

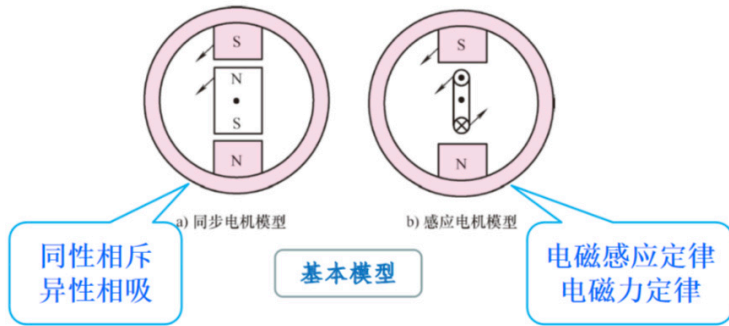
交流电机概述与交流绕组的基本理论: (共8个问题)

1. 交流电机的模型与基本原理

关键点: 旋转的磁极 (本质上说, 旋转的磁场, 尤其是异步机!)

Lec 14

↑
交流绕组产生!

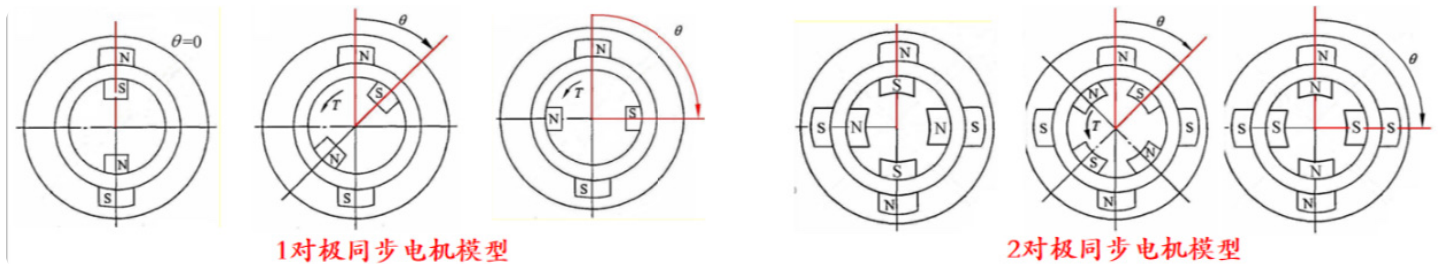


同步电机: [永磁式] 磁极旋转 \Rightarrow 转子磁体同极相斥、异极相吸 \Rightarrow 跟随转子同步旋转

[一起转]

[磁阻式/反式] 在不同方向有不同磁阻, 趋于使磁力线沿总磁阻最小方向分布

电磁力矩 $T_p = K \sin \theta$ P : 极对数



异步电机: (磁场旋转) 磁极旋转 \Rightarrow 转子绕组切割磁力线产生感应电动势 \Rightarrow 导线产生电流 \Rightarrow 通电线圈在磁场中受力

转子中的电动势和电流是靠电磁感应原理产生, 所以异步电机也称感应电机。

$e = Blv$

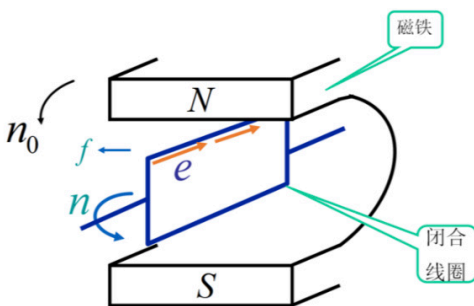
同向、异步运行 (线圈比磁极转速慢)?

$F = BIl$

← 导线跟着磁极 (磁场) 转

若两者同速, 转子与旋转磁场间没有相对运动, 故无转子电动势

\Rightarrow 转子无电流 \Rightarrow 无转矩!



2. 交流绕组的基本工作原理 (旋转磁场的产生)

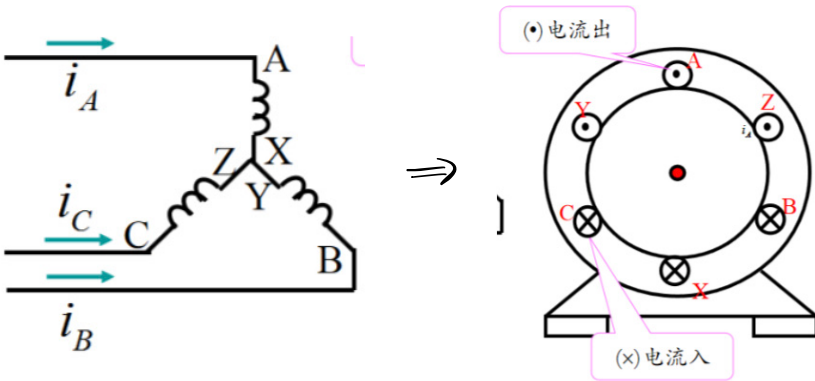
该节是综述(感性理解), 在之后的第6点有详细的分析

重点: 旋转磁场 { 机械旋转磁场: 原动机拖动磁极转动 [旋转磁极]
 电气旋转磁场: 多相对称交流绕组通入多相对称交流电

↓
 以旋转磁场替代旋转磁极 → 用固定的线圈即可产生“旋转磁极”之效果

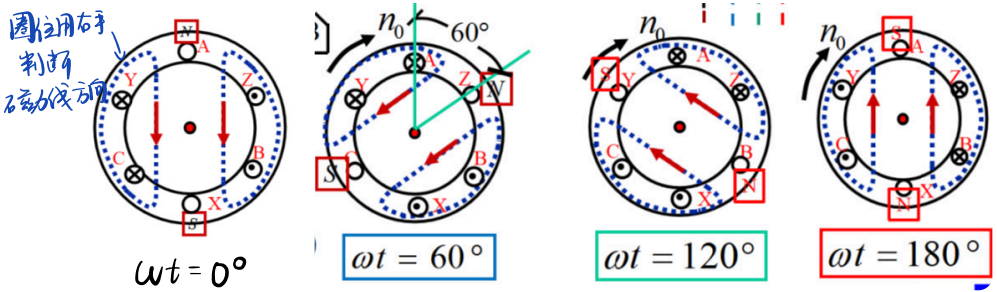
产生方式: 对称多相绕组通入多相对称交流电 { 幅度、频率相等
 两两相位差与绕组在空间的相位差相同。如三相, 即依次差120°; 两相, 即依次差90°。

以下用三相对称绕组来说明。



$$\begin{cases} i_A = I_m \sin \omega t \\ i_B = I_m \sin (\omega t - 120^\circ) \\ i_C = I_m \sin (\omega t - 240^\circ) \end{cases}$$

三相对称交流电



将上述分析走一遍即发现: 改变三相电流的相序 (A-B-C / A-C-B) 即可改变转向。
 A超前B超前C A超前C超前B

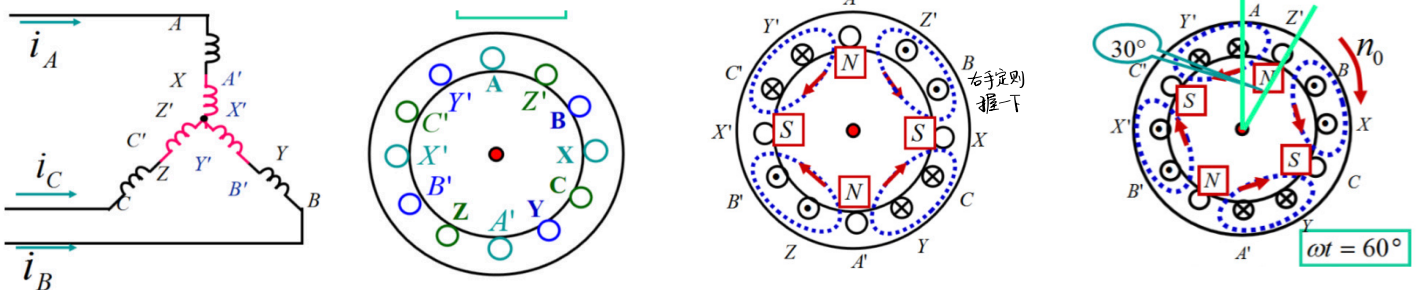
旋转磁场旋转频率与通入交流电的频率相同 [交流电相位变2π, 旋转磁场也转过一圈] 因此旋转磁场转速 $n_0 = 60f$

此时合成磁场仅有一对磁极, 即极对数为1 (极数为2)

同步转速

增加极对数: 每相绕组分成几段 (注意相数和极数)

$$\begin{cases} i_A = I_m \sin \omega t \\ i_B = I_m \sin (\omega t - 120^\circ) \\ i_C = I_m \sin (\omega t - 240^\circ) \end{cases}$$



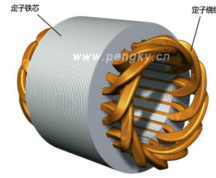
同步转速 $n_0 = 60f/p$

$p=2$ (两对极) 同步转速 $60f/p = 60 \times 50 / 2 = 1500 \text{ rpm}$

[交流电相角变化2π, 旋转磁场转过半圈]

3. 交流绕组的基本概念

按相数: 单相与多相
层数: 单层与多层
绕法: 叠绕组与波绕组



分布式绕组

1) 电角度 $p \times$ 机械角度 (p : 极对数)

可理解为相量的转角

若转子每分钟转速为 n

则电动势频率为

$$f = \frac{pn}{60}$$

$$(n_e = n_m \times p)$$

例如: 2对极电机 转子转过 360° , 对应电角度为 720° [相量转过两圈]

电角度改变 360° (反相两次), 转子转过 180°

2) 极距 相邻两个磁极轴线间沿定子内圆周的距称为极距

以 τ 表示

以电角度描述, 无论几对极, 皆为 180°

$$\tau = \frac{Q}{2p}$$

以槽数表示

$$\tau = \frac{\pi D}{2p} \rightarrow \text{总长} \rightarrow \text{极数} = 2 \times \text{极对数}$$

以长度表示

即可有不同单位。

3) 节距 同线圈两个有效边之间的距离

$y_1 = \tau$ 整距

$y_1 > \tau$ 长距

$y_1 < \tau$ 短距

长距与短距有助于削弱谐波电动势

4) 槽距角 相邻两槽之间的电角度。

$$\alpha = \frac{p \times 360^\circ}{Q}$$

机械角度的一圈

Q = 定子槽数

5) 每极每相槽数

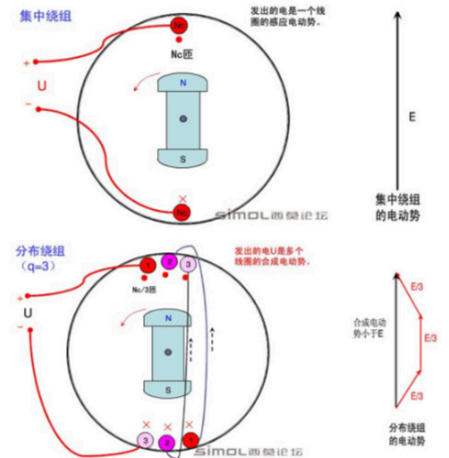
$$q = \frac{Q}{2pm}$$

每相 每极

Q = 定子槽数

m : 相数

$q > 1$: 分布绕组



4. 单相集中绕组的磁场

假定: (1) 绕组中的电流随时间按正弦规律变化

(2) 槽内电流集中在槽中心处

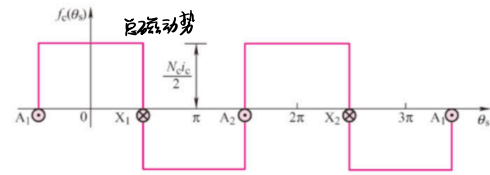
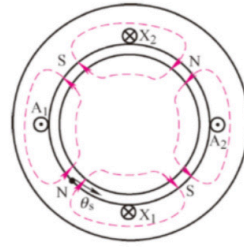
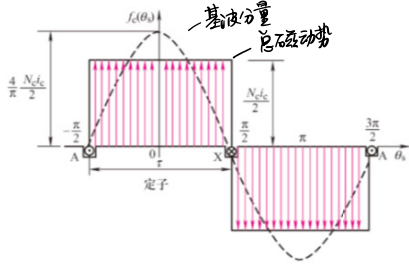
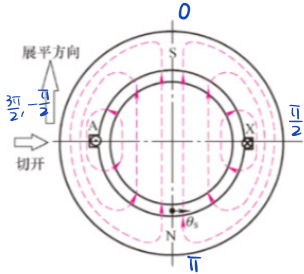
全在槽里

(3) 定、转子间气隙均匀, 忽略齿槽的影响

(4) 定、转子铁心的磁导率为无穷大, 即铁心中磁位降可忽略,

且磁路不饱和

每极每相的线圈匝数为 N_c , 通以电流 $i_c = \sqrt{2} I_c \cos \omega t$, 假定磁动势正向: 定子 \rightarrow 转子为正, 设A相轴线处为 θ_s 的零点



b) 磁动势沿气隙分布图

$P=1$

$P=2$

归纳得到: 单相集中绕组产生的磁动势在空间分布波形是矩形波, 不移动,

多对极情况类似 表达式相同 (因为用电角度表示)

宽度等于线圈宽度, 幅值随时间按正弦规律变化, 称为脉振磁动势。

(大小和正负都随时间变化)

$$f_c = \frac{N_c i_c}{2} = \frac{\sqrt{2}}{2} N_c I_c \cos \omega t, \quad -\frac{\pi}{2} \leq \theta_s \leq \frac{\pi}{2}, \quad f_c = -\frac{N_c i_c}{2} = -\frac{\sqrt{2}}{2} N_c I_c \cos \omega t, \quad \frac{\pi}{2} \leq \theta_s \leq \frac{3\pi}{2}$$

\rightarrow 先进出两次

由 Fourier 分解得: $f_c(\theta_s, t) = f_{c1}(\theta_s, t) + f_{c3}(\theta_s, t) + f_{c5}(\theta_s, t) + \dots$

[以 θ_s 为变量展开]
$$= \underbrace{F_{c1} \cos \theta_s \cos \omega t}_{\text{基波磁动势}} - F_{c3} \cos 3\theta_s \cos \omega t + F_{c5} \cos 5\theta_s \cos \omega t - \dots$$

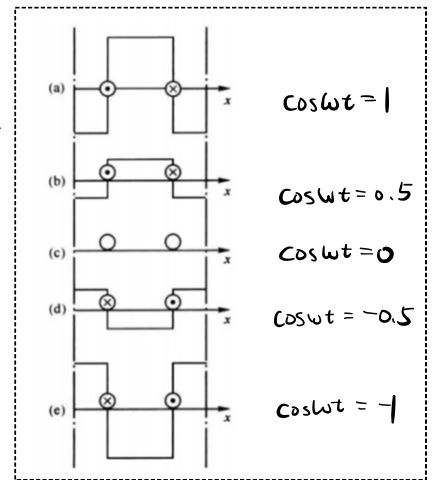
形式要清楚!

基波磁动势振幅 $F_{c1} = \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2} N_c I_c}{2} = 0.9 N_c I_c$

二次谐波磁动势振幅 $F_{c2} = \frac{1}{\nu} F_{c1}$

单相线圈, 分成两截排列, 两相线圈, 彼此形成的磁动势
 \uparrow 两截下磁动势差 2π 电角度 \uparrow 在空间上差 π 电角度

[注意区分: 此处 $P=2$ 情形 和 两相对称绕组情形]



构成线圈组的 q 个线圈的磁动势大小完全相同，只是在空间上错开一个槽距角 α

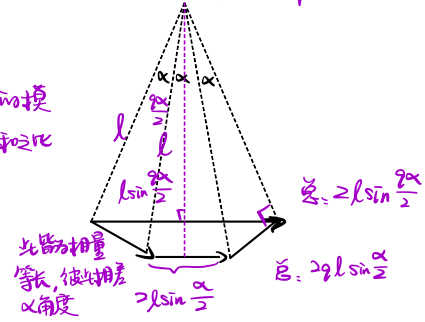
将各线圈矩形波磁动势逐点相加，可得线圈组的磁动势，是阶梯形波。

整距线圈组基波合成磁动势

$$f_{q,1}(\theta_s, t) = f_{c,11}(\theta_s, t) + f_{c,12}(\theta_s, t) + \dots + f_{c,1q}(\theta_s, t) = (q f_{c,11}) k_{b1}$$

可用相量相加 $= q F_{c1} k_{b1} \cos \theta_s \cos \omega t = F_{q1} \cos \theta_s \cos \omega t$

分布系数，反映“矢量相加”
此处以 q 个基波合成为例



式中 $F_{q1} = q F_{c1} k_{b1} = \frac{4}{\pi} \frac{\sqrt{2} q N_c I_c}{2} k_{b1} = 0.9 q N_c I_c k_{b1}$

$k_{b1} = \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \frac{\alpha}{2}}$ 即矢量和的模与矢量模之和比

每极谐波合成磁动势

$$f_{qv} = F_{qv} \cos v \theta_s \cos \omega t, \quad F_{qv} = q F_{cv} k_{bv} = \frac{q}{v} \times 0.9 N_c I_c k_{bv}$$

$$k_{bv} = \frac{\sin v \frac{q\alpha}{2}}{q \sin v \frac{\alpha}{2}}$$

谐波合成磁动势分布系数

其中出现 v 的原因: θ_s 每相差 α (一个槽距角), 反映在 v 次谐波的相量合成时, 相量就会相差 $v\alpha$ 角度, 结合上图即可理解。

整距线圈组总磁动势

$$f_q(\theta_s, t) = (F_{q1} \cos \theta_s - F_{q3} \cos 3\theta_s + F_{q5} \cos 5\theta_s - \dots) \cos \omega t$$

试将第4点中 θ_s 换成 $\theta_s + \alpha$ 感受一下。

用每相绕组匝数 $N = p q N_c$ 来表示 F_{q1}, F_{qv} :

整有 p 对极 一对极拥有一个线圈组 (集中时为 N_c , 分布时一个线圈组有 q 个线圈)
每极每相有 $q N_c$ 匝线圈

重要

$$F_{q1} = F_{q1} = 0.9 q N_c I_c k_{b1} = 0.9 \frac{N}{p} I_c k_{b1}$$

$$F_{qv} = F_{qv} = \frac{1}{v} 0.9 q N_c I_c k_{bv} = \frac{1}{v} 0.9 \frac{N}{p} I_c k_{bv}$$

单相分布式绕组磁动势特点:

在大小和正负

1. 总体特征: 是脉振磁动势 (幅度随时间改变, 频率与电流频率相同), 沿气隙圆周以阶梯形分布, (可利用 Ampere 环路定理, 从中间往两头看) 如图 3-16

2. 分解后特征: 基波和各次谐波磁动势均为脉振磁动势 [时间函数], 空间上沿气隙圆周按正弦规律分布 [空间函数]

且波幅均位于相绕组的轴线上。

上面讨论的都是整距绕组。对于短距等非整距绕组, F_{q1} 或 F_{qv} 的项中还会出现一个乘子 k_{y1} 或 k_{yv} (称为节距系数)

将其与磁动势分布系数统一, 有基波/次谐波绕组因数 k_{w1} 或 $k_{wv} = k_{b1} k_{y1}$ 或 $k_{bv} k_{yv}$

$w = \text{winding}$

$$k_{yv} = \sin \left(v \frac{y}{\tau} 90^\circ \right) \quad y \text{ 为节距, } \tau \text{ 为极距}$$

具体推导可参看电机学教材

→ 下面用到

则: 对于一般绕组, 有

$$F_{q1} = F_{q1} = 0.9 q N_c I_c k_{w1} = 0.9 \frac{N}{p} I_c k_{w1}$$

$$F_{qv} = F_{qv} = \frac{1}{v} 0.9 q N_c I_c k_{wv} = \frac{1}{v} 0.9 \frac{N}{p} I_c k_{wv}$$

6. 三相绕组合成磁场

从基波磁动势分析。通入三相交流电：

设A相轴线处为 θ_s 的零点，则B相、C相表达式中含 θ_s 项差 120° 和 240°

即可用通入单相时的磁势表达式

$$\begin{cases} i_A = I_m \cos \omega t \\ i_B = I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_C = I_m \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \Rightarrow \text{三相绕组中的基波磁动势}$$

$$\begin{cases} f_{A1}(\theta_s, t) = F_{\phi 1} \cos \omega t \cos \theta_s \\ f_{B1}(\theta_s, t) = F_{\phi 1} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \\ f_{C1}(\theta_s, t) = F_{\phi 1} \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$

注意空间位置分布！
区分：如果是单相绕组构造出极，则每极间均差 2π 电角度！
此处是三相极，每相间的电角度相差就是极对数，也即 120° ！

利用积化和差公式

$$\begin{aligned} f_{A1}(\theta_s, t) &= \frac{1}{2} F_{\phi 1} [\cos(\theta_s - \omega t) + \cos(\theta_s + \omega t)] \\ f_{B1}(\theta_s, t) &= \frac{1}{2} F_{\phi 1} [\cos(\theta_s - \omega t) + \cos(\theta_s + \omega t - 240^\circ)] \\ f_{C1}(\theta_s, t) &= \frac{1}{2} F_{\phi 1} [\cos(\theta_s - \omega t) + \cos(\theta_s + \omega t - 120^\circ)] \end{aligned}$$

相加得 $f_1(\theta_s, t) = \frac{3}{2} F_{\phi 1} \cos(\omega t - \theta_s) \approx F_1 \cos(\omega t - \theta_s)$ (多极, 其实也如此)

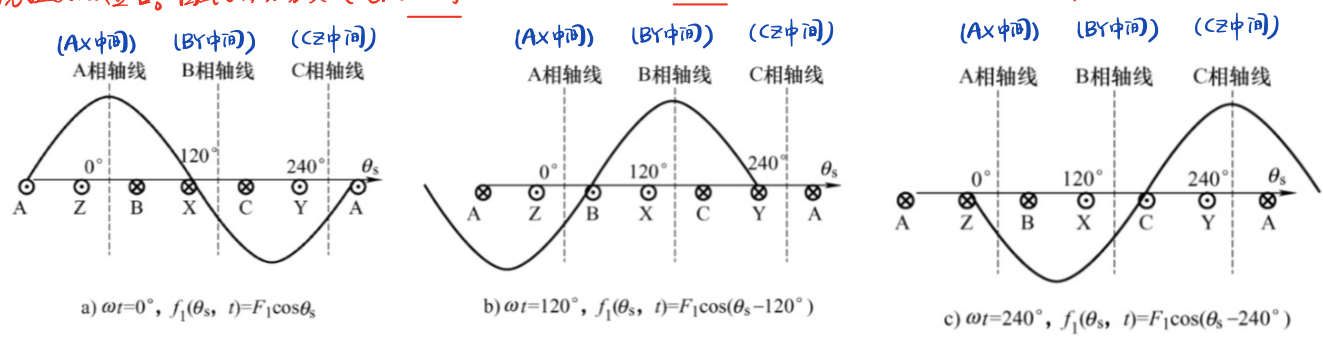
$$F_1 = \frac{3}{2} F_{\phi 1} = \frac{3}{2} \times 0.9 \frac{N k_{w1}}{p} I_{\phi} = 1.35 \frac{N k_{w1}}{p} I_{\phi}$$

k_{w1} 为基波绕组因数

$t=0$ 时 $f_1(\theta_s, t) = F_1 \cos(-\theta_s)$
 $t=t_1$ 时 $f_1(\theta_s, t) = F_1 \cos(\omega t_1 - \theta_s) = F_1 \cos(\theta_s - \omega t_1)$

例：三相绕组的基波合成磁动势是一个幅值恒定，空间正弦分布的
正向行波，是一个沿气隙圆周不断向前推进的旋转磁动势波。
(几何表示：圆行旋转矢量)

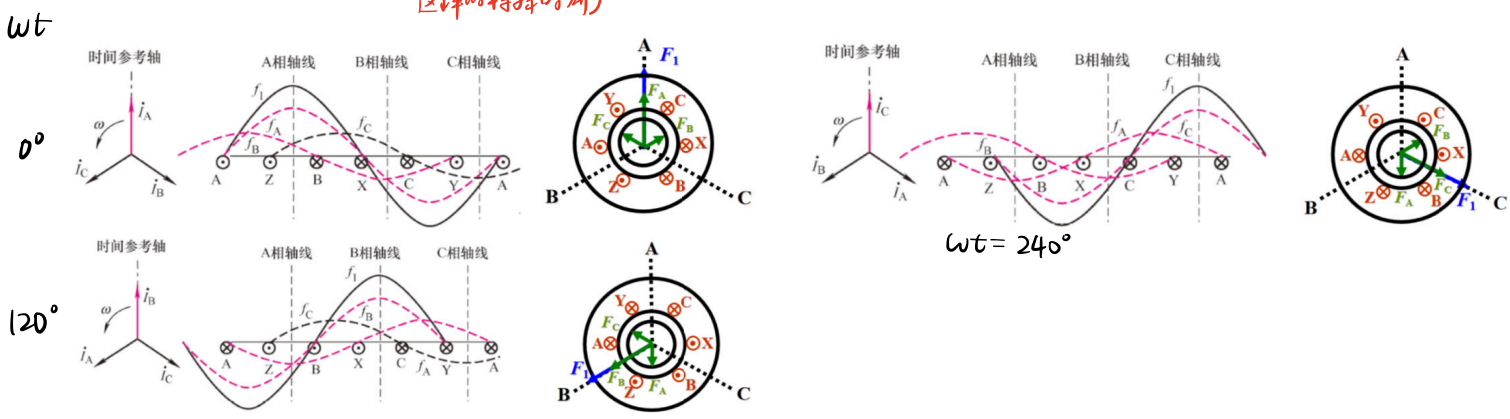
ωt 为 $0^\circ, 120^\circ, 240^\circ$ 时，磁动势幅值位于A、B、C相轴线处。结合电流关系，知某相电流最大时，合成磁动势正幅值恰与该相绕组轴线重合。因此磁动势是以电流超前的相绕组轴线向电流滞后的相绕组轴。改变电流相序即可改变转向！



幅点位置：令 $\cos(\theta_s - \omega t) = 1 \Rightarrow \theta_s = \omega t \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \Rightarrow n_s = \frac{\omega}{2\pi p} = \frac{f}{p} (r/s) = \frac{60f}{p} (rpm)$

此处为波幅所在位置的 θ_s
 波幅移动速度
 即可形成 即同步转速
 波幅转速 (其实其他点也一样, 只是波幅比较好说)

亦可用图解法分析。只需：①标出某时刻电流进出方向，②用右手定则判别出磁动势指向，再结合大小画出相量，③矢量合成。
 (常取 $\omega t = 0^\circ, 120^\circ, 240^\circ$ 这样的特殊时刻)



高次谐波磁动势:

$$f_v(\theta_s, t) = f_{Av}(\theta_s, t) + f_{Bv}(\theta_s, t) + f_{Cv}(\theta_s, t) \\ = F_{\varphi v} \cos(v\theta_s) \cos(\omega t) + F_{\varphi v} \cos v(\theta_s - 120^\circ) \cos(\omega t - 120^\circ) \\ + F_{\varphi v} \cos v(\theta_s - 240^\circ) \cos(\omega t - 240^\circ)$$

1) $v=3k$ ($k=1,3,5\dots$), 即 $v=3, 9, 15, 21 \dots$ $f_v(\theta_s, t) = 0$ 不转动

2) $v=6k-1$ ($k=1,2,3\dots$), 即 $v=5, 11, 17, 23 \dots$ 时

$f_v(\theta_s, t) = \frac{3}{2} F_{\varphi v} \cos(\omega t + v\theta_s)$ 谐波磁动势为转向与基波相反, $n_v = n_s/v$

3) $v=6k+1$ ($k=1,2,3\dots$), 即 $v=7, 13, 19, 25 \dots$ 时

$f_v(\theta_s, t) = \frac{3}{2} F_{\varphi v} \cos(\omega t - v\theta_s)$ 谐波磁动势为转向与基波相同, $n_v = n_s/v$

产生涡流损耗, 降低电机效率, 产生寄生转矩, 影响启动性能

可采用短距, 分布绕组以减少高次谐波磁动势。

7. 多相电机的对称多相绕组中的合成磁场

Lec 19

① 脉振磁动势的分解

$$f_{A1}(\theta_s, t) = \frac{1}{2} F_{\varphi 1} \cos(\theta_s - \omega t) + \frac{1}{2} F_{\varphi 1} \cos(\theta_s + \omega t)$$

↑ ↑
 正向推移的 反向推移的
 圆形旋转磁动势波 圆形旋转磁动势波
 两个等速、等大相向旋转的旋转磁动势

单相异步机与铁相分析要用

⇒ 合成结果: 单相脉振 (不推移)

② 磁动势的不同类型及生成条件

$$f_i(\theta_s, t) = F_{i+} \cos(\theta_s - \omega t) + F_{i-} \cos(\theta_s + \omega t)$$

⇒ 合成结果:

$F_{i+} \neq F_{i-}$ $F_{i+} = 0$ 或 $F_{i-} = 0$ $F_{i+} = F_{i-}$	$\left\{ \begin{array}{l} \text{椭圆形旋转磁动势} \\ \text{圆形旋转磁动势} \\ \text{脉振磁动势} \end{array} \right.$	\rightarrow	例如书 P75, 两相绕组的 椭圆形旋转磁场 (非对称绕组 或通入非对称交流电) $I_1 N_1 = \dots = I_m N_m$ ($m=1,2,\dots$) 且电流相位差为 $\left\{ \begin{array}{l} 90^\circ \text{ 两相} \\ 120^\circ \text{ 三相} \\ 135^\circ \text{ 四相} \\ 144^\circ \text{ 五相} \end{array} \right.$ 即 $\frac{n-1}{n} \times 180^\circ$ 多相绕组通入同相交流电 (幅值可不同)
--	--	---------------	---

要学会三角公式自行证明。

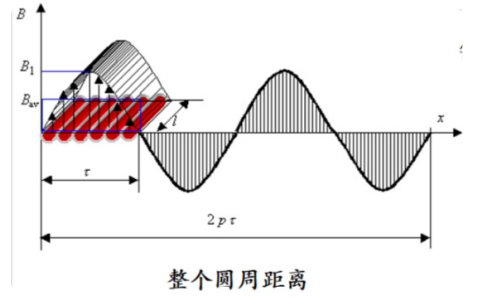
8. 交流绕组中的感应电势

Lec 19

1. 基波电动势:

(1) 整距线圈

动生电动势方式推导: 主极磁场下的气隙磁密 $B = B_1 \sin \frac{\pi}{\tau} x$



导体中感应电动势 $e_1 = Blv = \frac{B_1 l v \sin \frac{\pi x}{\tau}}{c} = \sqrt{2} \frac{E_1 \sin \frac{\pi}{\tau} x}{c}$ 每行进一个极距则前进 π 最大值 有效值

导体感应电动势最大值 $E_{m1} = B_1 l v$, 则有效值 $E = \frac{E_{m1}}{\sqrt{2}} = \frac{B_1 l v}{\sqrt{2}}$

每极下磁密平均值 $B_{av} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} B_1 \sin(\frac{\pi}{\tau} x) dx = \frac{2}{\pi} B_1 \Rightarrow$ 每极磁通量 $\phi_1 = \frac{2}{\pi} B_1 \tau l$

则: 以 ϕ_1 表示 $B_1 = \frac{\pi \phi_1}{2 \tau l}$ 又相对线速度 $v = \frac{2\pi r n}{60} = 2\pi f r$ 每转走过的长度 每秒走过的圈数

$$E = \frac{B_1 l v}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\frac{\pi \phi_1}{2 \tau l} \right] l (2\pi f) = \frac{\pi}{\sqrt{2}} f \phi_1 = 2.22 f \phi_1$$

[看图有助于理解]

整距线圈电动势: [单位] $E_{c1} = 2E_1' = 4.44 f \phi_1 \xrightarrow{N_c \text{匝}} E_{c1} = 4.44 f N_c \phi_1$

感生电动势方式推导:

设 $\phi_0 = \phi_m \sin \omega t \Rightarrow$ 相量表示: $\dot{\phi}_m$ (最大值相量)

则 $e_1 = -N_c \frac{d\phi_0}{dt} = -2\pi f N_c \phi_m \sin(\omega t - 90^\circ) = E_{1m} \sin(\omega t - 90^\circ)$

↓
最大值相量: $\dot{E}_{1m} = -N_c j \omega \dot{\phi}_m = 2\pi f N_c \dot{\phi}_m \angle -90^\circ$

$\phi_1 = \frac{2}{\pi} B_1 \tau l$

↓
有效值相量: $\dot{E} = \sqrt{2} \pi f N_c \dot{\phi}_m \angle -90^\circ = -j 4.44 f N_c \dot{\phi}_m$

$\Rightarrow E = \sqrt{2} \pi f N_c \phi_m = 4.44 f N_c \phi_m$ (ϕ_m 即 ϕ_1)

(2) 更一般情况下的相电动势

$E_{\phi_1} = 4.44 f N k_{w1} \phi_1$

k_{w1} : 基波绕组系数 包含两部分乘积

2. 高次谐波电动势

$E_{\phi_v} = 4.44 f_v N k_{wv} \phi_v$

$$\begin{cases} k_{b1} = \frac{\sin q \frac{\alpha}{2}}{q \sin \frac{\alpha}{2}} & \text{考虑分布式绕组} \\ k_{p1} = \sin(\frac{\pi}{2} \frac{y_1}{\tau}) & \text{考虑短距绕组} \end{cases}$$

$f_v = v f_1$ $\phi_v = \frac{2}{\pi} B_v \tau_v l$

高次谐波电动势产生转矩脉振, 谐波损耗;

使用分布式和短距绕组抑制谐波电动势;

使用斜槽和分槽等削弱其节距因数和分布因数

相同的谐波。

$k_{wv} = k_{bv} k_{pv}$ $\begin{cases} k_{bv} = \frac{\sin(q \frac{\alpha}{2})}{q \sin(\frac{\alpha}{2} v)} \\ k_{pv} = \sin(\frac{\pi}{2} \frac{y_1 v}{\tau}) \end{cases}$

异步电机：(共5个问题)

1. 异步电机结构

需要简单了解。



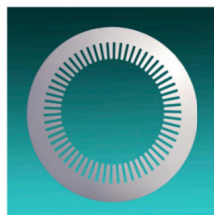
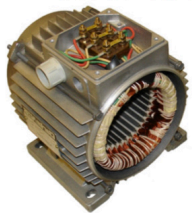
鼠笼式感应电机



转子集电环 接线盒
绕线式感应电机

定子、定子绕组、定子铁心和机座

- 定子铁心内圆开槽;



哈尔滨工业大学航天学院 控制与仿真中心

定子铁心：多层硅钢片叠成，内圆开槽，导磁性能好，减小涡流损耗

定子绕组为三相对称绕组，用于生成旋转磁场

可以接成星形或三角形
 { 按相数：单相与三相
 层数：单层与多层
 绕法：直绕组与波绕组

转子：转子铁芯，转子绕组和转轴

转子铁芯：多层硅钢片叠成
外圆开槽

转子绕组分为笼型和绕线型

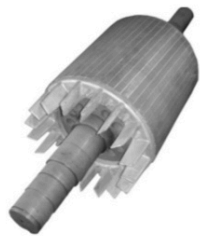
笼形：由槽内的导条和端环组成

绕线型：三个出线端由导电杆接三个集电环

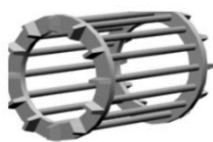
通过电刷与外电路连接 (可连外部可变电阻器)

导条和两端的端环构成。

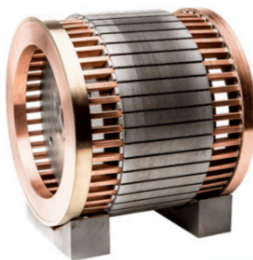
铜条转子



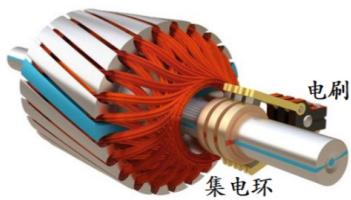
铸铝转子



绕组自行闭合

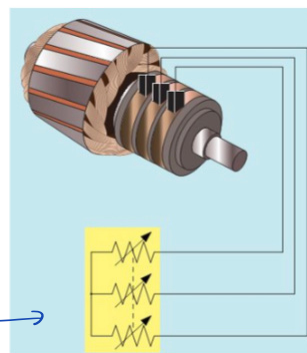


哈尔滨工业大学航天学院 控制与仿真中心



异步电机也可以有电刷！
但不换向，故无火花。

可外接可变电阻箱



笼形转子

自动与定子磁场的极对数匹配 $p_2 = p_1 = p$

匝数： $N_2 = \frac{1}{2}$

相数 $m_2 = Q_2 / p$

→ 导体数量

绕组因数都是1。(无分布且整距)

气隙：耦合定、转子磁场，实现机电能量转换

气隙小：减小电机主磁路的磁阻，降低励磁电流，提高功率因数 但可能影响装配

绕线型转子

2. 异步电机的运行分析和等效电路

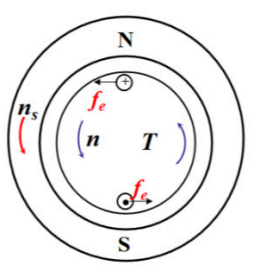
前提条件: 定转子磁对数相同。[相数可以不同]

转差率 $s = \frac{n_s - n}{n_s}$ (slip) $n < n_s$

电动机运行时, $0 < n < n_s$ $0 < s < 1$,

n_s 是发电机和电动机状态的分界点

发电机 $s < 0$ $n > n_s$

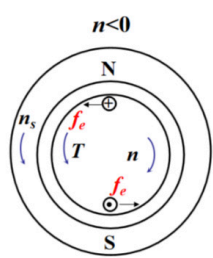


旋转磁场相对转子的旋转方向为逆时针;

电磁转矩 T 与转子转动方向相同

电磁转矩 T 是驱动转矩

电磁制动状态 $s > 1$ $n < 0$

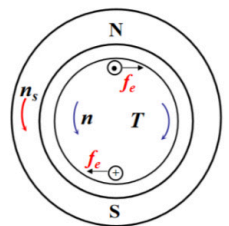


外力拖着与转子反着磁场方向旋转

旋转磁场相对转子的旋转方向为逆时针

电磁转矩 T 与转子转速方向相反

电磁转矩 T 是制动转矩



旋转磁场相对转子的旋转方向为顺时针;

电磁转矩 T 与转子转动方向相反

电磁转矩 T 是制动转矩

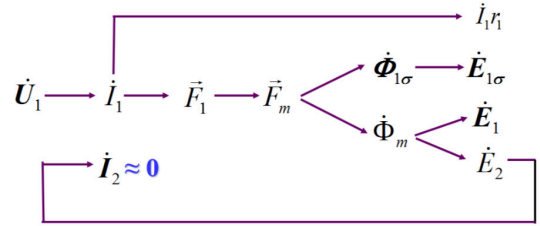
三相感应电机的定、转子电路间没有直接的电联系, 而是靠电磁感应实现的, 这一点和变压器完全相同。

其定子绕组相当于变压器的一次绕组, 转子绕组则相当于变压器的二次绕组。

异步电机可以看作是“会动的变压器”!

(1) 异步电机的空载运行 $n \approx n_s$ $s \approx 0$ $I_2 \approx 0$ $F_2 \approx 0$ $F_1 \approx F_0$

空载磁通 { 主磁通 ϕ_m 直接联系到能量转换 饱和
漏磁通 $\phi_{1\sigma}$ 只产生漏抗压降 不饱和

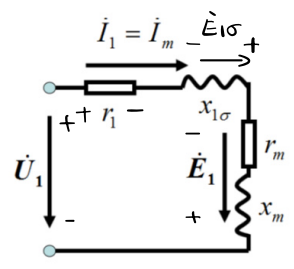


定子感应电势 $E_1 = -j4.44 f_1 N_1 k_{w1} \phi_m$

引入励磁阻抗 Z_m $E_1 = -\dot{I}_m Z_m = -\dot{I}_m (r_m + jx_m)$ { 励磁电阻 $r_m = \frac{P_{Fe}}{m_1 I_m^2}$
励磁电抗 $x_m = 2\pi f_1 L_m = 2\pi f_1 N_1^2 \Lambda_m$

定子漏电势 $E_{1\sigma} = -j4.44 f_1 N_1 k_{w1} \phi_{1\sigma}$

引入漏抗 $x_{1\sigma}$ $E_{1\sigma} = -j\dot{I}_1 x_{1\sigma}$ $x_{1\sigma} = 2\pi f_1 N_1^2 \Lambda_{1\sigma}$



感应电动机的空载等效电路

$U_1 = \dot{I}_1 r_1 - \dot{E}_{1\sigma} - E_1$ 由于 $|E_1| \gg |\dot{I}_1 Z_{1\sigma}|$, 可认为 $U_1 \approx -E_1$

$= \dot{I}_1 r_1 + j\dot{I}_1 x_{1\sigma} - E_1$

$= \dot{I}_1 (r_1 + jx_{1\sigma}) - E_1$

$= \dot{I}_1 Z_{1\sigma} - E_1$

$\rightarrow = r_1 + jx_{1\sigma}$ 定子漏阻抗

对于给定的电机, 频率一定时, $U_1 \propto \phi_m$

\Rightarrow 外加电压一定, 主磁通幅值基本为定值 (恒磁通)

* 感应电动机空载电流比变压器的大,

变压器磁场是脉振磁场, 感应电动机磁场是旋转磁场

负载运行时也可以这样认为

但模型相同

负载运行时相同

(2) 异步电机的负载运行及等效电路

带载使转速低于同步转速，从而产生转差，进而产生转子电动势/电流，进而产生电磁转矩。

i. 转子磁动势与电动势，电路模型

$$(f = \frac{Pn}{60})$$

$$n < n_s \quad \Delta n = n_s - n = \underline{Sn_s} \quad \text{转子感应电动势和电流的频率 } f_2 = \frac{P(n_s - n)}{60} = \frac{P \cdot Sn_s}{60} = Sf_1 \quad \text{称为转差频率}$$

正如定子中通入频率为 \$f_1\$ 的交流电产生频率为 \$\frac{P}{2} f_1\$ 的定子磁动势是一个道理，

转子是多相对称绕组通过多相对称电流，产生转子旋转磁动势 \$\underline{F}_2\$，\$\underline{F}_2\$ 相对于转子的转速为 \$n_2 = \frac{60 f_2}{P} = \frac{60 S f_1}{P} = Sn_s = \Delta n\$

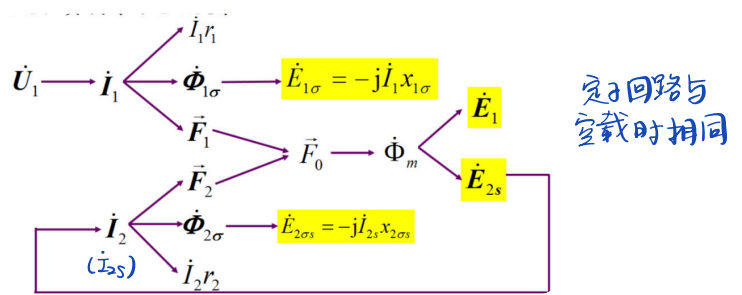
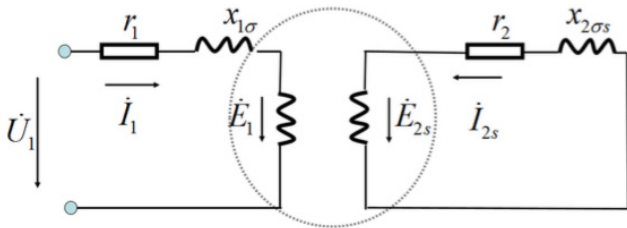
则 \$\underline{F}_2\$ 相对于定子的转速为 \$n_2 + n = \Delta n + n = \underline{n_s}\$ **定-转子磁动势保持相对静止!**
理解: 不同频电流/电势, 同频磁动势

如变压器中的主磁通是由一、二次绕组的磁动势共同作用产生一样。这也是可用变压器分析方法分析的依据所在。

每相转子电流有效值记作 \$I_{2s}\$，下标 \$s\$ 表示转子频率为转差频率。同样，转子每相感应电动势记作 \$E_{2s}\$。

则 转子旋转磁动势基波的幅值: $F_2 = \frac{m_2}{2} \times 0.9 \times \frac{N_2 k_{w2} I_{2s}}{P}$ m 为相数 可由三相对称时 \$F_1\$ 公式类推而来

相位: F_2 落后 \$B_m\$ $90^\circ + \beta_2$ $F \propto I \xleftrightarrow{\text{阻抗角}} U(E_{2s}) \xleftrightarrow{4.44 \text{公式, 相差 } 90^\circ} \phi_m \propto B_m$
转子回路阻抗角 (\$I_{2s}\$)



$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1(r_1 + jx_{1\sigma}) \quad \dot{E}_{2s} = \dot{I}_{2s}(r_2 + jx_{2\sigma s})$$

注意: 定子电路的频率为 \$f_1\$，转子电路的频率为 \$f_2\$

定转子耦合电路图

各物理量间关系

转子回路的物理量及其关系:

注意, 此式若由相量形式的式子导出 (感性角度), 易使人犯糊涂 同样的 \$\phi_m\$ 还有两种频率? (否则怎么导出前面的因式呢?) 其实没问题

注意, 切割的导体在磁极下磁链的转速发生变化! (可以抽限一点想, 若同步转动, 导体下磁链即变为常数, \$S=0, \omega=0, E=0\$!)

① 转子感应电动势有效值 $E_{2s} = 4.44 f_2 N_2 k_{w2} \phi_m = 4.44 S f_1 N_2 k_{w2} \phi_m$

$$= S \cdot \frac{4.44 f_1 N_2 k_{w2} \phi_m}{S} \rightarrow S=1 \text{ 时的 } E_{2s}, \text{ 因 } S=1 \text{ 故也是最大的 } E_{2s}, \text{ 记作 } E_2 \rightarrow \text{其频率也对转差率 } S=1 \text{ 情形, 即与 } f_1 \text{ 相同.}$$

② 转子感应漏磁电动势 $\dot{E}_{2\sigma s} = -j(2\pi f_2) L_{2\sigma} \dot{I}_{2s} = -j \dot{I}_{2s} x_{2\sigma s} \quad (x_{2\sigma s} = 2\pi f_2 L_{2\sigma})$
称为转子漏感抗

$$x_{2\sigma s} = 2\pi S f_1 L_{2\sigma} \quad (f_2 = S f_1)$$

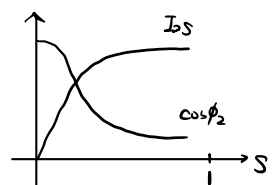
可见 \$S=1\$ 时漏感抗最大, 转速 \$\uparrow\$ 漏感抗 \$\downarrow\$
记最大漏感抗为 \$x_{2\sigma} = 2\pi f_1 L_{2\sigma}\$, 则 \$x_{2\sigma s} = S x_{2\sigma}\$

③ 转子电路方程: $\dot{E}_{2s} + \dot{E}_{2\sigma s} = \dot{I}_{2s} r_2 \quad \underline{\dot{E}_{2s} = \dot{I}_{2s} (r_2 + jx_{2\sigma s})}$

④ 转子电流 $\dot{I}_{2s} = \frac{\dot{E}_{2s}}{r_2 + jx_{2\sigma s}} \Rightarrow$ 有效值 $I_{2s} = \frac{E_{2s}}{\sqrt{r_2^2 + x_{2\sigma s}^2}} = \frac{S E_2}{\sqrt{r_2^2 + (S x_{2\sigma})^2}} \begin{cases} S=0 \rightarrow I_{2s}=0 \\ S=1 \rightarrow I_{2s} = \frac{E_2}{\sqrt{r_2^2 + x_{2\sigma}^2}} \quad (I_{2s, \max}) \end{cases}$

⑤ 转子电路功率因数 $\cos \beta_2 = \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + x_{2\sigma s}^2}} = \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + (S x_{2\sigma})^2}} \begin{cases} S \rightarrow 0 \quad r_2 \gg S x_{2\sigma} \rightarrow \cos \beta_2 \approx 1 \\ S \text{ 较大} \quad r_2 \ll S x_{2\sigma} \rightarrow \cos \beta_2 \propto \frac{1}{S} \end{cases}$

转子转动时, 转子电路中各量均与转差率有关, 即与转速有关。



ii、定、转子绕组的同频电压(相量)方程、频率归算

现在的问题：定、转子电量的频率不相同，先化成相同的，便于后续合并

什么时候频率相同？ $f_2 = sf_1 \Rightarrow s=1$ 即 $n=0$ (转子不转动!)

归算是一种等效，则其需

与原物理量建立联系以便反算

不能影响被等效部分之外的电路 \rightarrow 有哪些需记的量？关键看定、转子的联系：仅有磁动势！

则：保证转子磁动势不变！

\rightarrow 转子电流的大小和阻抗角不变！与转子电流频率无关！

(影响幅值)

(影响相角)

(归算不影响被等效电路以外部分!)

是为 频率归算！用一个不转的转子来替代会转的转子。

$$\text{转子电流 } \dot{I}_{2s} = \frac{\dot{E}_{2s}}{r_2 + jx_{2s}} = \frac{s\dot{E}_2}{r_2 + jsx_{2\sigma}}$$

$$\text{分子、分母同除以 } s \quad \dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_2}{\frac{r_2}{s} + jx_{2\sigma}} = \frac{\dot{E}_2}{r_2 + \frac{1-s}{s}r_2 + jx_{2\sigma}}$$

用静止的，转子电阻为 $\frac{r_2}{s}$ ，频率为 f_1 的转子代替旋转的，电阻为 r_2 ，频率为 f_2 的转子。

\rightarrow 归算后各物理量去掉 s ，表示频率已不再是转差频率。

\dot{I}_2 的幅值虽仍与 \dot{I}_{2s} 相同，但其频率已变为 f_1

\rightarrow 阻抗角不变 + 电流幅值不变

\Rightarrow 满足条件！

第一项为转子本身电阻

第二项为转子旋转时的机械功率对应的电阻，

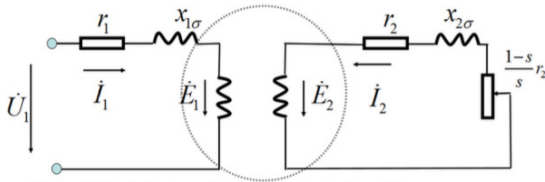
其上的损耗功率等于转子旋转时的机械功率

即：用可变电阻来反映转子旋转损耗功率

电压平衡方程式

$$\dot{E}_2 = \dot{I}_2 (r_2 + \frac{1-s}{s}r_2 + jx_{2\sigma})$$

得到频率归算后电路：



III. 定子绕组回路的合并 —— 绕组归算

→ 将其类似变压器!

将实际转子绕组变成一样的

目的: 用与定子绕组的匝数、相数和绕组因素相同的等效转子绕组代替实际转子绕组。即 $m_2' = m_1, k_{w2}' = k_{w1}, N_2' = N_1$

归算后各物理量加上', 表示是绕组归算后的结果。

① 电流归算 归算前后转子磁动势大小和空间相位不变 $F_2' = F_2$

$$\frac{m_2'}{2} \times 0.9 \times \frac{N_2'}{p} k_{w2}' I_2' = \frac{m_2}{2} \times 0.9 \times \frac{N_2}{p} I_2 k_{w2} \Rightarrow I_2' = \frac{m_2 N_2 k_{w2}}{m_1 N_1 k_{w1}} I_2$$

$$\frac{m_1}{2} \times 0.9 \times \frac{N_1}{p} k_{w1} I_2' = \frac{m_2}{2} \times 0.9 \times \frac{N_2}{p} I_2 k_{w2} \Rightarrow I_2' = \frac{I_2}{k_i}, k_i \text{ 为电流变比}$$

定义为 $\frac{m_1 N_1 k_{w1}}{m_2 N_2 k_{w2}}$

则电流归算方法: 除以电流变比 k_i

② 电势归算 由于主磁通不变 则 $E_2' = 4.44 f_1 N_2' k_{w2}' \phi_m = 4.44 f_1 N_1 k_{w1} \phi_m = E_1$ (化到此可将转子回路直接并到定子回路右端)

$$= 4.44 f_1 N_2 k_{w2} \phi_m \frac{N_1 k_{w1}}{N_2 k_{w2}} = k_e E_2 \quad [k_e = \frac{N_1 k_{w1}}{N_2 k_{w2}}]$$

则电势归算方法: 乘以电势变比 k_e , 也即变为 E_1

③ 阻抗归算 依据: 归算前后转子上消耗的有功功率和无功功率应保持不变

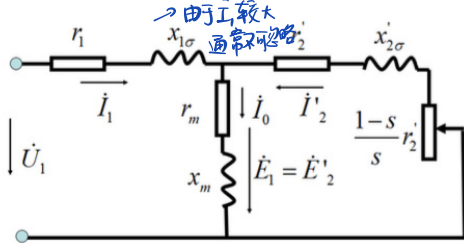
有功: $m_2' I_2'^2 \frac{r_2'}{s} = m_1 I_2^2 \frac{r_2}{s} = m_2 I_2^2 \frac{r_2}{s}$ (有功)

绕组归算后的有功 \leftarrow 应使二者相等 \rightarrow 通过此式求得 $r_2' = \left(\frac{I_2}{I_2'}\right)^2 r_2 \frac{m_2}{m_1} = k_e k_i r_2$

无功: $m_2' I_2'^2 x_{2\sigma}' = m_1 I_2^2 x_{2\sigma} = m_2 I_2^2 x_{2\sigma} \Rightarrow x_{2\sigma}' = \frac{m_2}{m_1} \left(\frac{I_2}{I_2'}\right)^2 x_{2\sigma} = k_e k_i x_{2\sigma}$

⇒ 转子漏阻抗归算值为: 原阻抗值乘以电流和电势的变比 $k_e k_i$ 功率因数仍不变

绕组归算后等效电路



$E_2' = k_e E_2 = E_1$ 电压等效

转子回路电压方程: $E_2' - I_2' (r_2' + jx_{2\sigma}') - I_2' \frac{1-s}{s} r_2' = 0$

磁势平衡方程式: $I_1 = I_0 - I_2'$

励磁支路阻抗约束: $E_1 = -I_0 Z_m = -I_0 (r_m + jx_m)$

定子回路电压方程: $U_1 = -E_1 + I_1 (r_1 + jx_{1\sigma})$

利用 $F_0 = F_1 + F_2$ 可求得。注意, 用等效归算后的值代入!

运用等效电路分析典型运行情况:

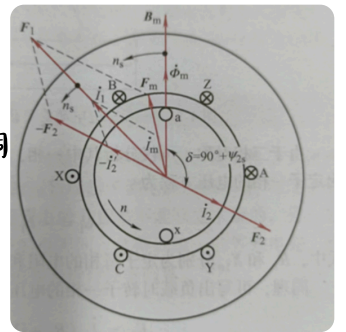
① 空载 $n \approx n_s, s \approx 0$ 转子近似开路 ($r_2'/s \rightarrow \infty$)
 定子电流主要为励磁电流, 定子功率因数很低;
 定子漏阻抗压降很小, U_1 近似等于 E_1

(堵转)

② 起动: $n=0, s=1$, 附加电阻为0, 只有漏阻抗, 定转子电流都很大

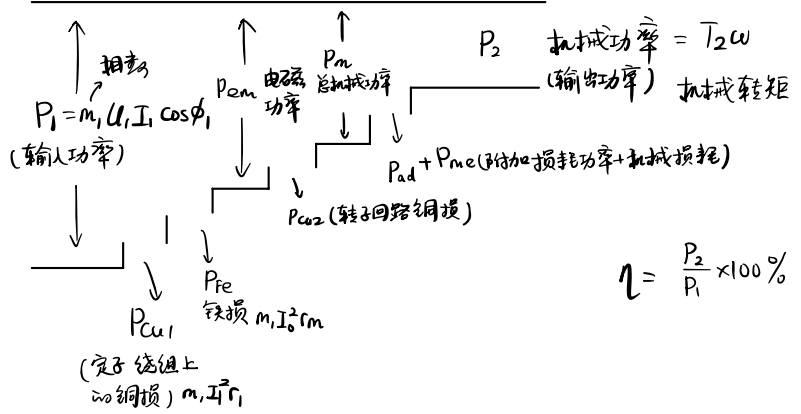
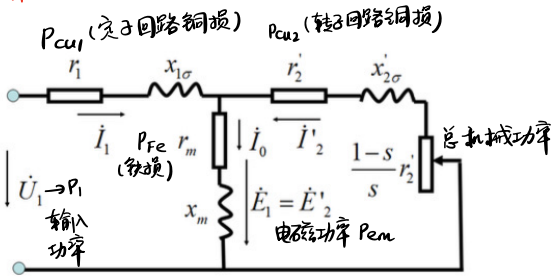
③ 额定运行: 转差率较小, 转子漏阻抗基本呈感性, 转子功率因数很高。转子电流基本是有功分量, 相应电机定子功率因数也较高。

F_1, F_2, F_0 在空间上的相位关系
 与 I_1, I_2, I_0 在时间上的相位关系相同



3. 异步电机的机械特性

(1) 异步电动机功率传输关系



对右后级参考表达式 对右后级物理表达式

$$\text{电磁功率 } P_{em} = m_1 I_2'^2 \frac{1}{s} r_2' = m_1 E_2' I_2' \cos \phi_2$$

$$P_{cu2} = m_1 I_2'^2 r_2' = s P_{em}$$

$$\text{总机械功率 } P_m = (1-s) P_{em} = m_1 I_2'^2 \frac{1-s}{s} r_2'$$

$$\text{输出功率 } P_2 = P_m - P_{me} - P_{ad}$$

$$P_m = P_2 + (P_{me} + P_{ad})$$

$$\Rightarrow \frac{P_m}{\omega} = \frac{P_2}{\omega} + \frac{P_{me} + P_{ad}}{\omega} \Rightarrow T = T_2 + T_0$$

$$T = \frac{P_m}{\omega} = \frac{(1-s) P_{em}}{(1-s) \omega_s} = \frac{P_{em}}{\omega_s}$$

↓
同步转速 - 转差 = 转子角速度

T : 电磁转矩 (T_{em})
 T_2 : 负载转矩
 T_0 : 空载制动转矩

特别地, 对于三相异步电机: 输入功率 $P_1 = 3 U_1 I_1 \cos \phi_1 = \sqrt{3} U_N I_N \cos \phi_N$ 线电压 = 线电流 = 相电流, $\sqrt{3}$ 相电压
 机械功率 $P_2 = \eta P_1 = \sqrt{3} U_N I_N \eta \cos \phi_N$ 线电压 = 相电压, 线电流 = $\sqrt{3}$ 相电流
 均为线电压、线电流。

$$= T_N \omega_N \quad [\text{额定转矩} \times \text{额定转速}]$$

(2) 异步电机的机械特性

$$T = \frac{P_{em}}{\omega_s} = \frac{m_1 I_2'^2 r_2' \frac{1}{s}}{2\pi f_1 / p} \quad I_2' = ?$$

由于励磁阻抗比定、转子漏阻抗大得多, 若把励磁阻抗支路视为开路: $I_2' \approx \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + \frac{r_2'}{s})^2 + (x_{1\sigma} + x_{2\sigma}')^2}}$

则参考表达式: $T = \frac{m_1 p U_1^2 r_2' \frac{1}{s}}{2\pi f_1 [(r_1 + \frac{r_2'}{s})^2 + (x_{1\sigma} + x_{2\sigma}')^2]}$

转差率不变时, 电磁转矩仅与外加电压平方成正比
 电压与频率不变时, 电磁转矩仅与转差率有关

物理表达式: $T = \frac{P_{em}}{\omega_s} = \frac{m_1 E_2' I_2' \cos \phi_2}{2\pi f_1 / p} = \frac{m_1 (\sqrt{2} \pi f_1 N_1 k_w \phi_m) I_2' \cos \phi_2}{2\pi f_1 / p}$

$$= \frac{p m_1 N_1 k_w}{\sqrt{2}} \phi_m \frac{I_2}{k_2} \cos \phi_2$$

$$= \frac{p m_2 N_2 k_w}{\sqrt{2}} \phi_m I_2 \cos \phi_2 = C_T \phi_m I_2 \cos \phi_2$$

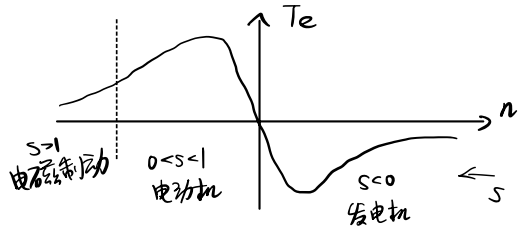
式中 $C_T = \frac{p m_2 N_2 k_w}{\sqrt{2}}$ $\cos \phi_2 = \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + (s x_{2\sigma}')^2}}$ \rightarrow 归算前后功率因数不变, 所以用归算前的量计算即可。

$$T = C_T \phi_m I_2 \cos \phi_2 = C_T \frac{U_1}{4.44 f_1 N_1} \frac{r_2}{\frac{1}{2s} \sqrt{r_2^2 + (s x_{2\sigma}')^2}} = C_T \frac{1}{4.44 f_1 N_1} U_1 \frac{s E_2}{\sqrt{r_2^2 + (s x_{2\sigma}')^2}} \frac{r_2}{\sqrt{r_2^2 + (s x_{2\sigma}')^2}} \approx C \frac{s r_2}{r_2^2 + (s x_{2\sigma}')^2} U_1^2$$

$U_1 \approx E_1, E_1 = k_e E_2$

$T \approx C \frac{s r_2}{r_2^2 + (s x_{2\sigma})^2} U_1^2$ ($C = \frac{C_T}{4.44 f_1 m_1 k_e}$ 电机常数) 同样可分析出之前结论。

① T-s 曲线 (当 U_1, f_1 与电机参数不变时)



$\frac{dT}{ds} = 0 \Rightarrow$ 临界转差率 $S_m = \frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_{1\sigma} + x_{2\sigma}')^2}}$

最大电磁转矩 $T_m = \frac{m_1 p U_1^2}{4\pi f_1 [r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_{1\sigma} + x_{2\sigma}')^2}]}$

结合参数表达式得

$$\frac{T}{T_m} = \frac{S_m + s}{S_m \cdot s + S_m^2}$$

$$S_m = S_n (k_m + \sqrt{k_m^2 - 1})$$

$k_m = \frac{T_m}{T_n}$ 称为过载倍数

[一般取 1.6~2.5]

(保证电动机不因短时过载而停转)

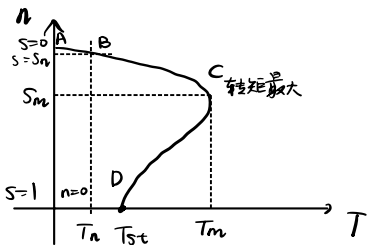
简化公式中 $S_m \approx \frac{r_2}{x_{2\sigma}}$

$T_m \approx C \frac{U_1^2}{2 x_{2\sigma}}$

通常 $r_1 \ll x_{1\sigma} + x_{2\sigma}' \Rightarrow S_m \approx \frac{r_2'}{x_{1\sigma} + x_{2\sigma}'}$
与 U_1 无关, 正比于 r_2
反比于 $x_{1\sigma} + x_{2\sigma}'$

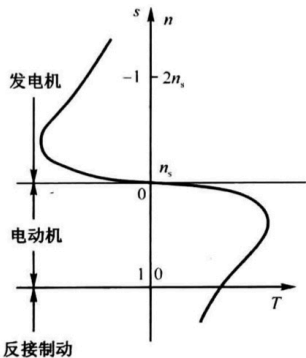
$T_m \approx \frac{m_1 p U_1^2}{4\pi f_1 (x_{1\sigma} + x_{2\sigma}')}$
 f_1 一定时正比于 U_1^2
与 $x_{1\sigma} + x_{2\sigma}'$ 成反比, 与 r_2 基本无关

② 固有机械特性 $n = f(T)$

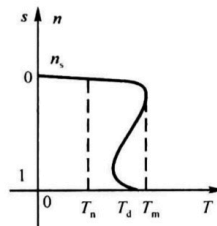


- A: 同步点 $n = n_s, S = 0, T = 0$
- B: 额定工作点 $n = n_n, S = S_n, T = T_n$ S_n 在 0.01~0.05
- C: 最大转矩 $n = n_m, S = S_m, T = T_m$ S_m 在 0.2~0.3
- D: 起动点 $n = 0, S = 1, T = T_{st}$

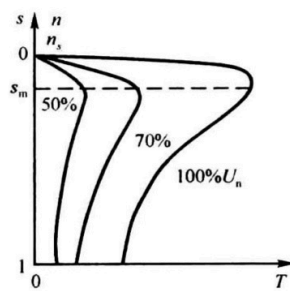
稳定运行时: $\frac{dT}{dn} < \frac{dT_L}{dn}$ [如果可认为转矩变化率比负载转矩变化率还小, 则稳定运行区] 一般 $\frac{dT_L}{dn} > 0$, 故稳定运行区一般在 $0 < s < S_m$ ($\frac{dT}{dn} < 0$ 区)



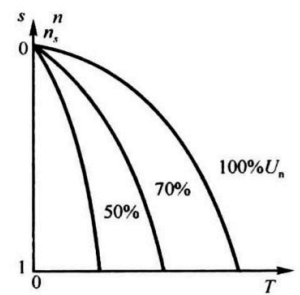
(a) 典型特性



(b) Y系列电动机的机械特性



(a) 普通鼠笼转子的特性



(b) 高电阻转子的特性

图 3-23 异步电动机调压时的机械特性曲线

图 3-22 异步电动机的机械特性曲线

起动转矩并不都小, 也有大的。不能一概而论。
下面分析主要针对普通鼠笼转子(典型特性)。

4. 异步电机的启动与调速方法

(1) 异步电机的启动转矩分析

$$T_{st} = \frac{m_1 p U_1^2 r_2'}{2\pi f_1 [(r_1 + r_2')^2 + (x_{1\sigma} + x_{2\sigma}')^2]} \propto U_1^2, \text{ 或 } T \approx C \frac{s r_2}{r_2^2 + (x_{2\sigma}')^2} U_1^2, \text{ 又 } x_{2\sigma}' \gg r_2 \Rightarrow T_{st} \approx C \frac{r_2}{(x_{2\sigma}')^2} U_1^2 \propto U_1^2$$

↑ 其实是在 r_2 项处加上外接电阻

(1) $U_1 \downarrow \Rightarrow T_{st} \downarrow \downarrow$

(2) 与 r_2 有关, 适当 $r_2 \uparrow \rightarrow T_{st} \uparrow$ 。对绕线式异步电动机可通过转子回路串电阻实现
对鼠笼式异步电动机, 则无法这样做, 只有当启动转矩大于负载所需转矩时, 电动机才能启动

$$K_{st} = \frac{T_{st}}{T_n} \text{ [启动转矩倍数]} > 1 \text{ 的笼型异步电动机才能经过负载启动。}$$

启动电流大和启动转矩小的原因:

忽略励磁电流

$$I_{st} \approx \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + \frac{r_2'}{s})^2 + (x_{1\sigma} + x_{2\sigma}')^2}} \xrightarrow{s=1} \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + r_2')^2 + (x_{1\sigma} + x_{2\sigma}')^2}} \quad n=0, E_2 \uparrow \rightarrow I_2 \uparrow \rightarrow I_1 \uparrow$$

$$T = C_T \phi_m I_2 \cos \varphi_2 \quad \varphi_2 = \arctan(s x_{2\sigma}' / r_2') \xrightarrow{s=1} \arctan(x_{2\sigma}' / r_2') \xrightarrow{x_{2\sigma}' \gg r_2'} \text{趋近于 } \frac{\pi}{2} \Rightarrow \cos \varphi_2 \text{ 低}$$

$$U_1 = \dot{I}_1 Z_{1\sigma} - \dot{E}_1 \quad I_1 \uparrow \quad E_1 \downarrow \quad \phi_m \downarrow$$

} 总效果 T_{st} 不大
↓
轻载时也有此问题

(2) 异步电机的启动方法

① 直接启动: 将定子绕组直接接在额定电压的电源上启动。

优点: 操作简单, 不需要复杂启动设备

缺点: 启动电流很大, 而启动转矩并不大。

② 降压启动: 由上述(1)点知道 $U_1 \downarrow \Rightarrow I_{st} \downarrow$: 利于降低启动电流

$T_{st} \downarrow$: 只适于轻载或空载启动!

方法: i. 定子串电抗器(电感器)启动 与上面转子串电阻相似

ii. 星三角换接降压启动 启动时 $\Delta \rightarrow Y$, 稳定后 $Y \rightarrow \Delta$

启动电流和转矩均降为原来的 $\frac{1}{3}$

$$\begin{cases} Y: \text{线电流} = \text{相电流}, \text{线电压} = \sqrt{3} \text{相电压} \\ \Delta: \text{线电压} = \text{相电压}, \text{线电流} = \sqrt{3} \text{相电流} \end{cases} \Rightarrow \Delta \rightarrow Y: \frac{I_{stY}}{I_{st\Delta}} = \frac{U_1 / (\sqrt{3} Z)}{\sqrt{3} U_1 / Z} = \frac{1}{3} \quad \frac{T_{stY}}{T_{st\Delta}} = \left(\frac{U_1 / \sqrt{3}}{U_1}\right)^2 = \frac{1}{3}$$

iii. 自耦变压器降压启动 (容易理解, 略)

③ 绕线型异步电动机: $I_{st} \approx \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + r_2')^2 + (x_{1\sigma} + x_{2\sigma}')^2}}$ 转子回路串电阻, $I_{st} \downarrow$

串入电阻合适, 既可以减小启动电流, 又可以增加启动转矩

$$S_m \approx \frac{r_2'}{(x_{1\sigma} + x_{2\sigma}')^2} \quad T_m \approx \frac{m_1 p U_1^2}{4\pi f_1 (x_{1\sigma} + x_{2\sigma}')^2} \quad \text{串入 } R_{st} \quad S_m \uparrow \quad T_m \text{ 大致不变}$$

为减小电流和转矩冲击, 有较大平均启动转矩, 常用电阻逐级切除。

若 $S_m = 1$ 可使启动转矩等于最大转矩 $R_{st}' + r_2' = x_{1\sigma} + x_{2\sigma}' \Rightarrow R_{st} = \frac{1}{k_e k_i} (x_{1\sigma} + x_{2\sigma}' - r_2')$

应使电机容量与负载相适配。

若所选电机功率过大，除设备投资较大，轻载运行时效率和功率因数都较低，造成浪费 [大马拉小车]

若所选电机容量小于负载功率，则电机长期过载运行，铜耗急剧增大，电机过分发热而损坏。 [小马拉大车]

轻载或空载运行时应根据负载特点采取措施达到节能目的。

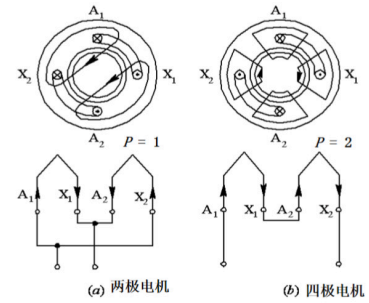
(3) 三相异步电动机的调速

$$n = n_s(1-s) = \frac{60f_1}{P}(1-s)$$

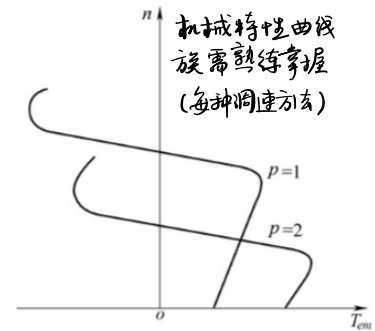
改变 P	变频调速
改变 s	调定子电压、调转子电阻、串级调速 (略)
改变 f	变频调速

① 变频调速 同步转速与极对数成反比。仅适用于笼型异步电机 (转子与定子自动实现磁极数相等) 原理的即可

特点: ①机械特性较硬, 稳定性好; ②无转差损耗, 效率高
③接线简单, 控制方便, 价格低; ④有级调速, 平滑性差

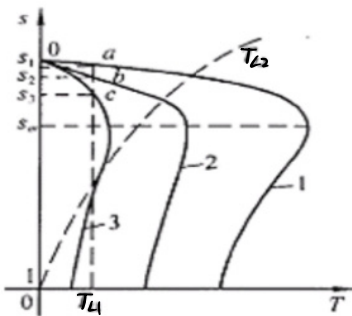


改变绕组连接方式



② 变转差率调速

i. 改变定子电压 U_1



U_1 不同时不同 $T-s$ 曲线。其与负载 $T-s$ 曲线交点即为工作点。
($T-n$)

对恒转矩负载 T_L : 注意其可能与电机 $T-s$ 曲线交于多点, 只取稳定运行区内的交点! 则调速范围很窄。

对风机、泵类负载 T_L : 调速范围较大, 但过载能力下降很多。但低速运行时, 出现过电流和功率因数降低的现象。
(铜耗高)

ii. 转子串电阻 仅适用于绕线式转子

$$\text{串入 } R_{st} \Rightarrow s_m \uparrow \quad T_m \text{ 大致不变}$$

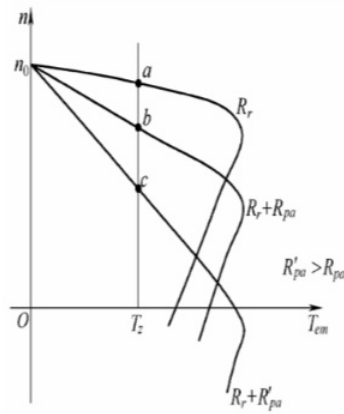
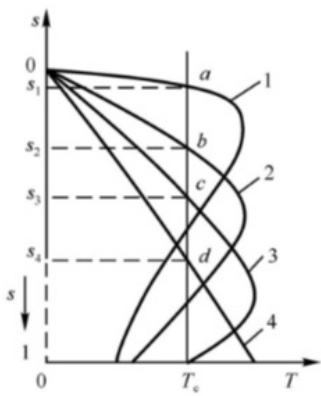
设调速前转差率为 s_1 , 调速后为 s , 则由 $s \propto r$ 得 $\frac{r_2}{s_1} = \frac{r_2 + r_s}{s} = \text{常值}$

恒转矩调速时, $T = \frac{P_{em}}{\omega_s}$ 不变 $\Rightarrow P_{em}$ 不变 $\Rightarrow P_{Cu2} = s P_{em} \uparrow$

缺点: 转速低时铜耗大, 效率低
电阻不连续, 调速不平滑 (有级调速)

适用于对调速性能要求不高的场合。

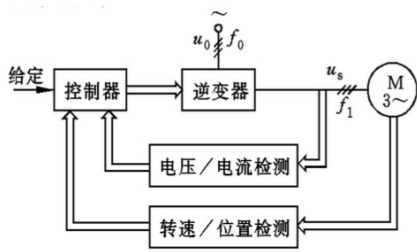
优点: 方法简单, 设备投资不高, 工作可靠



iii. 串级调速

(略) 即转子回路串入附加电势进行调速

③ 变频调速



变频器 { 交-交 (大容量、低速)
交-直-交 (中功率、转速较高、负载平稳) 频率调节范围宽, 功率因数↑

基频以下调速: 恒压频比调速

基频出发点: $U_1 \approx E_1 = 4.44 f_1 N_1 k_w \phi_m$ 希望 ϕ_m 为恒定 (ϕ ↑ 磁路过于饱和, 激磁电流急剧增加)
 ϕ ↓ ~ 欠饱和, 出力小, 材料未充分利用

因此 $f_1 \downarrow$ 时, $U_1 \downarrow$, 保持 U_1/f_1 为常数 $T_m \approx \frac{m_1 p U_1^2}{4\pi f_1 (X_{1\sigma} + X_{2\sigma}')^2} = \frac{m_1 p U_1^2}{8\pi^2 f_1^2 (L_{1\sigma} + L_{2\sigma}')^2} \Rightarrow T_m \propto \left(\frac{U_1}{f_1}\right)^2$

上述仅是基本思想, 具体, 对不同频率有不同考虑:

f_1 较高时, E_1 大 $\rightarrow U_1 = -E_1 + I_1 Z_{1\sigma} \approx -E_1$ 则 $E_1/f_1 = c \rightarrow U_1/f_1 = c$ (恒压频比控制)

f_1 很低时, E_1 小, $I_1 Z_{1\sigma}$ 不能忽略 $U_1 \approx -E_1$ 不再成立

$Z_{1\sigma} = R_1 + jX_{1\sigma} \approx R_1$ (R_1, I_1 比重大) 则: 只有适当抬高 U_1 以克服 $R_1 I_1$, 使 $E_1/f_1 \propto \phi_m = c$ 成立

因此必须进行低频补偿 (低频电压提升)

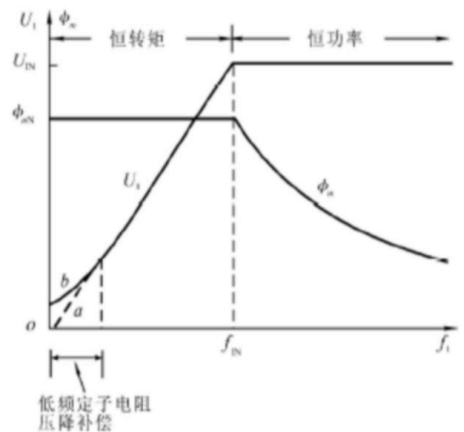
基频以上调速: 不能作 $U_1/f_1 = c$ 控制, 否则 $U_1 \geq U_{1N}$ (耐压受不了)

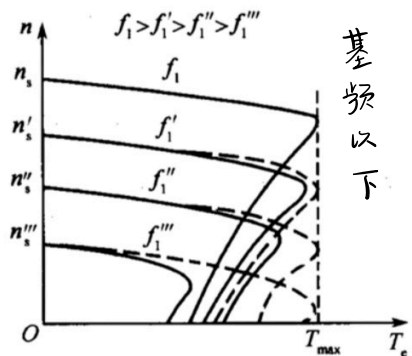
\rightarrow 维持 $U_1 = U_{1N} \approx E_1 \propto f_1 \phi_m$ 不变

则有 $\phi_m \propto \frac{U_{1N}}{f_1} \propto \frac{1}{f_1}$, 即 $f \uparrow$, $\phi_m \downarrow$ (弱磁)

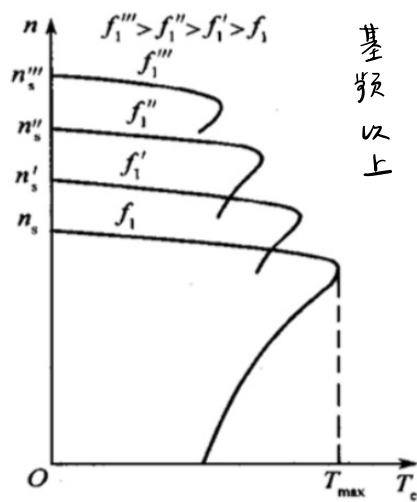
电磁转矩 $T \propto \phi_m \propto \frac{1}{f_1} \propto \frac{1}{\omega_1}$ $f \uparrow \rightarrow T \downarrow$

$T\omega$ 近似不变, 近似为恒功率调速。





不同频率的机械特性曲线彼此平行，最大转矩不变。
实际上，频率低时，定子电阻影响逐步显现，最大转矩会减小。
实线为 $U_1/f=C$ ，虚线为理想 $E_1/f=c$



当频率 f_1 增大时，磁通 Φ_m 将减小，因此从基频向上的变频调速是一种恒压弱磁的调速方式。这种情况与直流电动机（恒压）弱磁调速很相似。最大转矩将随频率上升而减小。近似为恒功率调速。

优点：① 控制电机启动电流，降低电力系统电压波动，启动时所需功率更低

- ② 获得更好调速特性；
- ③ 提高运行效率，节能明显；
- ④ 减少机械传动部件，实现直驱。

了解变频调速的好处(如变频空调)

矢量控制和直接转矩控制(略)

调速方式	转子串电阻	定子调压	电磁离合器	液力偶合器	液粘离合器	变极	串级	变频
调速方法	改变转子串电阻	改变定子输入调压	改变离合器励磁电流	改变偶合器工作腔充油量	改变离合器摩擦片间隙	改变定子极对数	改变逆变器的逆变角	改变定子输入频率和电压
调速性质	有级	无级	无级	无级	无级	有级	无级	无级
调速范围	50~100%	80~100%	10~80%	30~97%	20~100%	2, 3, 4, 档转速	50~100%	5~100%
响应能力	差	快	较快	差	差	快	快	快
电网干扰	无	大	无	无	无	无	较大	有
节电效果	中	中	中	中	中	高	高	高
初始投资	低	较低	较高	中	较低	低	中	高
适用范围	笼型异步电机	笼型异步电机、笼型异步电机	笼型异步电机	笼型异步电机、同步电机	笼型异步电机、同步电机	笼型异步电机	笼型异步电机	异步电机、同步电机

5. 单相异步电机

之前的分析都基于旋转磁场。如何借用之前结论? 回忆: 单相脉振磁场
 可分解为两个圆形旋转磁场之叠加 \Rightarrow 力矩也是两圆形旋转磁场生成力矩的叠加!

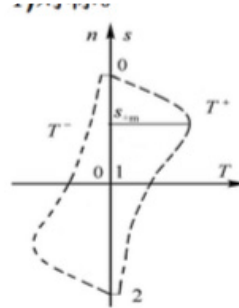
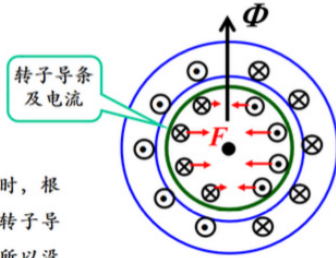
定子通入单相交流电, 形成脉振磁场。磁感应强度空间上呈正弦分布, 时间上按正弦变化。

若通入电流 $i = \sqrt{2} I \sin \omega t$ $f_{\phi_1} = F_{\phi_1} \cos \theta_s \sin \omega t = \frac{1}{2} F_{\phi_1} \sin(\theta_s - \omega t) + \frac{1}{2} F_{\phi_1} \sin(\theta_s + \omega t) = f_{\phi_1}^+ + f_{\phi_1}^-$

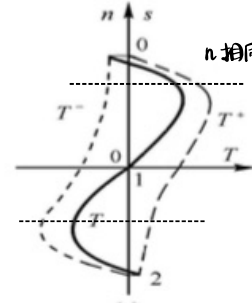
单相异步电机的特点:

自身没有启动转矩

当定子绕组产生的合成磁场增加时, 根据右手螺旋定则和左手定则, 可知转子导条左、右受力大小相等方向相反, 所以没有启动转矩。



脉振磁场对应的正、反转磁场对应的电磁转矩曲线

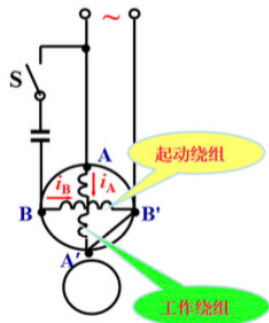


叠加结果

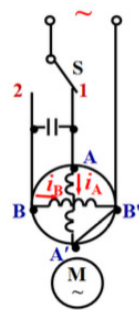
无启动转矩, 但转动后有维持转动的转矩

为了获取启动转矩, 单相异步电机定子需特殊设计。以下两种常见设计都使用鼠笼式转子。

- ① 电容分相式: 有两个绕组: 运行绕组、启动绕组 两绕组空间排布差 90° \Rightarrow 两相方式启动, 有启动转矩
 直接接电源 经电容接电源 两绕组中电流相位差近 90°



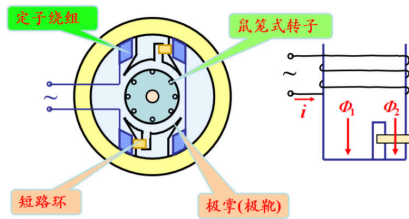
电容启动式异步电动机 (转子转动起来后, 利用离心开关S断开)



实现正反转的电路 (将开关拨到1或2可改变转向 因为改变了电流的相位关系)

② 罩极式:

电流通过定子绕组, 产生磁通 ϕ , 另一部分磁通与短路环作用, 产生磁通 ϕ_2 , 由于短路环中感应电流的阻碍作用, 使 ϕ_2 在相位上滞后 ϕ , 形成椭圆旋转磁场 (跟通电产生旋转是一个效果)



不可改变转向 (超前指向滞后) 启动转矩较小, 常用于电风扇, 吹风机中。

三相异步电动机单相运行: 三相异步机运行中缺一相即成为单相电动机。此时电动机仍将连续转动。

此时还带额定负载, 则势必超过额定电流, 时间长会使电机烧坏。

若负载转矩大于脉振磁场最大转矩, 电机将逐渐停转; 若小于~, 则电机继续旋转, 但转速下降。

三相异步电动机单相启动: 启动前断线, 则不能启动, 只听到嗡嗡声, 电流很大, 时间长会烧坏电机。

磁场为单相脉振磁场, 无启动转矩