时

当主极轴线与 A 相绕组轴线正交时, A 相交链主磁通 $\Phi_{0A} = 0$, 此时 A 相激磁电动势 $\dot{E}_{0A}$ 达到正的最大值, 电流也达到最大值, 此时三相合成磁动势幅值与 A 相绕组轴线重合, 即沿交轴方向。

电枢磁动势沿 q 轴方向, 发生交轴电枢反应, 使励磁磁场 B_0 超前气隙合成磁场 B , 受到制动性质的电磁转矩 T_e 。

用电角度表示时, 主磁场 B_0 和电枢磁动势 F_a 之间的空间相位关系, 与交链过 A 相的主磁通 Φ_{0A} 和 A 相电流 $\dot{I}_A$ 之间的时间相位关系一致, 可以将时间参考轴和空间参考轴取为重合得到时-空统一矢量图。

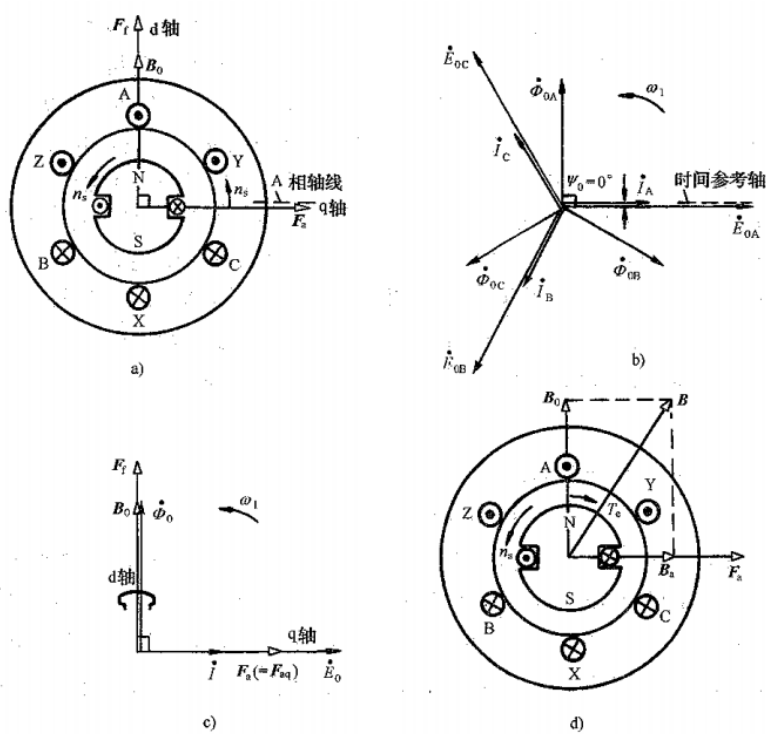


图 6-12 $\psi_0 = 0^\circ$ 时同步发电机的电枢反应
a) 定子绕组内的电动势、电流和磁动势的空间矢量图 b) 时间相量图 c) 时-空统一矢量图
d) 气隙合成磁场与主磁场的相对位置

图 6.3: $\psi_0 = 0$ 时同步发电机的电枢反应

$\dot{I}$ 和 $\dot{E}_0$ 不同相时

当主极轴线与 A 相绕组轴线正交时, A 相交链主磁通为零, 激磁电动势达到最大值, 但是电枢电流落后激磁电动势 ψ_0 , 因此电枢磁动势滞后 A 相轴线 ψ_0 , 即电枢磁动势 $\dot{F}_a$ 滞后主极磁动势 $\dot{F}_f$ 以 $90^\circ + \psi_0$ 电角, 但是相对位置始终保持不变。

电枢磁动势可分解为交轴电枢磁动势 $\dot{F}_{aq}$ 和直轴电枢磁动势 $\dot{F}_{ad}$ 。
对于同步发电机, 电枢电流落后激磁电动势, $\psi_0 > 0$, 直轴电枢反应去磁; 电枢电流超前激磁电动势, $\psi_0 < 0$, 直轴电枢反应增磁。

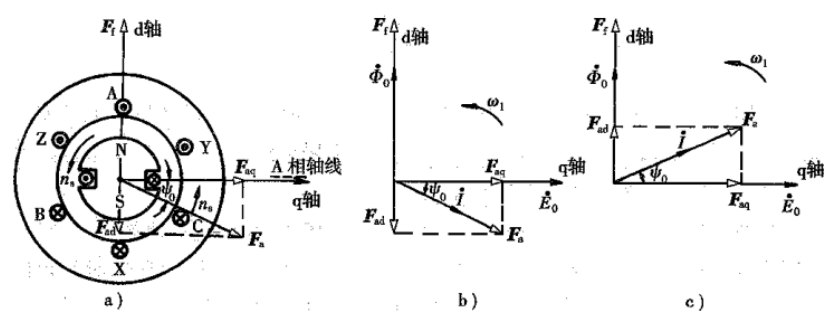


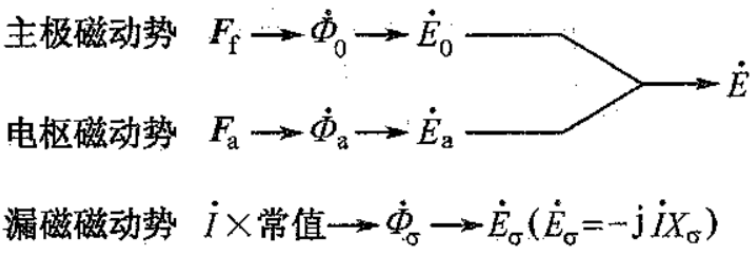
图 6-13 $\psi_0 \neq 0^\circ$ 时同步发电机的电枢反应
a) $\dot{i}$ 滞后于 $\dot{E}_0$ 时的空间矢量图 b) $\dot{i}$ 滞后 $\dot{E}_0$ 时的时-空统一矢量图
c) $\dot{i}$ 超前 $\dot{E}_0$ 时的时-空统一矢量图

图 6.4: $\psi_0 \neq 0$ 时同步发电机的电枢反应

6.2.3 同步发电机的电压方程

隐极同步发电机

不计磁饱和时



采用发电机惯例，则 $\dot{E}_0 + \dot{E}_a - \dot{I}(R_a + jX_\sigma) = \dot{U}$ ，由 $\dot{E}_a \propto \Phi_a \propto F_a \propto I$ ，因此 $\dot{E}_a = -j\dot{I}X_a$ ，因此电压方程写为

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I}R_a + j\dot{I}X_s$$

其中 $X_s = X_\sigma + X_a$ 为隐极同步电机的同步电抗，是对称稳态运行时保证电枢反应和电枢漏磁的综合参数， X_a 为与电枢反应磁通相应的电抗，称为电枢反应电抗， X_σ 为电枢漏抗。

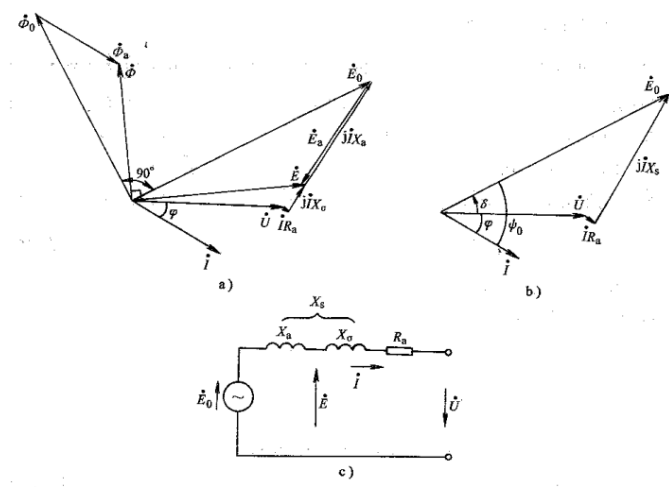


图 6.5: 不考虑磁饱和时，隐极同步发电机的相量图和等效电路图

考虑磁饱和时

考虑磁饱和时，由于磁化曲线的非线性，叠加原理不再适用，此时基波合成磁动势 $F_1 = F_{f1} + F_a$ ， F_{f1} 为主极的基波磁动势矢量， F_a 为电枢的基波磁动势矢量。

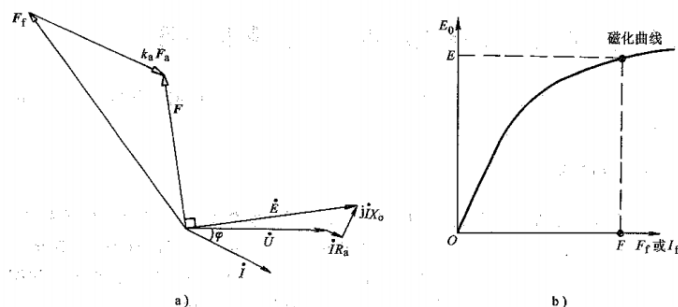


图 6-16 考虑磁饱和时隐极同步发电机的相量图
a) 电动势-磁动势图 b) 由合成磁动势 F 确定气隙电动势 E

图 6.6: 考虑磁饱和时，隐极同步发电机的相量图

气隙电动势和端电压的关系如下

$$\dot{E} = \dot{U} + \dot{I}(R_a + jX_\sigma)$$

主极励磁磁动势为幅值为 F_f 的梯形波，Fourier 分解额基波幅值 $F_{f1} = k_f F_f$ ， k_f 为梯形波波形系数，则磁动势方程转化为

$$F_f + \frac{1}{k_f} F_a = \frac{1}{k_f} F_1 \quad \text{或} \quad F_f + k_a F_a = F$$

其中 $F = k_a F_1$ 为换算成等效梯形波的合成磁动势， k_a 表示 1 安匝的基波电枢磁动势相当于多少安匝的梯形波励磁磁动势，通常为 $0.93 \sim 1.03$ 。

理论上需要从负载磁化曲线上查出与气隙电动势 E 相对应的磁动势 F ，为了简化计算，习惯上仍从空载时的磁化曲线上查取 F ，此时引起的误差使用波梯电抗 X_p 修正，即 $\dot{E} = \dot{U} + \dot{I}R_a + j\dot{I}X_p$ ， $X_p = X_\sigma + X_\Delta$ 略大于漏抗，对于隐极电机， $X_p \approx 0.85X'_d$ ， X'_d 为瞬态电抗。

凸极同步发电机

双反应理论

由于凸极同步电机气隙不均匀，极面下气隙较小，两极间气隙较大，由于比磁导 $\lambda = \frac{\mu_0}{\delta}$ ，因此直轴处比磁导大得多，因此直轴基波磁场幅值相对较大。因此同样大小的磁动势作用时，极间区域出现明显的下凹，基波幅值将显著减小。直轴电枢反应强于交轴电枢反应。

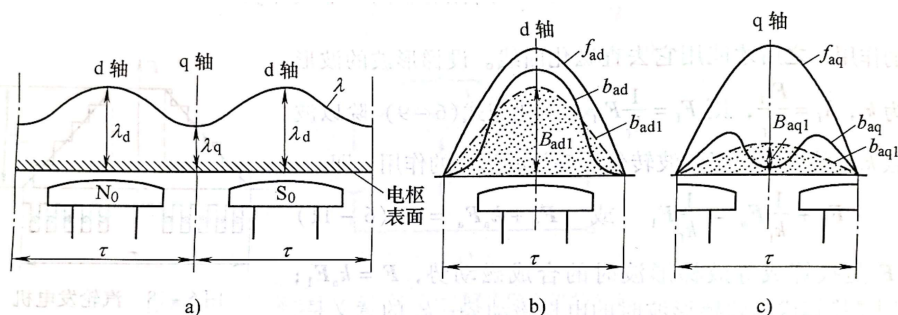
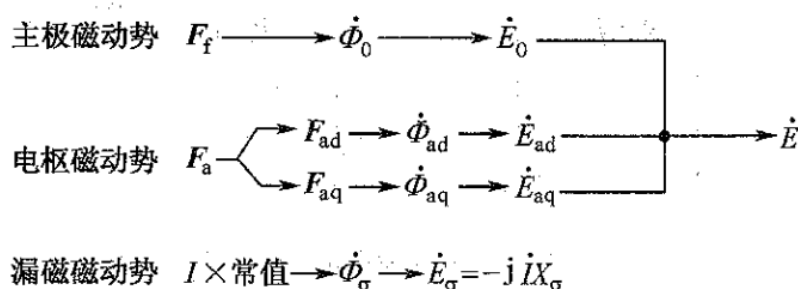


图 6.7: 凸极同步电机直轴、交轴电枢反应

将电枢磁动势分解为直轴和交轴两个分量分别用等效磁导算出直轴和交轴反应, 再进行叠加, 这就是双反应理论。电枢磁动势换算到励磁磁动势时, 应分别乘直轴和交轴换算系数 k_{ad}, k_{aq} 。

不计磁饱和时的电压方程



采用发电机惯例得

$$\dot{E}_0 + \dot{E}_{ad} + \dot{E}_{aq} - \dot{I}(R_a + jX_\sigma) = \dot{U}$$

由于不计磁饱和时有 $E_{ad} \propto \Phi_{ad} \propto F_{ad} \propto I_d$, $E_{aq} \propto \Phi_{aq} \propto F_{aq} \propto I_q$, 因此 $\dot{E}_{ad} = -j\dot{I}_d X_{ad}$, $\dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_q X_{aq}$, 将电压方程写为

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I}R_a + j\dot{I}_d X_d + j\dot{I}_q X_q$$

其中 X_{ad}, X_{aq} 分别为直轴电枢反应电抗和交轴电枢反应电抗, $X_d = X_\sigma + X_{ad}$ 为直轴同步电抗, $X_q = X_\sigma + X_{aq}$ 为交轴同步电抗。

$$\text{内功率因数角 } \psi_0 = \arctan \frac{U \sin \varphi + IX_q}{U \cos \varphi + IR_a}$$

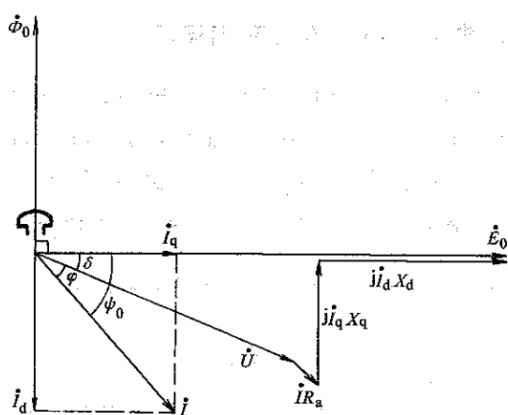


图 6.8: 不考虑磁饱和时, 凸极同步发电机的相量图

考虑磁饱和时的电压方程

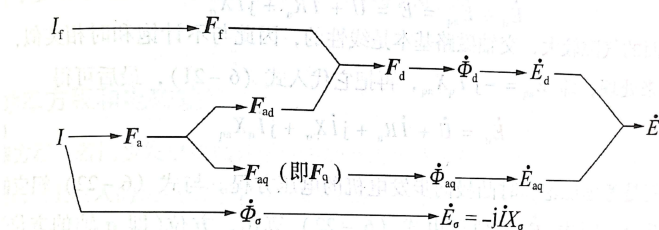


图 6.9: 考虑磁饱和时, 凸极同步发电机的相量图

直轴合成磁动势 $F_d = F_f + k_{ad}F_{ad}$ ，其中 F_f 为励磁绕组产生的方波磁动势， $F_{ad} = F_a \sin \psi_0$ 为电枢的直轴基波磁动势。

交轴合成磁动势 $F_q = F_{aq}$ ，产生交轴反应磁通 Φ_{aq} 和感生电动势 E_{aq} 。因此总气隙电动势

$$\dot{E} = \dot{E}_d + \dot{E}_{aq} = \dot{U} + \dot{I}R_a + j\dot{I}X_\sigma$$

考虑交轴方面气隙较大，交轴磁路基本是线性的， $\dot{E}_{aq} = -j\dot{I}_q X_{aq}$ ，则电压方程为

$$\dot{E}_d = \dot{U} + \dot{I}R_a + j\dot{I}X_\sigma + j\dot{I}_q X_{aq}$$

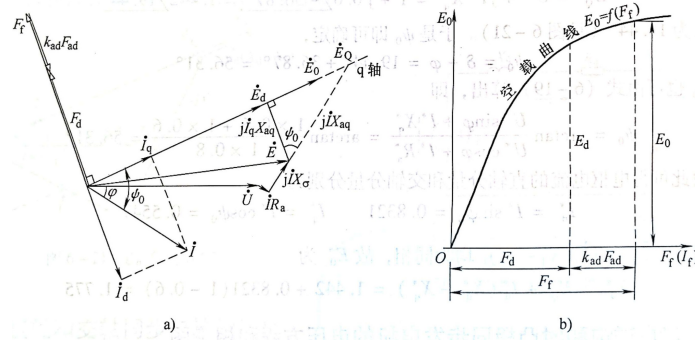


图 6.10: 考虑磁饱和时，凸极同步发电机的相量图

6.2.4 同步发电机的功率方程和转矩方程

若转子励磁功率由另外的直流电源供给，且忽略杂散损耗 p_Δ ，则

$$P_1 = p_\Omega + p_{Fe} + P_e$$

$$P_e = p_{Cu a} + P_2$$

其中铜耗 $p_{Cu a} = mI^2 R_a$ ，输出功率 $P_2 = mUI \cos \varphi$ ，则电磁功率

$$P_e = mUI \cos \varphi + mI^2 R_a = mI(U \cos \varphi + IR_a) = mE_Q I \cos \psi_0$$

对应凸极同步电机，说明要进行能量转换电枢电流一定要有交轴分量 I_q 。

将第一式功率方程同除同步角速度 Ω_s 可得转矩方程

$$T_1 = T_0 + T_e$$

其中 T_1 为原动机的驱动转矩， T_e 为发电机的电磁转矩， $T_0 = \frac{p_\Omega + p_{Fe}}{\Omega_s}$ 为发电机的空载转矩。

6.2.5 同步发电机的运行特性

外特性 $n = n_s, I_f = \text{Const}, \cos \varphi = \text{Const}$ 的情况下，发电机端电压和电枢电流的关系 $U = f(I)$ 。

感性或纯阻性负载时，由于电枢反应的去磁作用和漏阻抗压降，外特性是下降的（同直流电机）。

容性负载时，由于电枢反应的增磁作用和容性电流的漏抗电压升，外特性可能是上升的。

电压调整率 $\Delta u = \frac{E_0 - U_{N\phi}}{U_{N\phi}}|_{I_f = I_{fN}} \times 100\%$ ，凸极同步发电机一般在 18% ~ 30% 内，隐极由于电枢反应较强，通常在 30% ~ 48% 内。

外特性适用于同步发电机单独运行的情况。

调整特性 $n = n_s, U = U_{N\phi}, \cos \varphi = \text{Const}$ 时, 励磁电流和电枢电流的关系 $I_f = f(I)$ 。

感性负载和纯电阻负载时, 为了补偿电枢电流所产生的去磁性电枢反应和漏阻抗压降, 随着电枢电流增加必须增加励磁电流, 因此调整特性是上升的。

效率特性 $n = n_s, U = U_{N\phi}, \cos \varphi = \cos \varphi_N$ 时, 发电机的效率与输出功率 $\eta = f(P_2)$ 。

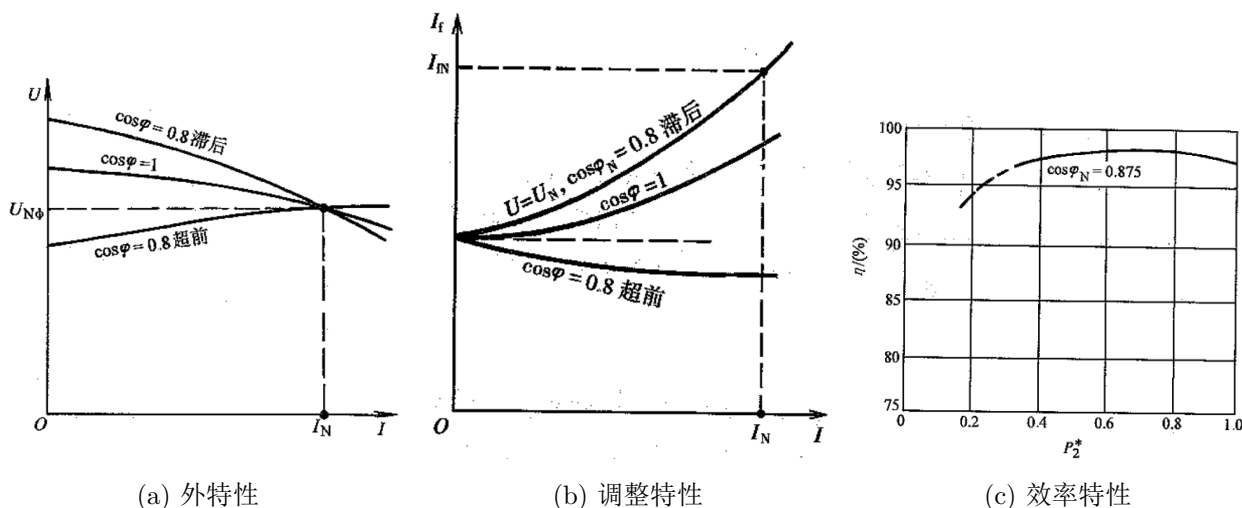


图 6.11: 同步发电机的运行特性

6.3 同步发电机的参数测定

空载试验: 电枢开路, 用原动机把被试同步电机拖动到同步转速, 改变励磁电流记录电枢端电压, 可得空载特性 $E_0 = f(I_f)$ 。

短路试验: 将被试同步电机电枢端点三相短路, 用原动机把被试同步电机拖动到同步转速, 改变励磁电流记录电枢电流, 可得短路特性 $I = f(I_f)$ 。短路电流是纯感性电流, 而磁动势是接近于纯去磁性的直轴磁动势, 因此短路特性是一条直线。此时有

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + \dot{I}R_a + j\dot{I}_dX_d + j\dot{I}_qX_q \approx j\dot{I}X_d$$

因此 $X_d = \frac{E_0}{I}$, 测出来的为不饱和值, 饱和值则用对应额定相电压 $U_{N\phi}$ 的 X_d 值来表示。

6.4 同步发电机的并联运行

单机运行时, 随着负载的变化, 同步发电机的频率和端电压将发生一定的变化, 供电的质量和可靠性较差。将发电机和电网并联运行, 由于电网容量很大, 个别负载的变动对整个电网的电压、频率影响甚微, 从而提高了供电质量。

6.4.1 投入并联的调节和方法

投入并联的条件

1. 发电机相序与电网一致, 若不一致则相当于在机端加上一组负序电压, 产生极大的电流和转矩冲击;
2. 发电机频率与电网相同, 若不一致则 $\Delta \dot{U} = \dot{E}_0 - \dot{U}$ 忽大忽小, 频率越大变化越剧烈, 并联操作越困难;
3. 发电机的励磁电动势与电网电压大小相等、相位相同, $\dot{E}_0 = \dot{U}$, 若不同, 则相当于突加 $\Delta \dot{U}$ 引起瞬态过程, 产生一定的冲击电流, 可达 5 至 8 倍。

投入并联的方法：整步过程

- 1. 准确整步法：将发电机调整到完全满足上述三个调节后投入电网，判断条件一般采用同步指示器。
 - (a) 直接接法：三灯分别跨接在发电机和电网的对应相上，调节转速到三灯不再闪烁，则频率满足；调节电压大小和相位，直到三灯同时熄灭且 A'A 间电压表指示为零，此时可以投入，也称灯光熄灭法。
 - (b) 交叉接法：灯 1 接在 AA' 间，灯 2 接在 BC' 间，灯 3 接在 CB' 间。调整到灯光不再旋转时，频率满足；调整电压大小相位到灯 1 熄灭、灯 2 和灯 3 亮度相同时满足条件，此时可以投入，也称亮灯法。
- 2. 自整步法：先检验发电机相序，并将速度拖动到接近同步转速，励磁绕组经限流电阻短路，然后投入电网并立刻加上直流励磁，此时依靠定转子磁场产生的电磁转矩即可牵入同步转速。优点是投入迅速不需要复杂装置，缺点是投入时定子电流冲击大。

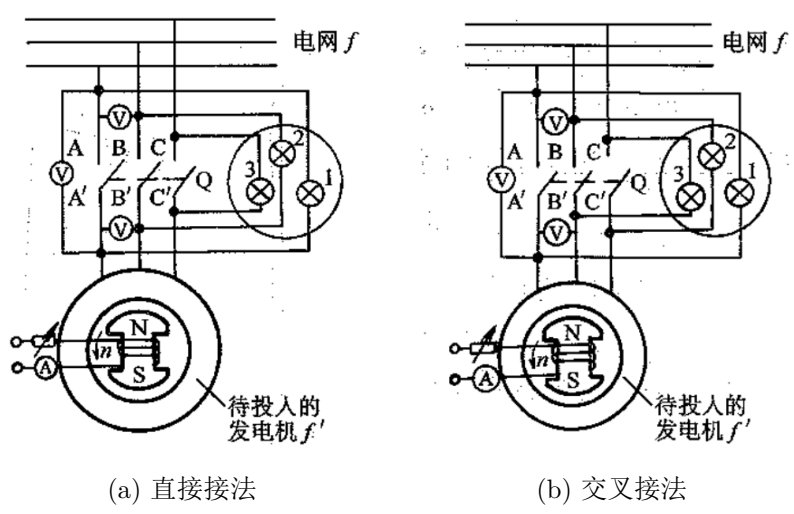


图 6.12: 准确整步法的两种同步指示器接法

6.4.2 与无穷大电网并联时的功角特性

现代电力系统的容量很大，频率和电压基本不受负载变化、或其他扰动的影响而保持常值，对于装有调压、调频装置的电网来说更是如此，这种电网通常称为无穷大电网。同步发电机并联到无穷大电网后，其频率和端电压将受到电网的约束而与电网保持一致。

激磁电动势 E_0 和端电压 U 不变时，同步发电机的电磁功率 P_e 与功角 δ 的关系 $P_e = f(\delta)$ 称为功角特性。

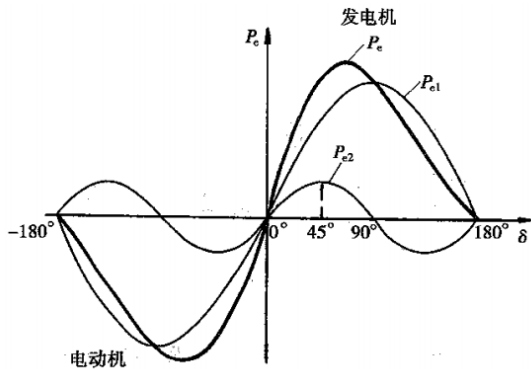


图 6.13: 凸极同步电机的功角特性

对于中大型同步发电机, 电枢电阻远小于同步电抗, 可以忽略不计, 不计电枢电阻时发电机的电磁功率近似等于电枢端点的输出功率, $P_e \approx P_2 = mUI \cos \varphi = mUI \cos(\psi_0 - \delta) = mU(I_q \cos \delta + I_d \sin \delta)$ 。

根据 $I_q X_q = U \sin \delta$, $I_d X_d = E_0 - U \cos \delta$, 代入得

$$P_e = m \frac{E_0 U}{X_d} \sin \delta + m \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\delta$$

其中第一项 $P_{e1} = m \frac{E_0 U}{X_d} \sin \delta$ 称为基本电磁功率。第二项 $P_{e2} = m \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\delta$ 称为附加电磁功率, 与励磁无关, 仅当 $X_d \neq X_q$ 时才存在, 也称为磁阻功率。

基本电磁功率在 $\delta = 90^\circ$ 时达到最大值 $P_{e1 \max} = m \frac{E_0 U}{X_d}$ 。附加电磁功率在 $\delta = 45^\circ$ 时达到最大值 $P_{e2 \max} = m \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right)$, 总电磁功率在 $\delta = 45^\circ \sim 90^\circ$ 中某一个值取到。把 P_e 对 δ 求导数并令其等于零, 得到 $\cos \delta$ 的二次方程, 求解得最大电磁功率 $P_{e \max}$ 时的功角为

$$\delta_{\max} = \arccos \left[-\frac{1}{8q} + \sqrt{\left(\frac{1}{8q} \right)^2 + 0.5} \right]$$

其中 $q = P_{e2 \max} / P_{e1 \max}$, 对应的最大电磁功率为

$$\frac{P_{e \max}}{P_{e1 \max}} = \sin \delta_{\max} (1 + 2q \cos \delta_{\max})$$

对于凸极电机, $P_e = mE_Q I_q$, 因此可以写成 $P_e = m \frac{E_Q U}{X_q} \sin \delta$, 即凸极电机可以看成同步电抗为 X_q 、电动势为 E_Q 的等效隐极电机。

计及电枢电阻时的电磁功率

对于隐极同步发电机

$$P_e = m \frac{E_0}{Z_s} [U \sin(\delta - \alpha) + E_0 \sin \alpha]$$

对于凸极同步发电机

$$P_e = m \frac{E_Q}{Z_q} [U \sin(\delta - \alpha_q) + E_Q \sin \alpha_q]$$

6.4.3 功率调节

要增加发电机的输出有功功率, 必须增加原动机的输入功率, 使功率角 δ 适当增大, 当 $\delta = 90^\circ$ 时, 发电机电磁功率达到最大值 $P_{e \max}$ 。

与电网并联、在某一点运行的同步发电机, 如外界发生微小的扰动, 扰动消失后能回复到原先状态运行, 称为静态稳定。若功率角处于功角特性的下降部分, 增大功角会使电磁功率和制动电磁转矩减小, 因此转子将继续加速, 功角进一步增大, 继续下去电机将失去同步, 因此不稳定。为衡量稳定程度, 可以用整步功率系数 $\frac{dP_e}{d\delta}$ 。为使同步发电机能稳定运行并有一定裕度, 最大电磁功率应比额定功率大很多, 最大电磁功率与额定功率之比称为过载能力 $k_p = P_{e \max} / P_N$, 对隐极电机 $k_p \approx 1 / \sin \delta_N$ 。

发电机的功率极限和整步功率系数都正比于 E_0 , 反比于 X_s , 因此增加励磁、减小同步电抗能提高同步电机的功率极限和静态稳定度。

发电机与无穷大电网并联时, 端电压恒为常值, 因此无论主极励磁如何变化, 电枢绕组合成磁通始终不变, 当增加励磁电流成过励时, 主磁通增多, 为了维持电枢绕组合成磁通不变, 发电机应滞后输出电流, 使去磁性电枢反应增加。反之, 当欠励时, 主磁通减小, 发电机必须超前输出电流以减小去磁性的电枢反应, 甚至使电枢反应变为增磁性, 以补偿主磁通的不足。

当发电机端电压保持为额定值、输出的有功功率为 P 时, 容许输出的最大无功功率 Q 与有功功率的关系 $Q = f(P)$ 称为发电机的输出能力曲线。

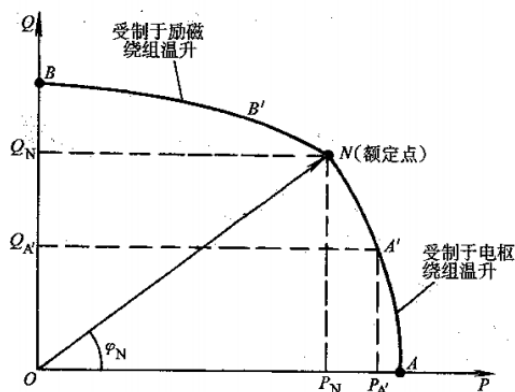


图 6.14: 同步发电机的输出能力曲线

以额定点为分界, $P > P_N$ 段, 电枢电流和视在功率保持额定值不变, 功率因数逐渐上升到 1, 电枢反应去磁减小, 所需励磁电流减小, 输出能力受电枢绕组温升的限制。而 $P < P_N$ 段, 励磁电流保持为额定值, 功率因数逐渐下降到 0, 逐渐减小电枢电流和输出的视在功率值, 输出能力受励磁绕组温升的限制。

6.5 同步电动机

6.5.1 基本方程

采用电动机惯例的隐极同步电动机电压方程:

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{I}_M R_a + j\dot{I}_M X_s$$

采用电动机惯例的凸极同步电动机电压方程:

$$\dot{U} = \dot{E}_0 + \dot{I}_M R_a + j\dot{I}_{dM} X_d + j\dot{I}_{qM} X_q$$

采用电动机惯例时, 电枢电流 $\dot{I}_M$ 滞后激磁电动势 $\dot{E}_0$ 时, 电枢反应增磁, $\dot{I}_M$ 超前 $\dot{E}_0$ 时, 电枢反应增磁。

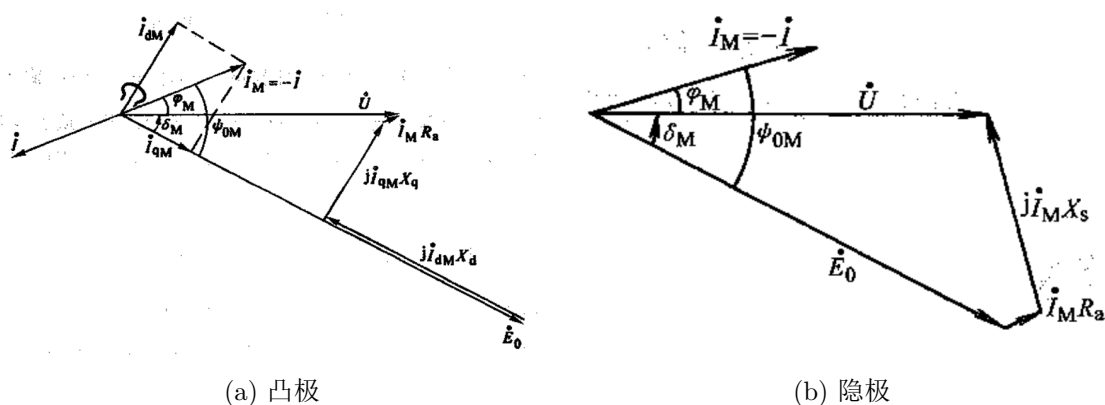


图 6.15: 同步电动机的相量图

忽略定子电阻 R_a 时功角特性为

$$P_e = m \frac{E_0 U}{X_d} \sin \delta_M + m \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\delta_M$$

功率方程

$$P_e = p_{Fe} + p_{\Omega} + P_2$$

转矩方程

$$T_e = T_0 + T_2$$

6.5.2 运行特性

工作特性

定子电压 $U = U_{N\phi}$ 、励磁电流 $I_f = I_{fN}$ 时，电磁转矩、电枢电流、效率、功率因数与输出功率之间的关系， $T_e, I_M, \eta, \cos \varphi_M = f(P_2)$ 。

由 $T_e = T_0 + \frac{P_2}{\Omega_s}$ 可知，随着输出功率的增加，电磁转矩将正比增大，电枢电流也随之而增大，因此转矩特性是直线，电流特性近似为直线。效率特性与其他电机相同，先上升到最大电机效率后下降。功率因数曲线会因励磁电流不同而不同，三条曲线分别对应使得电动机在空载、半载、满载情况下功率因数为 1。改变励磁电流，可使电动机在任一特定负载下的功率因数达到 1。

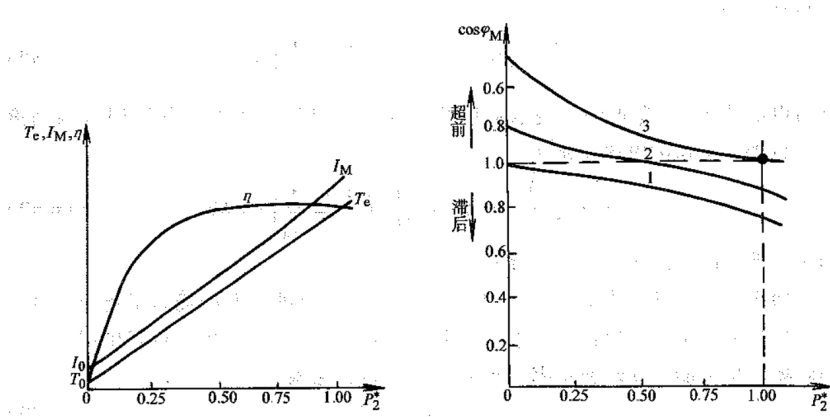


图 6.16: 同步电动机的工作特性

V 形曲线

定子电压 $U = U_N$ 、电磁功率 $P_e = \text{Const}$ 时，电枢电流与励磁电流之间的关系 $I_M = f(I_f)$ 。不计磁饱和时， $E_0 \propto I_f$ ，也可写成 $I_M = f(E_0)$ 。

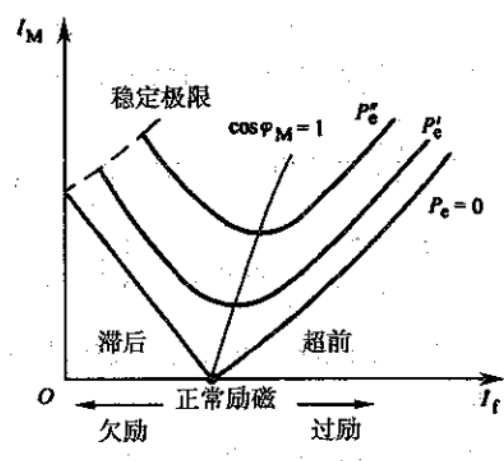


图 6.17: 同步电动机的 V 型曲线

若电动机是隐极, 电枢电阻和磁饱和不计, 与无功功率调节类似, 当激磁电动势为 $\dot{E}_0$ 、功率因数 $\cos \varphi_M = 1$ 时, 正常励磁, 电枢电流全部为有功电流, 值为最小。增大励磁将会处于过励状态, 电枢电流超前, $I_M' > I_M$ 。减小励磁则处于欠励状态, 电枢电流滞后, $I_M'' > I_M$ 。此曲线在中间有最小值, 形似 V 形, 称为 V 形曲线。

不同功率的 V 形曲线不同, 最低点是正常励磁 $\cos \varphi_M = 1$ 的运行点, 右侧为过励状态, 功率因数超前; 左侧为欠励状态, 功率因数滞后。对于不同的电磁功率, 正常励磁不同, P_e 越大, 正常励磁越大。再一次说明调节励磁就可以调节电动机的无功电流和功率因数。

6.5.3 同步电动机的起动

- 1. 异步起动法: 在主极极靴上装设笼型起动绕组。起动时, 先把励磁绕组接至限流电阻, 然后把定子三相绕组接至交流电网。依靠定子旋转磁场和转子笼型起动绕组中的感应电流产生的异步电磁转矩, 电机便能起动。待转速接近同步转速时, 将直流励磁电流接入励磁绕组, 使转子建立主磁场, 此时依靠同步电磁转矩和转子凸极效应产生的磁阻转矩将转子牵入同步。转速达到 $0.95n_s$ 时起动绕组产生的异步转矩值称为牵入转矩。起动时要求起动转矩 T_{st} 和牵入转矩 T_{pi} 都要大。
- 异步起动时, 励磁绕组不能开路, 否则定子旋转磁场会在匝数较多的励磁绕组中感应出高电压, 击穿励磁绕组。也不能短路, 否则励磁绕组中的感应电流和气隙磁场相互作用产生显著的单轴转矩使合成转矩在 $0.5n_s$ 附近产生明显的下凹, 导致重载起动时停滞在 $0.5n_s$ 附近无法继续上升。
- 2. 辅助电动机拖动起动: 选用与同步电动机极数相同、容量约为 10% ~ 15% 的感应电动机作为辅助电动机。辅助电动机把主机拖动到接近同步转速时, 用自整步法把主机投入电网。
- 3. 调频起动法: 起动时转子加上直流励磁, 把变频电源调得极低, 使定子旋转磁场转的极慢, 依靠定转子之间的同步电磁转矩使电动机开始起动并在很低转速下运转, 然后逐渐提高电源频率直到达到同步转速为止。

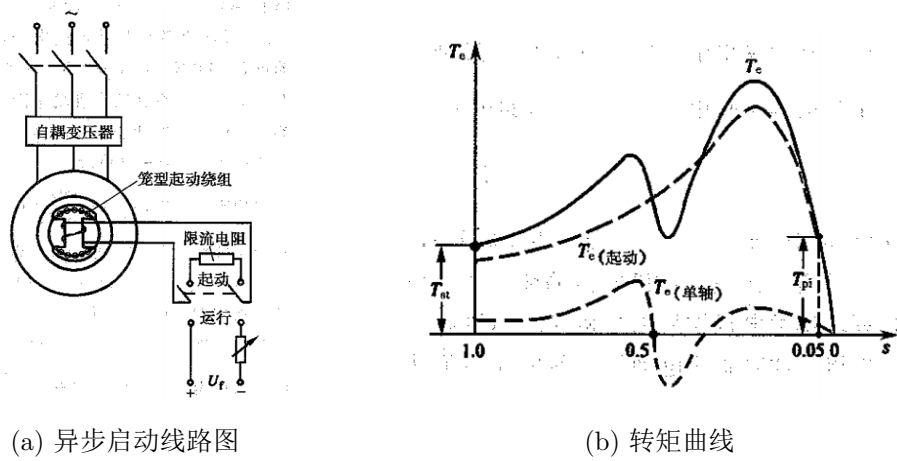


图 6.18: 同步电动机的异步启动法

6.5.4 同步补偿机

同步补偿机实质上是一台轴上不带机械负载、专门用以调节无功功率、改善电网功率因数的同步电动机。由于输出的机械功率 $P_2 = 0$, 因此输入的有功功率 $P_1 = p_{Cu a} + p_{Fe} + p_{\Omega}$, 不计损耗时可认为输入的有功功率和电磁功率近似为零, 补偿机的 V 形曲线相当于电动机电磁功率 $P_e \approx 0$ 的 V 形曲线。当励磁为正常励磁时, 补偿机电枢电流接近于零; 过励时从电网吸取超前的无功电流; 欠励时, 从电网吸取滞后的无功电流。

同步补偿机的额定容量是指过励时补偿机所能步长的最大无功功率值, 受定转子绕组温升的限制。补偿机不带机械负载, 因此机械应力较低。同步电抗会设计得较大以降低用铜量。装有起动绕组以异步起动。