



第1章 直流伺服电动机

控
制
电
机

- 1.1 概述
- 1.2 直流伺服电动机的控制方式和运行特性
- 1.3 直流伺服电动机的动态特性
- 1.4 特种直流伺服电动机
- 1.5 直线直流电动机





1.1 概述

控
制
电
机

1. 伺服电动机的概念
2. 伺服电动机的分类
3. 控制系统对伺服电动机的基本要求





1.1 概述

1. 伺服电动机的概念

伺服电动机又称为执行电动机，其功能是把输入的电压信号变换成转轴的角位移或角速度输出。

2. 伺服电动机的分类

直流伺服电动机	<ul style="list-style-type: none"> 普通直流伺服电动机 低惯量直流伺服电动机 直流力矩电动机
交流伺服电动机	<ul style="list-style-type: none"> 两相感应伺服电动机 三相感应伺服电动机 无刷永磁伺服电动机
直线伺服电动机	电机为直线运动





1.1 概述

3. 控制系统对伺服电动机的基本要求

- 宽广的调速范围；
- 机械特性和调节特性均为线性；
- 无“自转”现象；
- 快速响应。

此外，还要求伺服电动机的控制功率小、重量轻、体积小等。





1.2 直流伺服电动机的控制方式和运行特性

控
制
电
机

1.2.1 控制方式

1.2.2 运行特性





1.2 直流伺服电动机的控制方式和运行特性

1.2.1 控制方式

直流伺服电动机就是一台它励直流电动机。对直流伺服电动机的控制其核心是对转速的控制。由 $n = \frac{U_a - I_a R_a}{C_e \Phi}$ 可知，改变电枢电压和改变励磁磁通都可以改变电动机的转速。

1. 电枢控制

励磁磁通保持不变，改变电枢绕组的控制电压。当电动机的负载转矩不变时，升高电枢电压，电机的转速就升高；反之转速就降低。电枢电压等于零时，电机不转。电枢电压改变极性时，电机反转。

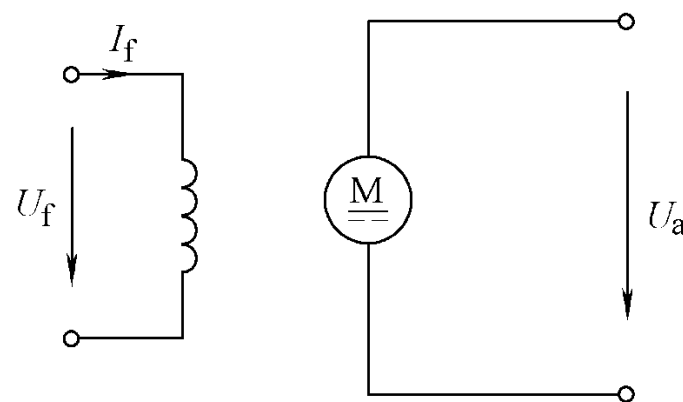


图1-1 电枢控制原理图



1.2.1 控制方式

2. 磁场控制

电枢绕组电压保持不变，改变励磁回路的电压。若电动机的负载转矩不变，当升高励磁电压时，励磁电流增加，主磁通增加，电机转速就降低；反之，转速升高。改变励磁电压的极性，电机转向随之改变。

尽管磁场控制也可达到控制转速大小和旋转方向的目的，但励磁电流和主磁通之间是非线性关系，且随着励磁电压的减小其机械特性变软，调节特性也是非线性的，故少用。



1.2.2 运行特性

伺服电动机的运行特性包括机械特性和调节特性。

1. 机械特性

机械特性是指电枢电压等于常数时，转速与电磁转矩之间的函数关系，即 $U_a = c$, $n = f(T_e)$ 。

把 $T_e = C_t \Phi I_a$ 代入式 $n = \frac{U_a - I_a R_a}{C_e \Phi}$ 得

$$n = \frac{U_a}{C_e \Phi} - \frac{T_e R_a}{C_e C_t \Phi^2} = n_0 - k T_e$$

$n_0 = \frac{U_a}{C_e \Phi}$ ，为理想空载转速； $k = \frac{R_a}{C_e C_t \Phi^2}$ 为直线的斜率。





1.2.2 运行特性

$$n = \frac{U_a}{C_e \Phi} - \frac{T_e R_a}{C_e C_t \Phi^2} = n_0 - k T_e \quad \text{机械特性为一直线}$$

$$n_0 = \frac{U_a}{C_e \Phi} \quad \text{-理想空载转速}$$

$$T_k = C_t \Phi \frac{U_a}{R_a} \quad \text{-堵转转矩}$$

$$k = \frac{R_a}{C_e C_t \Phi^2} = \frac{\Delta n}{\Delta T} \quad \text{-直线斜率}$$

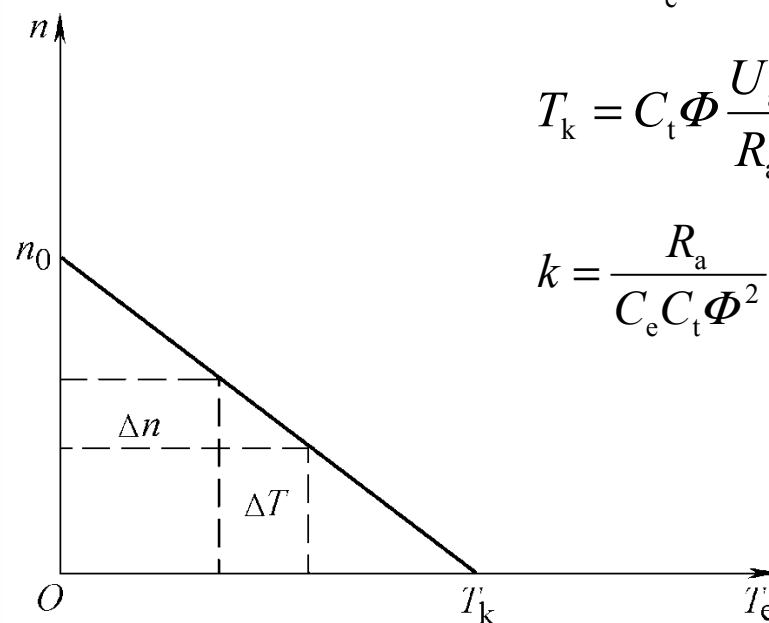


图 1-2 直流伺服电动机的机械特性





1.2.2 运行特性

(1) n_0 、 T_k 、 k 的物理意义

- 理想空载转速 n_0 ： n_0 是电磁转矩 $T_e=0$ 时的转速，由于电机空载时 $T_e = T_0$ ，电机的空载转速低于理想空载转速。
- 堵转转矩 T_k ： T_k 是转速 $n=0$ 时的电磁转矩。
- 机械特性的斜率 k ：斜率 k 前面的负号表示直线是下倾的。斜率 k 的大小直接表示了电动机电磁转矩变化所引起的转速变化程度。斜率 k 大，转矩变化时转速变化大，机械特性软。反之，斜率 k 小，机械特性就硬。

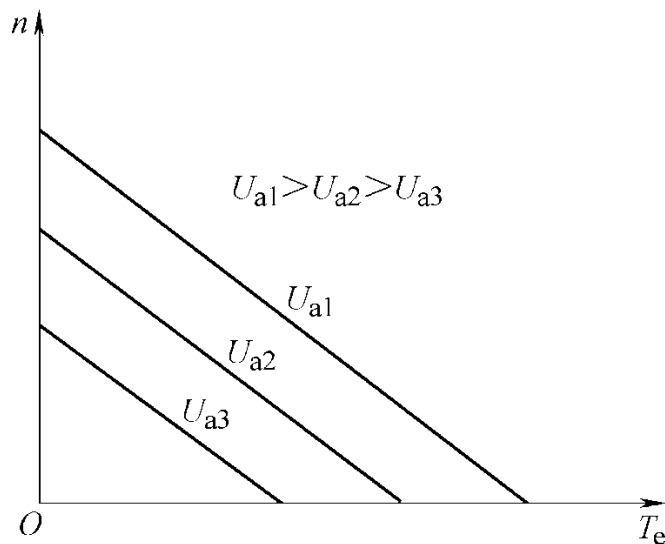


1.2.2 运行特性

(2) 电枢电压对机械特性的影响

n_0 和 T_k 都与电枢电压成正比，而斜率 k 则与电枢电压无关。

对应于不同的电枢电压可以得到一组相互平行的机械特性曲线。



直流伺服电动机由放大器供电时，放大器可以等效为一个电动势源与其内阻串联。内阻使直流伺服电动机的机械特性变软。

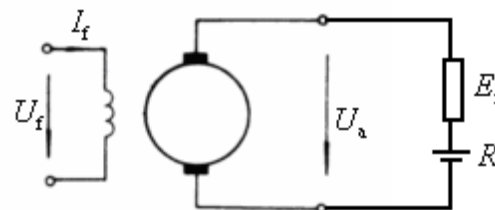


图 1-3 不同控制电压时的机械特性





1.2.2 运行特性

2. 调节特性

调节特性是指负载转矩不变时，电机转速与电枢电压之间的函数关系，

即 $T_e = T_s = T_L + T_0 = c$ 时， $n = f(U_a)$ 。

由 $n = \frac{U_a}{C_e \Phi} - \frac{T_e R_a}{C_e C_t \Phi^2}$ 得

$$n = \frac{U_a}{C_e \Phi} - \frac{T_s R_a}{C_e C_t \Phi^2} = k_1 U_a - A$$

$k_1 = \frac{1}{C_e \Phi}$ 为特性的斜率；

$A = \frac{T_s R_a}{C_e C_t \Phi^2}$ 为由负载阻转矩决定的常数。

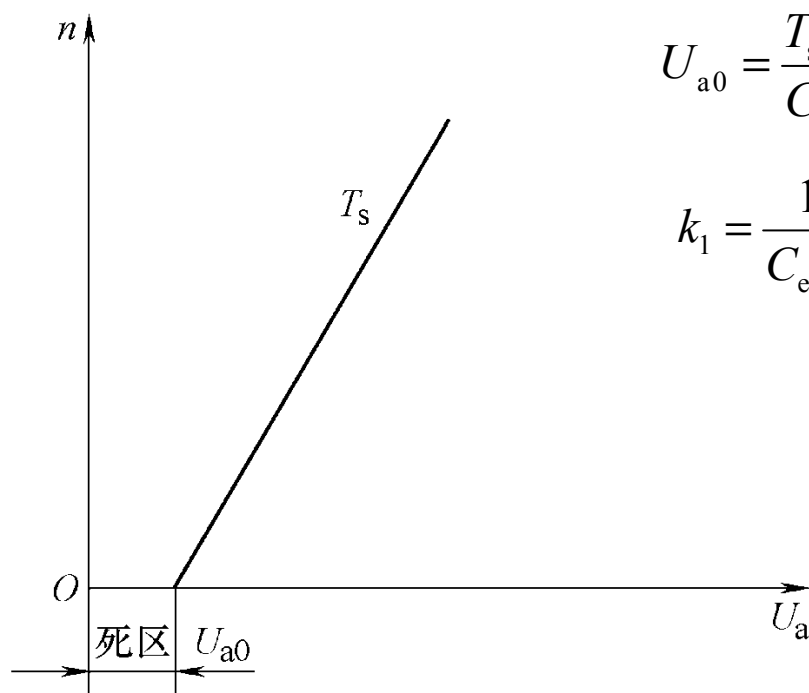




1.2.2 运行特性

$$n = \frac{U_a}{C_e \Phi} - \frac{T_s R_a}{C_e C_t \Phi^2} = k_1 U_a - A$$

调节特性为一上翘的直线。



$$U_{a0} = \frac{T_s R_a}{C_t \Phi} \quad \text{— 始动电压}$$

$$k_1 = \frac{1}{C_e \Phi} \quad \text{— 特性斜率}$$

图1-4 直流伺服电动机的调节特性





1.2.2 运行特性

(1) U_{a0} 和 k_1 的物理意义

始动电压 U_{a0} : U_{a0} 是电动机处在待动而又未动临界状态时的控制电压。

由 $n = \frac{U_a}{C_e \Phi} - \frac{T_s R_a}{C_e C_t \Phi^2}$, 当 $n=0$ 时, 便可求得

$$U_a = U_{a0} = \frac{R_a}{C_t \Phi} T_s$$

由于 $U_{a0} \propto T_s$, 即负载转矩越大, 始动电压越高。而且控制电压从 0 到 U_{a0} 一段范围内, 电机不转动, 故把此区域称为电动机的死区。

斜率 k_1 : $k_1 = \frac{1}{C_e \Phi}$ 是由电机本身参数决定的常数, 与负载无关。





1.2.2 运行特性

(2) 总阻转矩对调节特性的影响

总阻转矩 T_s 变化时, $U_{a0} \propto T_s$, 斜率 k_1 保持不变。因此对应于不同的总阻转矩 T_{s1} 、 T_{s2} 、 T_{s3} …, 可以得到一组相互平行的调节特性。

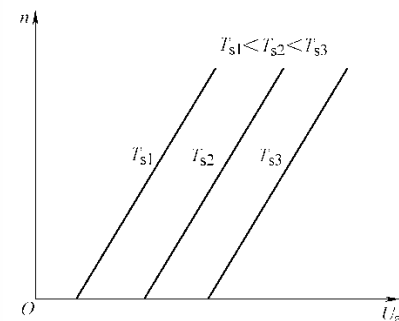


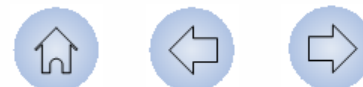
图1-5 不同负载时的调节特性

3. 直流伺服电动机低速运转的不稳定性

当电动机转速很低时, 转速就不均匀, 出现时快、时慢, 甚至暂时停一下的现象, 这种现象称为直流伺服电动机低速运转的不稳定性。

(1) 低速运转的不稳定的原因

- **电枢齿槽的影响** 低速时, 反电动势的平均值很小, 因而电枢齿槽效应等引起电动势脉动的影响增大, 导致电磁转矩波动比较明显。





1.2.2 运行特性

- **电刷接触压降的影响** 低速时，控制电压很低，电刷和换向器之间的接触压降开始不稳定，影响电枢上有效电压的大小，从而导致输出转矩不稳定。
- **电刷和换向器之间摩擦的影响** 低速时，电刷和换向器之间的摩擦转矩不稳定，造成电机本身的阻转矩 T_0 不稳定，因而导致总阻转矩不稳定。

(2) 解决的措施

- 稳速控制电路
- 直流力矩电动机





1.3 直流伺服电动机的动态特性

1.3.1 过渡过程中的电机方程

1.3.2 转速随时间的变化规律

1.3.3 过渡过程曲线

1.3.4 机电时间常数与电机参数的关系





1.3 直流伺服电动机的动态特性

动态特性是指在电枢控制条件下，在电枢绕组上加阶跃电压时，电机转速 n 和电枢电流 i_a 随时间变化的规律。产生过渡过程的原因是电机中存在机械惯性和电磁惯性。

控
制
电
机

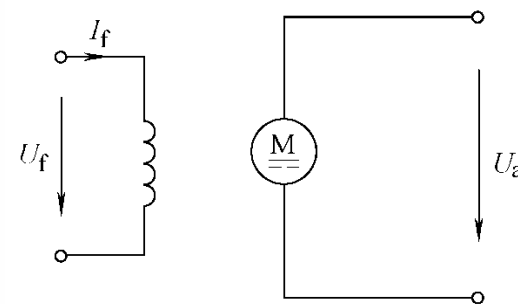
1.3.1 过渡过程中的电机方程

电压平衡方程式

$$L_a \frac{di_a}{dt} + i_a R_a + e_a = U_a$$

转矩平衡方程式

$$T(t) = T_s + J \frac{d\Omega}{dt}$$



其中 $e_a = C_e \Phi n$ $T(t) = C_t \Phi i_a$





1.3.1 过渡过程中的电机方程

由于在小功率的随动系统中，选择电动机时总是使电动机的额定转矩远大于轴上的总阻转矩。为了推导方便，可以先假定 $T_s = 0$ ，这样

$$T(t) = J \frac{d\Omega}{dt}。$$

由 $\Omega = \frac{2\pi n}{60}$ 和 $T(t) = C_t \Phi i_a$ 可得

$$i_a = \frac{T(t)}{C_t \Phi} = \frac{J}{C_t \Phi} \cdot \frac{d\Omega}{dt} = \frac{2\pi J}{60 C_t \Phi} \cdot \frac{dn}{dt}$$

把 i_a 和 $e_a = C_e \Phi n$ 代入 $L_a \frac{di_a}{dt} + i_a R_a + e_a = U_a$ ，两边乘以 $\frac{1}{C_e \Phi}$ 得

$$L_a \frac{2\pi J}{60 C_e C_t \Phi^2} \cdot \frac{d^2 n}{dt^2} + \frac{2\pi J R_a}{60 C_e C_t \Phi^2} \cdot \frac{dn}{dt} + n = \frac{U_a}{C_e \Phi}$$

$$\begin{array}{ccc} \Downarrow & \Downarrow & \Downarrow \\ \tau_m \tau_e & \tau_m & n_0 \end{array}$$





1.3.1 过渡过程中的电机方程

令 $\tau_m = \frac{2\pi J R_a}{60 C_e C_t \Phi^2}$ 为机电时间常数； $\tau_e = \frac{L_a}{R_a}$ 为电气时间常数；

$n_0 = \frac{U_a}{C_e \Phi}$ 为理想空载转速，则上式可化为

$$\tau_m \tau_e \frac{d^2 n}{dt^2} + \tau_m \frac{dn}{dt} + n = n_0$$

是转速的二阶微分方程，对已制成的电机而言， τ_m 、 τ_e 、 n_0 都是常数。





1.3.2 转速随时间的变化规律

对于二阶常系数非齐次常微分方程

$$\tau_m \tau_e \frac{d^2 n}{dt^2} + \tau_m \frac{dn}{dt} + n = n_0$$

进行拉氏变换得 $\tau_m \cdot \tau_e p^2 n(p) + \tau_m p n(p) + n(p) = \frac{n_0}{p}$

特征方程为

$$\tau_m \cdot \tau_e p^2 + \tau_m p + 1 = 0$$

其两个根为

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2\tau_e} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4\tau_e}{\tau_m}} \right]$$

转速表达式为

$$n = n_0 + A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}$$





1.3.2 转速随时间的变化规律

$$n = n_0 + A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t}$$

由初始条件, $t = 0$ 时, 转速 $n = 0$, 加速度 $\frac{dn}{dt} = 0$, 故有

$$A_1 + A_2 + n_0 = 0, \quad A_1 p_1 + A_2 p_2 = 0$$

由此解得

$$A_1 = \frac{p_2}{p_1 - p_2} n_0, \quad A_2 = -\frac{p_1}{p_1 - p_2} n_0,$$

转速随时间的变化规律为

$$n = n_0 + \frac{n_0}{2\sqrt{1 - 4\tau_e / \tau_m}} \left[\left(1 - \sqrt{1 - 4\tau_e / \tau_m}\right) e^{p_1 t} - \left(1 + \sqrt{1 - 4\tau_e / \tau_m}\right) e^{p_2 t} \right]$$

用同样的分析方法, 可找出过渡过程中电枢电流随时间的变化规律

$$i_a = \frac{U_a / R_a}{\sqrt{1 - 4\tau_e / \tau_m}} (e^{p_2 t} - e^{p_1 t})$$

$$i_a = \frac{T(t)}{C_t \Phi} = \frac{J}{C_t \Phi} \cdot \frac{d\Omega}{dt} = \frac{2\pi J}{60 C_t \Phi} \cdot \frac{dn}{dt}$$



1.3.3 过渡过程曲线

(1) 当 $4\tau_e < \tau_m$ 时, 由 $p_{1,2} = -\frac{1}{2\tau_e} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4\tau_e}{\tau_m}} \right]$, p_1 和 p_2 两根都为负实数。

在过渡过程中, 转速和电流随时间的变化是非周期的。

由 $\tau_e = \frac{L_a}{R_a}$ 和 $\tau_m = \frac{2\pi J R_a}{60 C_e C_t \Phi^2}$ 可知, 电枢电感 L_a

较小、电枢电阻 R_a 较大、转动惯量 J 较大

时是这种情况。

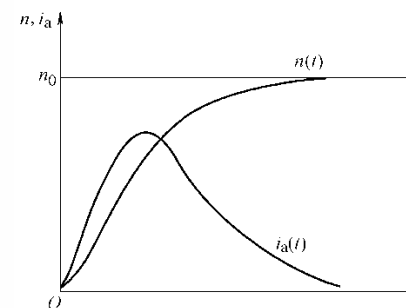


图1-6 在 $4\tau_e < \tau_m$ 时, n 、 i_a 的过渡过程





1.3.3 过渡过程曲线

(2) 当 $4\tau_e > \tau_m$ 时, 由 $p_{1,2} = -\frac{1}{2\tau_e} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4\tau_e}{\tau_m}} \right]$, p_1 和 p_2 两根是共轭复数。

在过渡过程中, 转速和电流随时间的变化是周期性的。

控
制
电
机

由 $\tau_e = \frac{L_a}{R_a}$ 和 $\tau_m = \frac{2\pi J R_a}{60 C_e C_t \Phi^2}$ 可知, 电枢电感 L_a 较大、电枢电阻 R_a 较小、转动惯量 J 较小时, 就会出现这种振荡现象。

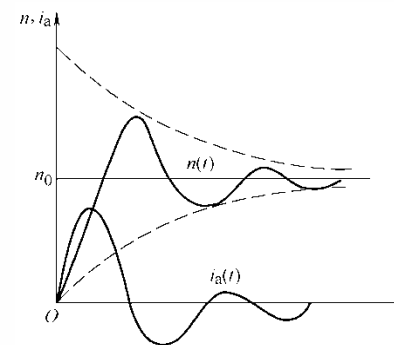
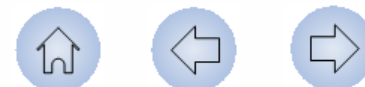


图1-7 在 $4\tau_e > \tau_m$ 时, n 、 i_a 的过渡过程





1.3.3 过渡过程曲线

(3) 当 $4\tau_e \ll \tau_m$ 时（多数情况满足这一条件）， τ_e 很小可以忽略不计。

于是式
$$\tau_m \tau_e \frac{d^2 n}{dt^2} + \tau_m \frac{dn}{dt} + n = n_0$$

可简化为一阶微分方程
$$\tau_m \frac{dn}{dt} + n = n_0$$

其解为
$$n = n_0 (1 - e^{-t/\tau_m})$$

同样可得
$$i_a = \frac{U_a}{R_a} e^{-t/\tau_m}$$

此时转速 n 为按指数规律上升的曲线， i_a 为按指数规律下降的曲线。

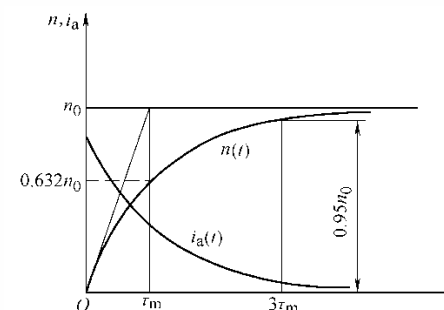


图1-8 在 $4\tau_e \ll \tau_m$ 时， n 、 i_a 的过渡过程





1.3.3 过渡过程曲线

(4) 关于机电时间常数

把 $t = \tau_m$ 代入 $n = n_0(1 - e^{-t/\tau_m})$, 可得 $n = 0.632n_0$

机电时间常数定义: 电机在空载状态下, 励磁绕组加额定励磁电压, 电枢加阶跃额定控制电压时, 转速从零升到理想空载转速的**63.2%**所需的时间。

实用上, τ_m 被定义为转速从零升到空载转速的**63.2%**所需的时间。

把 $t = 3\tau_m$ 代入 $n = n_0(1 - e^{-t/\tau_m})$, 得 $n = 0.95n_0$

可认为过渡过程基本结束, 所以 $3\tau_m$ 为过渡过程所需时间。



1.3.3 过渡过程曲线

1.3.4 机电时间常数 τ_m 与电机参数的关系

$$\tau_m = \frac{2\pi J R_a}{60 C_e C_t \Phi^2}$$

机电时间常数与旋转部分的转动惯量 J 、电枢回路的电阻 R_a 成正比。

控
制
电
机

机电时间常数还可以表示为

$$\tau_m = \frac{2\pi J R_a I_{aK}}{60 C_e C_t \Phi^2 I_{aK}} = \frac{2\pi J}{60} \frac{n_0}{T_K} = \frac{2\pi J}{60} k$$

机电时间常数与机械特性的斜率 k 是正比关系，即机械特性的斜率越小，特性越硬，机电时间常数越小，过渡过程越短；反之就越长。

一般直流伺服电动机的机电时间常数大约在十几毫秒到几十毫秒之间。





1.4 特种直流伺服电动机

1.4.1 直流力矩电动机

1.4.2 低惯量直流伺服电动机





1.4 特种直流伺服电动机

1.4.1 直流力矩电动机

直流力矩电动机就是为满足低转速大转矩负载的需要而设计制造的电机。

● 结构

直流力矩电动机一般做成圆盘状，电枢长度和直径之比一般为**0.2**左右；永磁多极式；槽数、换向片数和串联导体数多。

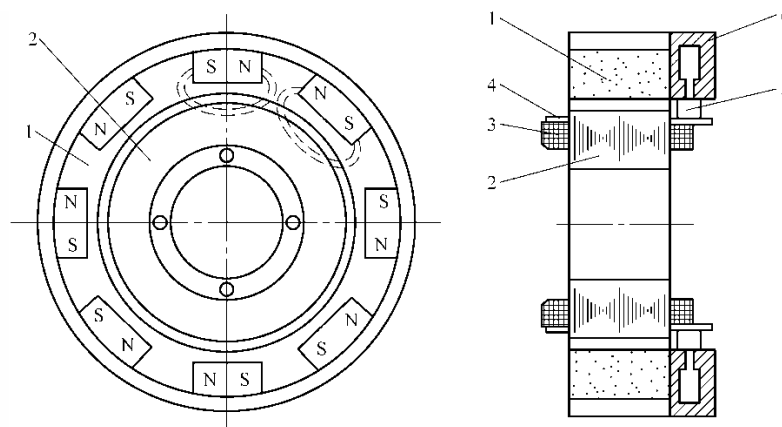
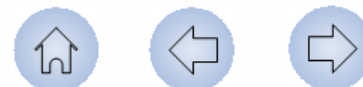


图1-9 直流力矩电动机结构示意图

1-定子；2-电枢铁心；3-电枢绕组；4-槽楔；5-电刷；6-刷架





1.4.1 直流力矩电动机

为什么做成圆盘状？

由 $E_a = \frac{pN}{60a} \Phi n = \left(\frac{\Phi}{60a} \right) (pN)n$ 和 $T_e = \frac{pN}{2\pi a} \Phi I_a = \left(\frac{\Phi}{\pi} \cdot \frac{I_a}{2a} \right) (pN)$ 可知

在电枢电动势 $E_a \approx U_a$ 、每极磁通 Φ 和导体电流 $i_a = \frac{I_a}{2a}$ 相同的条件下，增加导体数 N 和极对数 p ，能使转速 n 降低，电磁转矩 T_e 增大。

增加电枢直径，可以使电枢槽面积变大，以便把更多的导体放入槽内。同时电枢直径 D_a 的增加，使电机定子内径变大，可以放置更多的磁极。

● 特点

电机转速低、转矩大，能够长期在堵转或低速状态下运行；反应速度快、转矩和转速波动小；机械特性和调节特性线性度好。





1.4.2 低惯量直流伺服电动机

1. 杯形转子直流伺服电动机

杯形转子直流伺服电动机又称动圈式直流伺服电动机。

● 结构

杯形电枢绕组是用导线绕在绕线模上，然后用环氧树脂定形做成的。杯形转子内外两侧有内外定子构成磁路。

由于转子内外侧都需要有足够的间隙，所以气隙大，磁阻大，磁动势利用率低。

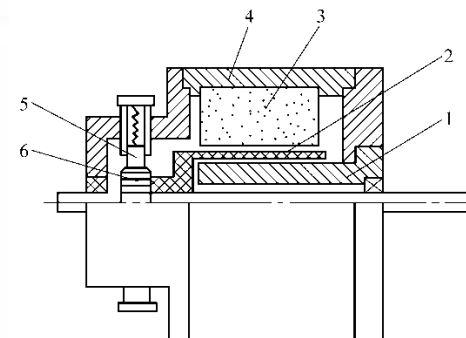


图1-10 杯形转子直流伺服电动机
1-内磁轭；2-电枢绕组；3-永久磁钢；
4-机壳(磁轭)；5-电刷；6-换向器





1.4.2 低惯量直流伺服电动机

● 特点

低惯量；灵敏度高，时间常数很小（最小在1ms以下）；损耗小，效率高；力矩波动小，低速转动平稳，噪音很小；换向性能好，寿命长。

杯形转子直流伺服电动机已系列化生产，输出功率从零点几瓦至5 kW，多用于高精度自动控制系统及测量装置等设备中。



1.4.2 低惯量直流伺服电动机

2. 印制绕组直流伺服电动机

- 结构

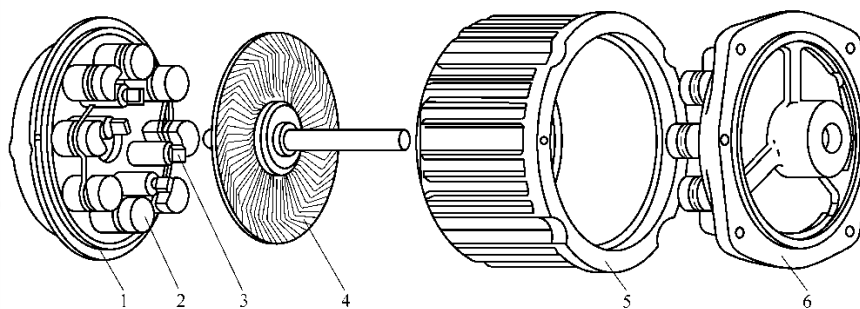


图1-11 印制绕组直流伺服电动机

1-后轭铁(端盖); 2-永久磁钢; 3-电刷; 4-印制绕组; 5-机壳; 6-前轭铁(端盖)

转子呈薄片圆盘状, 厚度一般为(1.5~2) mm, 转子的绝缘基片是环氧玻璃布胶板。胶合在基片两侧的铜箔用印刷电路制成双面电枢绕组, 电枢导体还兼作换向片。定子由永久磁钢和前后盘状轭铁组成, 轭铁兼作前后端盖。组成多极的磁钢胶合在轭铁一侧, 在电机中形成轴向的平面气隙。



1.4.2 低惯量直流伺服电动机

● 性能特点

电机结构简单，制造成本低；起动转矩大；力矩波动很小，低速运行稳定；换向性能好；电枢转动惯量小，反应快，机电时间常数一般为(10~15) ms。

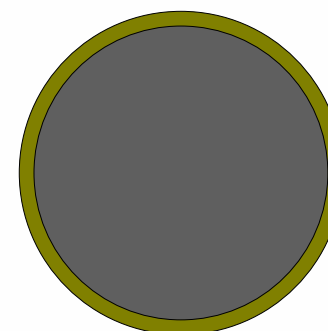
3. 无槽电枢直流伺服电动机

● 结构

电枢铁心是光滑、无槽的圆柱体。电枢绕组敷设在光滑电枢铁心表面，用环氧树脂固化成型并与铁心粘结在一起。气隙尺寸比普通的直流伺服电动机大**10**倍以上。

● 特点

转动惯量低；起动转矩大；反应快；低速运行均匀；换向性能良好。目前电机的输出功率在几十瓦~10kW，机电时间常数为(5~10) ms。





1.5 直线直流电动机

1. 永磁式直线直流电动机
2. 电磁式直线直流电动机





1.5 直线直流电动机

直线直流电动机把直流电压转换为直线位移或速度。按励磁方式可分为永磁式和电磁式两大类。

1. 永磁式直线直流电动机

永磁式直线直流电动机，按照它的结构可分为动圈型和动铁型两种。

● 动圈型的结构与原理

永久磁钢在气隙中产生磁场，当可移动线圈中通入直流电流时，便产生电磁力

$$F = B_{\delta} l N I_a$$

方向可由左手定则确定，改变直流电流的大小和方向，可改变电磁力的大小和方向。

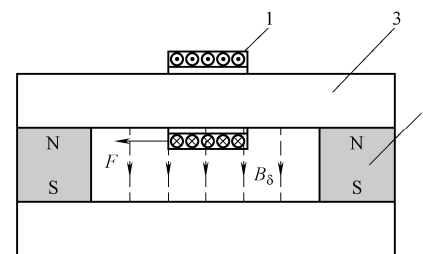


图1-12 动圈型直线永磁直流电动机原理结构图

1-移动线圈；2-永久磁钢；3-软铁





1.5 直线直流电动机

● 动圈型直线直流电机的典型实用结构

如图为平面矩形磁钢的直线电动机，它结构简单，但线圈端部没有得到利用；漏磁通大，即磁钢未得到充分利用。

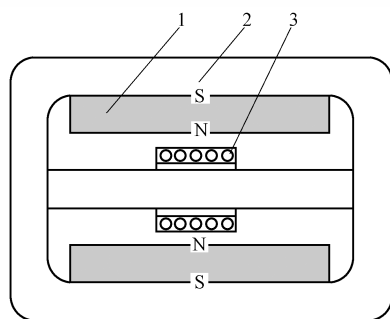


图1-13 矩形磁钢动圈型直线永磁直流电动机

1-矩形磁钢； 2-软铁； 3-移动线圈

如图为环形磁钢的直线电动机，其结构主要是圆筒形的，导体的有效长度能得到充分利用。

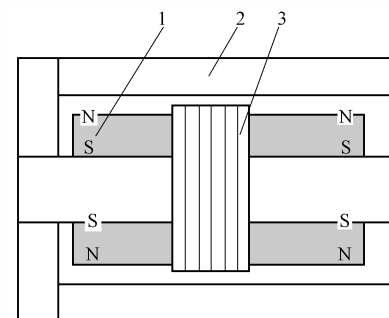


图1-14 环形磁钢动圈型直线永磁直流电动机

1-环形磁钢； 2-圆筒形导磁体； 3-移动线圈

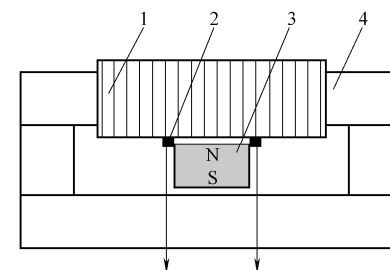




1.5 直线直流电动机

● 动铁型永磁直线直流电动机

动铁型永磁直线直流电动机的结构如**1-15**所示，在一个软铁框架上套有线圈，该线圈的长度要包括整个行程。



图**1-15**动铁型直线永磁直流电动机

1-固定线圈； 2-电刷； 3-永久磁钢； 4-软铁

这种结构形式的线圈流过电流时，不工作的部分要白白消耗能量。为了降低电能的消耗，可将绕组的外表面进行加工使导体裸露出来，通过安装在磁极上的电刷把电流引入线圈中。当磁钢移动时，电刷跟着滑动，只让线圈的工作部分通电，电动机的运行效率可以提高。

由于电刷存在磨损，故可靠性和寿命降低。另外，它的电枢较长，电枢线圈用铜量较大。优点是电动机行程可做得很长。





1.5 直线直流电动机

2. 电磁式直线直流电动机

电磁式直线直流电动机也有动圈型和动铁型两种。

● 动圈型

励磁线圈通电后产生磁通与移动线圈的通电导体相互作用产生电磁力，克服滑轨上的静摩擦力，移动线圈便作直线运动。

对于动圈型电动机，电磁式的成本要比永磁式低，但多了一项励磁损耗。

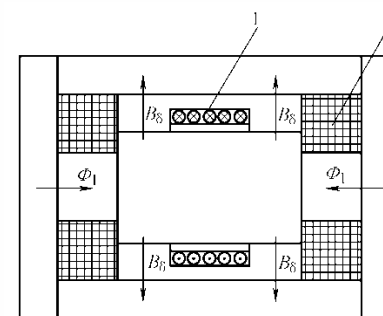


图1-16 电磁式动圈型直线直流电动机
1-移动线圈；2-励磁线圈



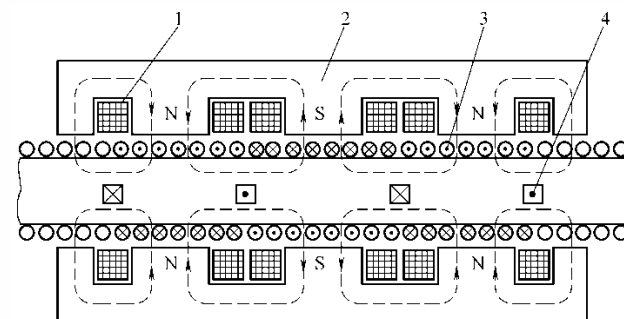
1.5 直线直流电动机



● 动铁型

电磁式动铁型直线直流电动机通常做成多极式，如图**1-17**所示。当环形励磁线圈通电时，便产生磁通，径向穿过气隙和电枢线圈。径向气隙磁场与通电的电枢线圈相互作用产生轴向电磁力，推动磁极作直线运动。

电刷安装在磁极上随磁极运动。电刷在剥出漆皮的电枢线圈表面滑动就相当于电刷在换向器上移动，以保证在某极下电枢线圈的电流方向在运动中始终不变，从而保证电枢始终受到一定方向的电磁力。



图**1-17** 电磁式动铁型多极直线直流电动机
1-励磁线圈；2-软铁；3-电枢线圈；4-电刷



第2章 交流感应伺服电动机

2.1 两相感应伺服电动机的结构特点与控制方式

2.2 两相感应伺服电动机的理论分析

2.3 两相感应伺服电动机的静态特性

2.4 两相感应伺服电动机的动态特性

2.5 两相感应伺服电动机的主要技术数据和性能指标



第2章 交流感应伺服电动机

概述

传统的交流伺服电动机是指两相感应伺服电动机，由于受性能限制，主要应用于几十瓦以下的小功率场合。近年来，随着电机理论、电力电子技术、计算机控制技术及其自动化控制理论等学科领域的发展，三相感应电动机及永磁同步电动机的伺服性能大为改进，采用三相感应电动机及永磁同步电动机的交流伺服系统在高性能领域应用日益广泛。

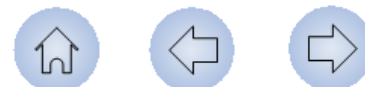
本书共分10章，第1章为绪论，第2章为交流感应伺服电动机，第3章为交流永磁同步电动机，第4章为交流伺服系统的控制，第5章为交流伺服系统的驱动，第6章为交流伺服系统的检测，第7章为交流伺服系统的保护，第8章为交流伺服系统的故障诊断，第9章为交流伺服系统的维护，第10章为交流伺服系统的测试。

2.1 两相感应伺服电动机的结构特点与控制方式

2.1.1 概述

2.1.2 结构特点

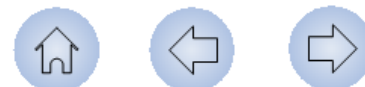
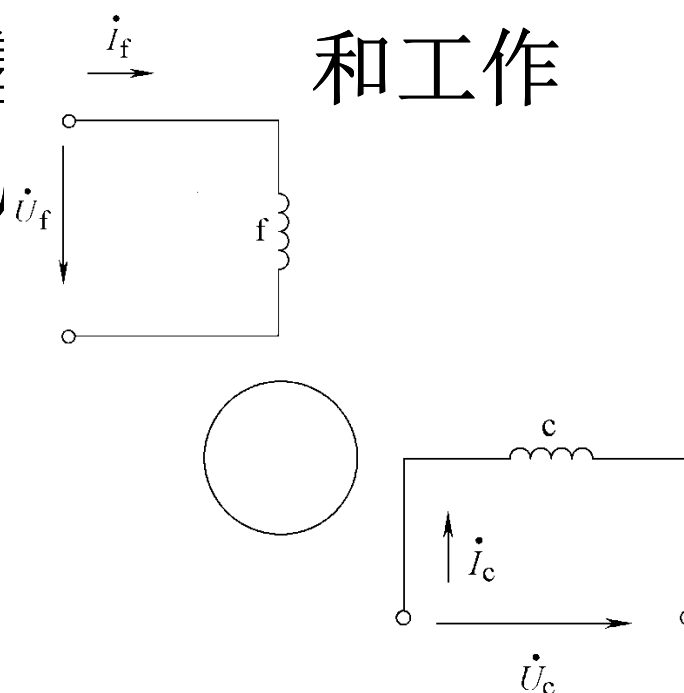
2.1.3 控制方式



2.1.1 概述

► 两相感应伺服电动机的基本结构和工作原理

从结构上看，电机由定子和转子两大部分构成。定子铁心中嵌有两相交流绕组，转子绕组为自行闭合的多相对称绕组。运行时定子绕组通入交流电流，产生旋转磁场，在闭合的转子绕组中感应电动势、产生转子电流，转子电流与磁场相互作用产生电磁转矩。



2.1.1 概述

➤ 两相感应伺服电动机与普通感应电动机的主要差别

为了控制方便，定子为两相绕组，在空间相差 90° 电角度。其中一相为励磁绕组，运行时接至电压为 U_f 的交流电源上；另一相为控制绕组，施加与 U_f 同频率、大小或相位可调的控制电压 U_c ，通过 U_c 控制伺服电动机的起、停及运行转速。

注意：由于励磁绕组电压 U_f 固定不变

不控制电压 U_c ，且产生转矩的磁通量与 U_c 成正比

2.1.2 结构特点

➤ 对两相感应伺服电动机的基本要求：

- 1) 伺服电动机的转速能随着控制电压的变化在宽广的范围内连续调节。
- 2) 整个运行范围内的机械特性应接近线性，以保证伺服电动机运行的稳定性，并有利于提高控制系统的动态精度。
- 3) 无“自转”现象。即当控制电压为零时，伺服电动机应立即停转。
- 4) 伺服电动机的机电时间常数要小，动态响应要快。为此，要求伺服电动机的堵转转矩小，转动惯量小。



2.1.2 结构特点

➤ 两相感应伺服电动机的转子结构：

两相感应伺服电动机的转子结构形式有三种：笼型转子、非磁性空心杯转子和铁磁性空心杯转子。

1. 笼型转子

与普通笼型感应电动机的转子相似，只是为了减少转子的转动惯量，需做的细而长。转子笼的导条和端环可以用铜

(通常可用由铝芯的基铜或铝芯的)



2.1.2 结构特点

2. 非磁性空心杯形转子

非磁性空心杯形转子两相感应伺服电动机的结构如[图 2-1](#)所示。它的定子分为外定子和内定子两部分，内外定子铁心通常均由硅钢片叠成。外定子铁心槽中放置空间相距 90° 电角度的两相交流绕组，内定子铁心中一般不放绕组，仅作为磁路的一部分，以减少主磁通磁路的磁阻。在内、外定子之间有细长的空心转子装在转轴上，空心转子做成杯子形状，所以称为空心杯形转子。

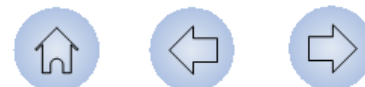


2.1.2 结构特点

杯形转子和笼型转子虽然外表形状看起来不一样，但实质上是一样的，因为杯形转子可以看作是导条数目非常多、条与条之间紧靠在一起、而两端自行短路的笼型转子。

3. 铁磁性空心杯转子

由于铁磁性空心杯转子应用较少，在此不做具体介绍。



2.1.2 结构特点

➤ 非磁性杯形转子与笼型转子的比较：

非磁性杯形转子转动惯量小，轴承摩擦阻转矩小。由于转子没有齿和槽，定、转子间没有齿槽粘合现象，恒速旋转时，转子一般不会有抖动现象，运转平稳。

但由于它内、外定子间的气隙较大，所以励磁电流大，功率因数低，降低了电机的利用率，在相同的体积与重量下，杯形转子伺服电动机比笼型转子伺服电动机所产生的转矩和输出功率都小。另外，杯形转子伺服电动机的结构与制造

2.1.2 结构特点

- 两相感应伺服电动机转子电阻必须足够大

这是其与普通感应电动机相比的另外一个重要特点。

不同转子电阻时感应电动机机械特性如图2-2所示,可能接近线性;稳定运行转速范围增加。

原因: 1) 增大转子电阻; 2) 实现无

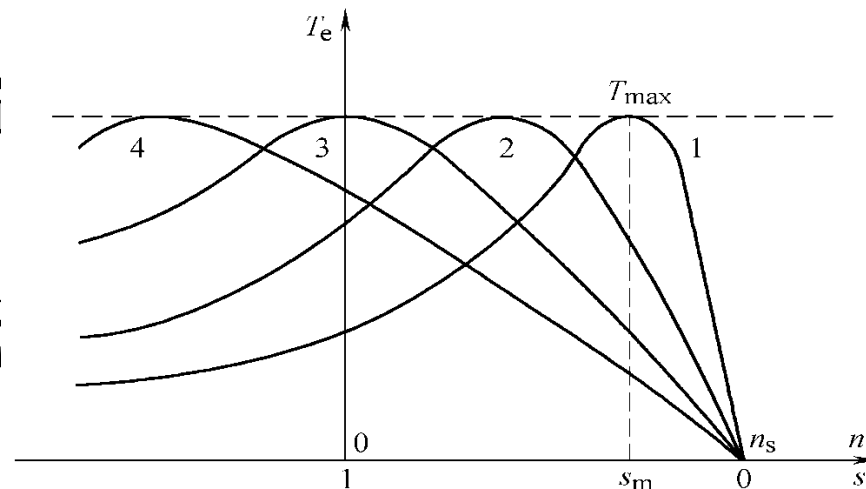
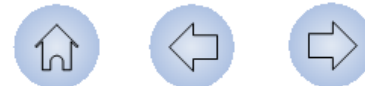


图2-2 不同转子电阻时的感应电动机机械特性

稳定运行区: $s = 0 \sim s_m$



2.1.2 结构特点

若转子电阻足够大，可使 $s_m \geq 1$ ，如图2-2曲线3、4所示，在 $0 < s < 1$ 的范围内呈现出下垂的机械特性，相应地电动机从零到同步转速的整个范围内均能稳定运转。

此外，由图2-2
还可以看到 随差转

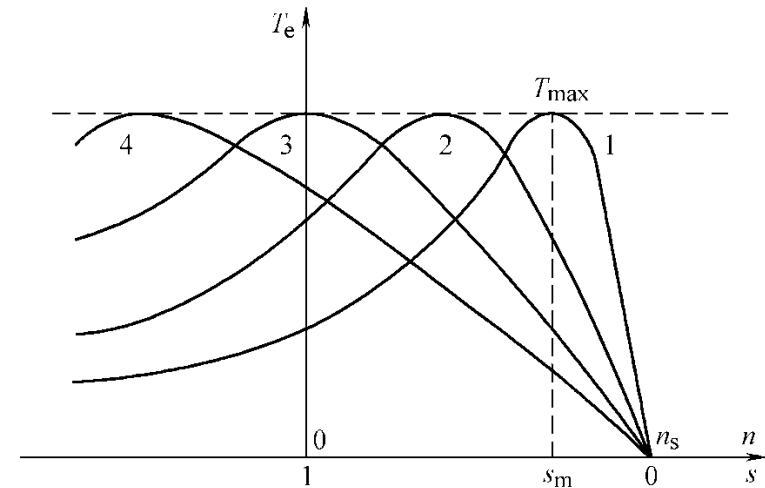


图2-2 不同转子电阻时的感应电动机机械特性

曲线1、2、3、4分别是转子电阻为 r_{r1}' 、 r_{r2}' 、 r_{r3}' 、 r_{r4}' 的机械特性
 $r_{r4}' > r_{r3}' > r_{r2}' > r_{r1}'$



2.1.2 结构特点

➤ 自转现象与转子电阻的关系

对于两相感应伺服电动机，取消控制电压后，即 $I_c=0$ 时，只有励磁绕组通电，成为单相感应电动机运行。励磁绕组产生的气隙磁场为脉振磁场，该脉振磁场可以分解为大小相等、转速相同、而转向相反的两个圆形旋转磁场（分别称为正向旋转磁场和反向旋转磁场），如果转子转速为 n ，则转子相对于正向旋转磁场的转差率为

$$s_+ = \frac{n_s - n}{n_s} = s$$

正向旋转磁场与转子感应电流相互作用产生的电磁转矩 $T_1 = f(s_+)$ 如图2-3中 T_1 所示。



2.1.2 结构特点

而转子相对于反向旋转磁场的转差率为

$$s_- = \frac{n_s + n}{n_s} = \frac{2n_s - (n_s - n)}{n_s} = 2 - s_+ = 2 - s$$

相应地，反向旋转磁场产生的电磁转矩 $T_2 = f(s_-)$ 如 [图2-3](#) 中的 T_2 所示。电动机的总电磁转矩为这两个转矩之差，即 $T_e = T_1 - T_2$ ， T_e 与转差率 s 的关系如 [图2-3](#) 中实线所示，这便是单相脉振磁场作用下的机械特性。

由于每一圆形旋转磁场所产生的机械特性的形状与转子电阻大小有关，显然，由正向和反向圆形旋转磁场合成的单相脉振磁场作用下的机械特性，其形状也必然与转子电阻大小有关。

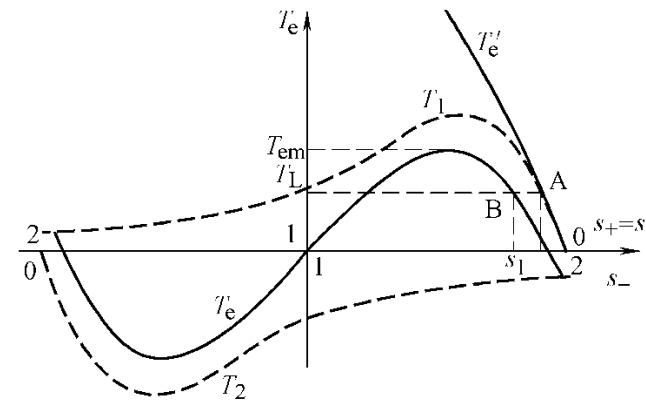


2.1.2 结构特点

- **转子电阻较小时：** 单相运行的机械特性如图2-3 a) 所示，在电机作为电动机运行的转差范围内（即 $0 < s < 1$ 时）， $T_1 > T_2$ ，合成转矩 $T_e = T_1 - T_2 > 0$ （转速接近同步转速 n_s 时除外）。

当突然切除控制电压，即令 $I_c = 0$ 时，电动机不能停止转动，而是以转差率 s_1 稳定运行于 B 点。

可见，当转子电阻较小，无控制信号时，电机也可能继续旋转，造成失控，这种现象就是所谓的“自转”现象。



a) 转子电阻较小时

图2-3 自转现象与转子电阻的关系

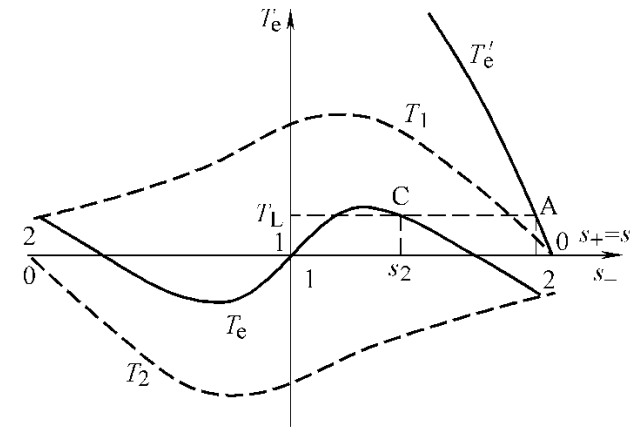


2.1.2 结构特点

- 增大转子电阻但 $s_{m+} < 1$ 时:

增大转子电阻，正、反向旋转磁场产生最大转矩所对应的临界转差率将增大，相应的 T_1 、 T_2 及合成转矩 T_e 如图2-3b)所示，可见电机的合成转矩随之减少。

但由于在 $0 < s < 1$ 的范围内， T_e 仍大部分为正值，若最大转矩 T_{em} 仍大于 T_L ，电机将稳定运行于C点，仍存在自转现象，只是转速较低。



b) 增大转子电阻但 $s_{m+} < 1$ 时

图2-3 自转现象与转子电阻的关系



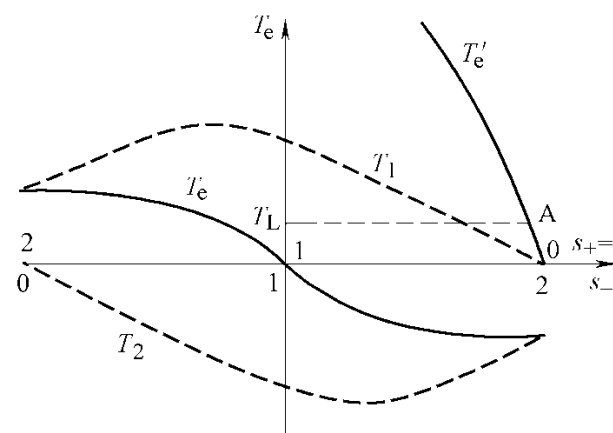
2.1.2 结构特点

- 增大转子电阻至 $s_{m+}>1$ 时:

如果转子电阻足够大,致使正向旋转磁场产生最大转矩对应的转差率 $s_{m+}>1$,则可使单相运行时电机的合成电磁转矩在电动机运行范围内均为负值,即 $T_e<0$,如图2-3 c)所示。

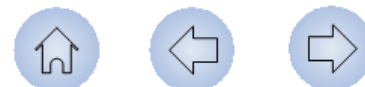
当控制电压消失后,由于电磁转矩为制动性转矩,使电机迅速停止旋转。

可见,在这种条件下,电动机不会产生自转现象。因此,增大转子电阻是克服两相感应伺服电动机“自转”现象的有效措施。



c) 增大转子电阻至 $s_{m+}>1$

图2-3 自转现象与转子电阻的关系



2.1.3 控制方式

两相感应伺服电动机运行时，其励磁绕组接到电压为 U_f 的交流电源上，通过改变控制绕组电压 U_c 的大小或相位控制伺服电动机的起、停及运行转速。因此两相感应伺服电动机的控制方式有三种：（1）幅值控制；（2）相位控制；（3）幅值-相位控制。

1. 幅值控制

采用幅值控制时，励磁绕组电压始终为额定励磁电压 U_{fN} ，通过调节控制绕组电压的大小来改变电机的转速，而控制电压与励磁电压之间的相位角始终保持 90° 电角度。当控制电压为0时，电机停转。

原理电路和电压相量图如[图2-4](#)所示。

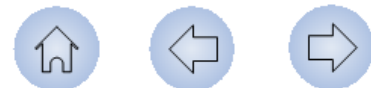


2.1.3 控制方式

2. 相位控制

采用相位控制时，控制绕组和励磁绕组的电压大小均保持额定值不变，通过调节控制电压的相位，即改变控制电压与励磁电压之间的相位角 β ，实现对电机的控制。当 $\beta=0^\circ$ 时，两相绕组产生的气隙合成磁场为脉振磁场，电机停转。

原理电路和电压相量图如[图2-5](#)所示。



2.1.3 控制方式

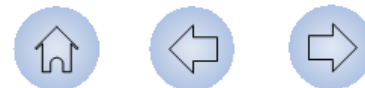
3. 幅值-相位控制（电容控制）

这种控制方式是将励磁绕组串联电容 C_a 以后，接到交流电源上，而控制绕组电压的相位始终与励磁绕组电压 U_f 相同，通过调节控制电压的幅值 U_c 来改变电动机的转速。 U_1

原理电路和电压相量图如图2-6所示。

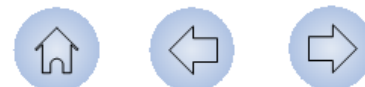
采用幅值-相位控制时，励磁绕组电压

当调节控制绕组电压的幅值改变电动机的转速时，由于转子绕组的耦合作用，励磁绕组电流会发生变化，使励磁绕组电压及串联电容上的电压也随之改变，因此控制绕组电压和励磁绕组电压 U_1 的幅值 U_c 及它们之间的相位角 β 都随之改变，故称为幅值-相位控制，也称为电容控制。



2.1.3 控制方式

幅值-相位控制方式不需要复杂的移相装置，利用串联电容就能在单相交流电源上获得控制电压和励磁电压的分相，所以设备简单、成本较低，是实际应用中最常见的一种控制方式。



2.2 两相感应伺服电动机的理论分析

2.2.1 两相感应伺服电动机的对称分量法

2.2.2 等效电路

2.2.3 控制绕组和励磁绕组中的电流

2.2.4 电磁转矩



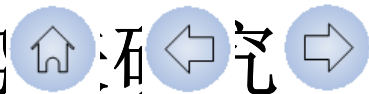
2.2 两相感应伺服电动机的理论分析

•概述

两相感应伺服电动机定子绕组不一定是两相对称绕组，电机运行时，所施加控制电压的大小或相位又是变化的，因此两相感应伺服电动机通常工作在不对称运行状态下。

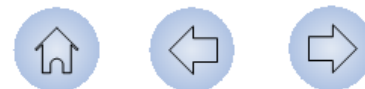
对不对称运行的两相感应电动机进行分析时，可以采用正、反转磁场法，也可以采用对称分量法。本教材将采用后者。

对称分量法是把电机两相绕组的不对称磁动势分解为两组对称的磁动势



2.2.1 两相感应伺服电动机的对称分量法

设电动机控制绕组电流为 i_c ，产生磁动势为 F_c ；而励磁绕组电流为 i_f ，产生磁动势为 F_f ，则磁动势 F_c 和 F_f 组成一个两相不对称系统，如图2-7所示。采用对称分量法时，我们将 F_f 分解成两个分量 F_{f1} 和 F_{f2} ，将 F_c 分解成 F_{c1} 和 F_{c2} ，且 F_{f1} 与 F_{c1} 大小相等，相位上 F_{f1} 超前 F_{c1} 90° 电角度，两者构成磁动势的正序分量；而 F_{f2} 和 F_{c2} 大小相等，相位上 F_{f2} 滞后 F_{c2} 90° 电角度，为磁动势的负序分量。



2.2.1 两相感应伺服电动机的对称分量法

磁动势 \dot{F}_c 、 \dot{F}_f 及其各个分量之间有如下关系

$$\left. \begin{aligned} \dot{F}_f &= \dot{F}_{f1} + \dot{F}_{f2} \\ \dot{F}_c &= \dot{F}_{c1} + \dot{F}_{c2} \end{aligned} \right\} \quad (2-1)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{F}_{f1} &= j\dot{F}_{c1} \\ \dot{F}_{f2} &= -j\dot{F}_{c2} \end{aligned} \right\} \quad (2-2)$$

根据式 (2-1) 和式 (2-2)，由 \dot{F}_f 和 \dot{F}_c 可求得各个分量如下

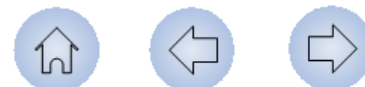
$$\left. \begin{aligned} \dot{F}_{f1} &= \frac{1}{2}(\dot{F}_f + j\dot{F}_c) \\ \dot{F}_{f2} &= \frac{1}{2}(\dot{F}_f - j\dot{F}_c) \\ \dot{F}_{c1} &= \frac{1}{2}(-j\dot{F}_f + \dot{F}_c) \\ \dot{F}_{c2} &= \frac{1}{2}(j\dot{F}_f + \dot{F}_c) \end{aligned} \right\} \quad (2-3)$$



2.2.1 两相感应伺服电动机的对称分量法

磁动势的正序分量在电机气隙中形成正向旋转的圆形旋转磁场，负序分量形成反向旋转的圆形旋转磁场，通过分别分析它们的作用结果，叠加后即可得到不对称运行条件下两相感应伺服电动机的运行特性。

考虑到两相感应伺服电动机的两相绕组有效匝数可能不等，给分析和计算带来不便，为便于分析，常将励磁绕组有效匝数折算到控制绕组。设控制绕组有效匝数为 $N_c k_{wc}$ ，励磁绕组有效匝数为 $N_f k_{wf}$ ，则控制绕组每极每相基波磁动势为



2.2.1 两相感应伺服电动机的对称分量法

$$\dot{F}_c = 0.9 \frac{N_c k_{wc}}{p} \dot{I}_c \quad (2-4)$$

式中， p 为极对数。

励磁绕组每极每相基波磁动势为

$$\dot{F}_f = 0.9 \frac{N_f k_{wf}}{p} \dot{I}_f = 0.9 \frac{N_c k_{wc}}{p} \frac{\dot{I}_f}{\frac{N_c k_{wc}}{N_f k_{wf}}} \quad (2-5)$$

$$= 0.9 \frac{N_c k_{wc}}{p} \frac{\dot{I}_f}{k_{cf}} = 0.9 \frac{N_c k_{wc}}{p} \dot{I}_f'$$

式中， k_{cf} 为控制绕组和励磁绕组的有效匝数比， \dot{I}_f' 为励磁绕组电流归算值，有

$$k_{cf} = \frac{N_c k_{wc}}{N_f k_{wf}} \quad \dot{I}_f' = \frac{\dot{I}_f}{k_{cf}}$$



2.2.1 两相感应伺服电动机的对称分量法

将式 (2-4) 和式 (2-5) 代入式 (2-1) ~ (2-3), 可得

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_c = \dot{I}_{c1} + \dot{I}_{c2} \end{aligned} \right\} \quad (2-6)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{f1}' &= j \dot{I}_{c1} \\ \dot{I}_{f2}' &= -j \dot{I}_{c2} \end{aligned} \right\} \quad (2-7)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{f1}' &= \frac{1}{2}(\dot{I}_f' + j \dot{I}_c) \\ \dot{I}_{f2}' &= \frac{1}{2}(\dot{I}_f' - j \dot{I}_c) \\ \dot{I}_{c1} &= \frac{1}{2}(-j \dot{I}_f' + \dot{I}_c) \\ \dot{I}_{c2} &= \frac{1}{2}(j \dot{I}_f' + \dot{I}_c) \end{aligned} \right\} \quad (2-8)$$

式中, \dot{I}_{c1} 、 \dot{I}_{c2} 分别为控制绕组电流的正序分量和负序分量; \dot{I}_{f1}' 、 \dot{I}_{f2}' 分别为励磁绕组电流的正序分量和负序分量的归算值。



2.2.2 等效电路

➤ 两相感应伺服电动机原理电路图

应用对称分量法对电动机性能进行分析，为了计算两相绕组外施电压一定时的绕组电流及其正、负序分量，必须分别建立正、负序磁场单独作用时的等效电路。为了使所得结果具有普遍意义，下面

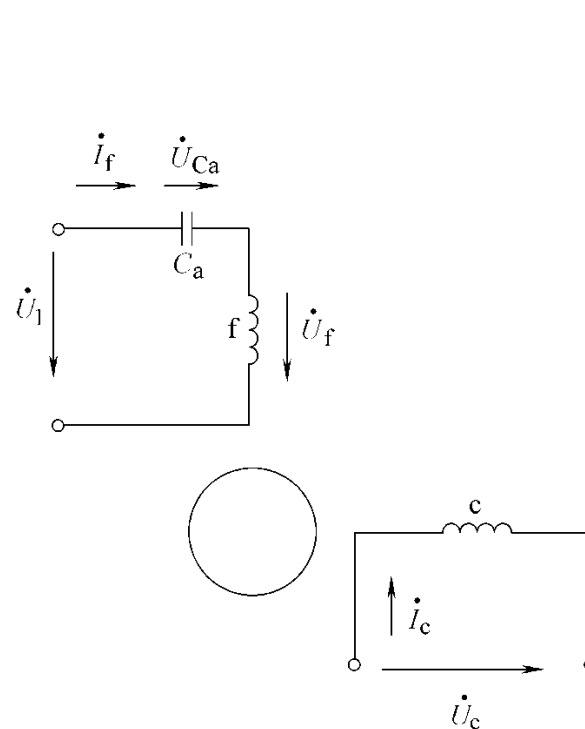
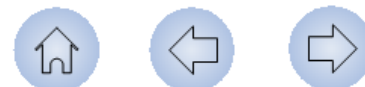


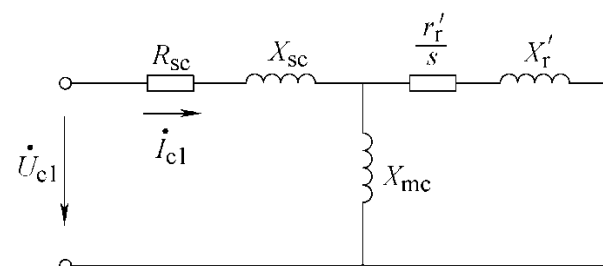
图2-8 两相感应伺服电动机原理电路图



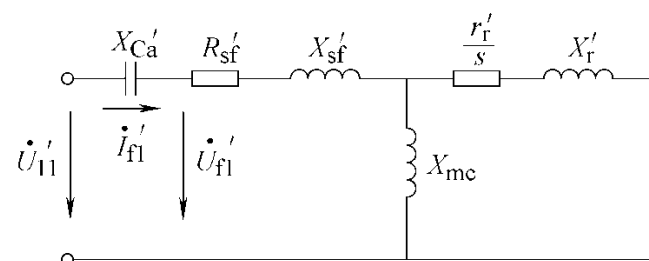
2.2.2 等效电路

➤ 正序等效电路

由电机学中讲过的感应电动机原理可知，当正序分量单独作用时控制绕组和励磁绕组的等效电路分别如图**2-9a)**和**b)**所示。图中励磁绕组各量均已归算到控制绕组，并且为了简化分析，励磁支路上只有励

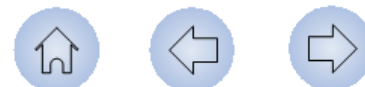


a) 控制绕组正序等效电路



b) 励磁绕组正序等效电路

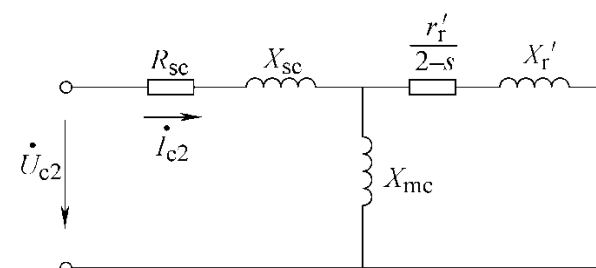
图2-9 正、负序等效电路



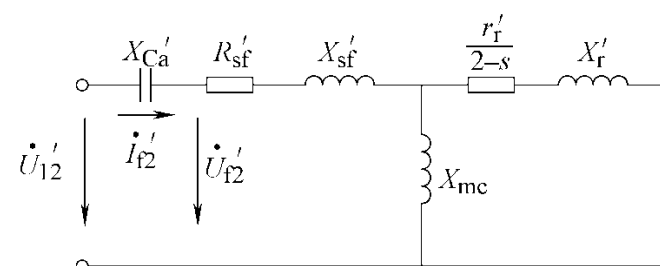
2.2.2 等效电路

► 负序等效电路

电机学中分析多相电机时，由于多相绕组对称，在圆形旋转磁场作用下各相绕组的电压、电流等也是对称的，故只需一相的等效电路即可。而对于两相感应伺服电动机，由于两相绕组不对称，故需分别建立其等效电路。

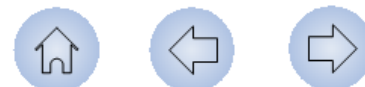


c) 控制绕组负序等效电路



d) 励磁绕组负序等效电路

图2-9 正、负序等效电路



2.2.2 等效电路

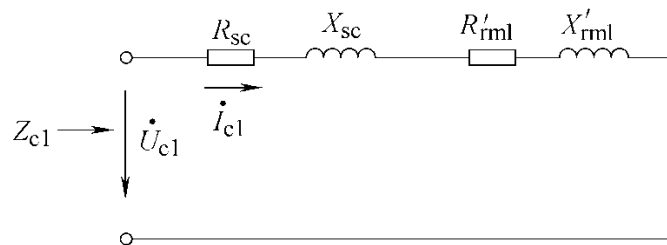
➤ 等效电路参数说明

图2-9中 R_{sc} 、 X_{sc} 分别为控制绕组的电阻和漏抗； r_r' 、 X_r' 为转子绕组电阻和漏抗归算到控制绕组的归算值； R_{sf}' 、 X_{sf}' 为励磁绕组电阻和漏抗归算到控制绕组的归算值， $R_{sf}'=k_{cf}^2 R_{sf}$ ， $X_{sf}'=k_{cf}^2 X_{sf}$ 。 X_{Ca}' 为电容器容抗的归算值， $X_{Ca}'=k_{cf}^2 X_{Ca}$ 。

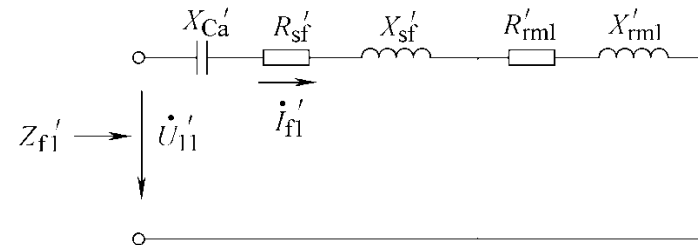
通常电动机的励磁绕组和控制绕组所占的槽数及绕组型式完全相同，且两绕组在槽中的铜线面积基本相等，所以

2.2.2 等效电路

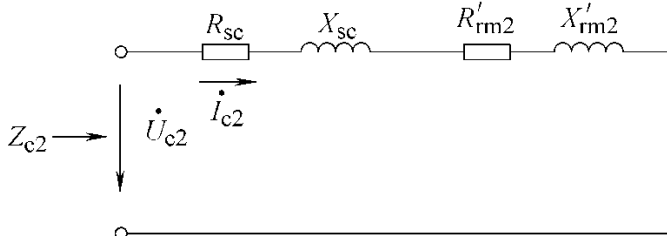
► 励磁支路与转子支路并联后的等效电路



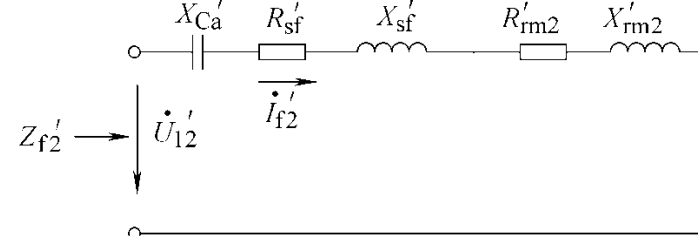
a) 控制绕组正序等效电路



b) 励磁绕组正序等效电路



c) 控制绕组负序等效电路



d) 励磁绕组负序等效电路

图2-10 励磁支路与转子支路并联后的等效电路



2.2.2 等效电路

其中

$$\begin{aligned}
 R_{rm1}' &= \frac{X_{mc}^2 \frac{r_r'}{s}}{\left(\frac{r_r'}{s}\right)^2 + (X_{mc} + X_r')^2} = \frac{X_{mc}^2 r_r' s}{r_r'^2 + s^2 (X_{mc} + X_r')^2} \\
 X_{rm1}' &= \frac{X_{mc} \left(\frac{r_r'}{s}\right)^2 + X_{mc} X_r' (X_{mc} + X_r')}{\left(\frac{r_r'}{s}\right)^2 + (X_{mc} + X_r')^2} = \frac{X_{mc} r_r'^2 + s^2 X_{mc} X_r' (X_{mc} + X_r')}{r_r'^2 + s^2 (X_{mc} + X_r')^2} \\
 R_{rm2}' &= \frac{X_{mc}^2 \frac{r_r'}{2-s}}{\left(\frac{r_r'}{2-s}\right)^2 + (X_{mc} + X_r')^2} = \frac{X_{mc}^2 r_r' (2-s)}{r_r'^2 + (2-s)^2 (X_{mc} + X_r')^2} \\
 X_{rm2}' &= \frac{X_{mc} \left(\frac{r_r'}{2-s}\right)^2 + X_{mc} X_r' (X_{mc} + X_r')}{\left(\frac{r_r'}{2-s}\right)^2 + (X_{mc} + X_r')^2} = \frac{X_{mc} r_r'^2 + (2-s)^2 X_{mc} X_r' (X_{mc} + X_r')}{r_r'^2 + (2-s)^2 (X_{mc} + X_r')^2}
 \end{aligned} \tag{2-10}$$

注意： R_{rm1}' 、 X_{rm1}' 、 R_{rm2}' 、 X_{rm2}' 均为转差率 s 的函数，即这些参数均随电机转速的变化而变化。



2.2.2 等效电路

➤ 各绕组电压方程及正、负序阻抗

● 控制绕组

$$\dot{U}_{c1} = \dot{I}_{c1} [R_{sc} + R_{rm1}' + j(X_{sc} + X_{rm1}')] = \dot{I}_{c1} (R_{c1} + jX_{c1}) = \dot{I}_{c1} Z_{c1} \quad (2-11)$$

$$\dot{U}_{c2} = \dot{I}_{c2} [R_{sc} + R_{rm2}' + j(X_{sc} + X_{rm2}')] = \dot{I}_{c2} (R_{c2} + jX_{c2}) = \dot{I}_{c2} Z_{c2} \quad (2-12)$$

Z_{c1} 和 Z_{c2} 分别为控制绕组的正序阻抗和负序阻抗，有

$$\left. \begin{aligned} Z_{c1} &= R_{c1} + jX_{c1} \\ Z_{c2} &= R_{c2} + jX_{c2} \end{aligned} \right\} \quad (2-13)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} R_{c1} &= R_{sc} + R_{rm1}' \\ X_{c1} &= X_{sc} + X_{rm1}' \\ R_{c2} &= R_{sc} + R_{rm2}' \\ X_{c2} &= X_{sc} + X_{rm2}' \end{aligned} \right\} \quad (2-14)$$



2.2.2 等效电路

● 励磁绕组

考虑到式 (2-9)，对于励磁绕组有

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{11}' &= \dot{I}_{f1}'(-jX_{Ca}' + Z_{c1}) = \dot{I}_{f1}'Z_{f1}' \\ \dot{U}_{12}' &= \dot{I}_{f2}'(-jX_{Ca}' + Z_{c2}) = \dot{I}_{f2}'Z_{f2}' \end{aligned} \right\} \quad (2-15)$$

Z_{f1}' 和 Z_{f2}' 分别为励磁绕组回路的正、负序阻抗，有

$$\left. \begin{aligned} Z_{f1}' &= -jX_{Ca}' + Z_{c1} = R_{c1} + j(-X_{Ca}' + X_{c1}) = R_{f1}' + jX_{f1}' \\ Z_{f2}' &= -jX_{Ca}' + Z_{c2} = R_{c2} + j(-X_{Ca}' + X_{c2}) = R_{f2}' + jX_{f2}' \end{aligned} \right\} \quad (2-16)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} R_{f1}' &= R_{c1} = R_{sc} + R_{rm1}' \\ X_{f1}' &= -X_{Ca}' + X_{c1} = -X_{Ca}' + X_{sc} + X_{rm1}' \\ R_{f2}' &= R_{c2} = R_{sc} + R_{rm2}' \\ X_{f2}' &= -X_{Ca}' + X_{c2} = -X_{Ca}' + X_{sc} + X_{rm2}' \end{aligned} \right\} \quad (2-17)$$



2.2.3 控制绕组和励磁绕组中的电流

根据电压平衡关系，在控制绕组回路中有

$$\dot{U}_c = \dot{U}_{c1} + \dot{U}_{c2} = \dot{I}_{c1} Z_{c1} + \dot{I}_{c2} Z_{c2} \quad (2-18)$$

同理，在励磁绕组回路中有

$$\dot{U}_1' = \dot{U}_{11}' + \dot{U}_{12}' = \dot{I}_{f1}' Z_{f1}' + \dot{I}_{f2}' Z_{f2}' \quad (2-19)$$

式中， $\dot{U}_1' = k_{cf} \dot{U}_+$ 为归算到控制绕组的外施电压。

由式 (2-18) 和式 (2-19) 并结合式 (2-7)，可得

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{c1} &= \frac{\dot{U}_c Z_{f2}' - j \dot{U}_1' Z_{c2}}{Z_{c1} Z_{f2}' + Z_{c2} Z_{f1}'} \\ \dot{I}_{c2} &= \frac{\dot{U}_c Z_{f1}' + j \dot{U}_1' Z_{c1}}{Z_{c1} Z_{f2}' + Z_{c2} Z_{f1}'} \end{aligned} \right\} \quad (2-20)$$

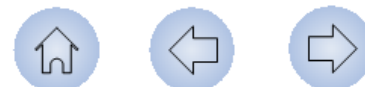
则

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_c &= \dot{I}_{c1} + \dot{I}_{c2} \\ \dot{I}_f' &= \dot{I}_{f1}' + \dot{I}_{f2}' = j \dot{I}_{c1} - j \dot{I}_{c2} \end{aligned} \right\} \quad (2-21)$$



2.2.4 电磁转矩

由感应电动机工作原理知，感应电动机的电磁转矩可以由电磁功率除以电机的同步机械角速度求得，而电磁功率对应于转子电流在等效电路中转子等效电阻 r_r'/s 上所产生的功率。对于两相感应伺服电动机，由于经常工作在不对称运行状态，电机中既有正序磁动势产生的正向旋转磁场，又有负序磁动势产生的反向旋转磁场，正向旋转磁场将使电机工作在电动机状态，产生正向电磁转矩 T_1 ，而反向旋转磁场则使电机工作在电磁制动状态，产生反向电磁转矩 T_2 （参见图2-3），伺服电动机的电磁转矩应为 T_1-T_2 。而 T_1 和 T_2 可分别由正序旋转磁场和负序旋转磁场产生的电磁功率求得。



2.2.4 电磁转矩

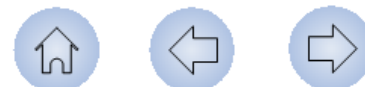
正序旋转磁场产生的电磁功率等于图2-9控制绕组和励磁绕组正序等效电路中转子电流在转子等效电阻 r_r'/s 上所产生的功率，不难证明，这个功率与图2-10中定子电流正序分量流过不计铁耗时励磁支路与转子支路并联后的等效电阻 R_{rm1}' 所消耗的电功率相等，因此正向旋转磁场的电磁功率为

$$P_{e1} = I_{c1}^2 R_{rm1}' + I_{fl}'^2 R_{rm1}' = 2I_{c1}^2 R_{rm1}' \quad (2-22)$$

相应的电磁转矩为

$$T_1 = \frac{P_{e1}}{\Omega_s} = \frac{60}{2\pi} \cdot \frac{P_{e1}}{n_s} = 9.55 \frac{P_{e1}}{n_s} \quad (2-23)$$

式中， Ω_s 为同步机械角速度，单位为rad/s； n_s 为同步转速，单位为r/min。



2.2.4 电磁转矩

同理，反向旋转磁场产生的电磁功率对应于图2-9中负序等效电路中转子等效电阻 r_r' （ $2-s$ ）上的功率，也等于图2-10中定子电流负序分量在等效电阻 R_{rm2}' 上消耗的功率，故有

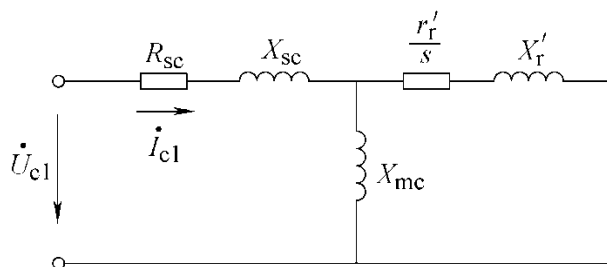
$$P_{e2} = I_{c2}^2 R_{rm2}' + I_{f2}^2 R_{rm2}' = 2I_{c2}^2 R_{rm2}' \quad (2-24)$$

$$T_2 = \frac{P_{e2}}{\Omega_s} = \frac{60}{2\pi} \cdot \frac{P_{e2}}{n_s} = 9.55 \frac{P_{e2}}{n_s} \quad (2-25)$$

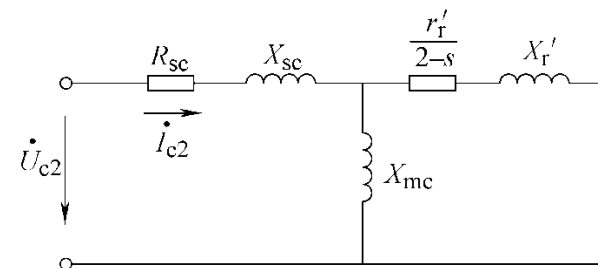
则电机的电磁转矩为

$$T_e = T_1 - T_2 = \frac{9.55}{n_s} (P_{e1} - P_{e2}) = \frac{9.55}{n_s} (2I_{c1}^2 R_{rm1}' - 2I_{c2}^2 R_{rm2}') \quad (2-26)$$

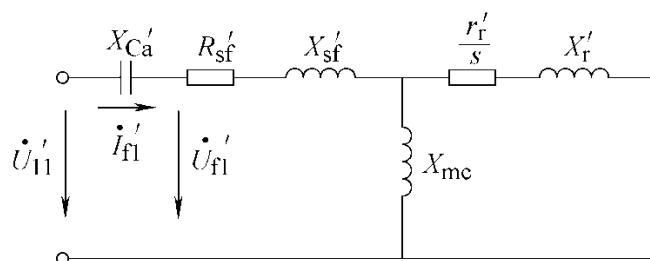




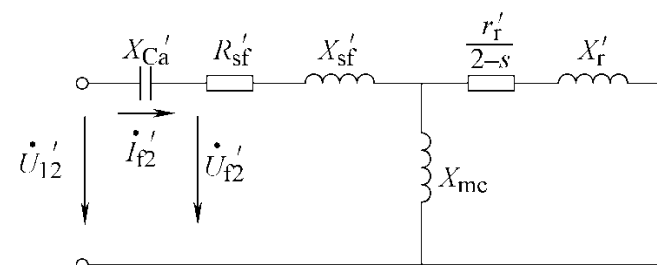
a) 控制绕组正序等效电路



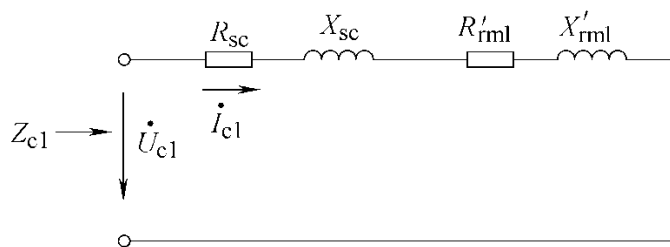
c) 控制绕组负序等效电路



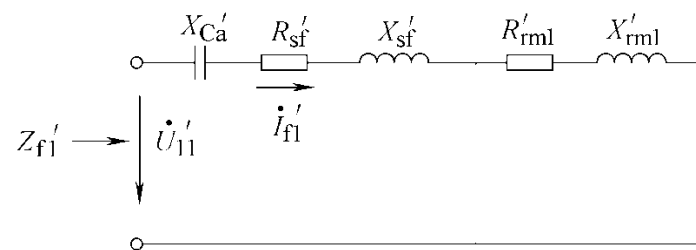
b) 励磁绕组正序等效电路



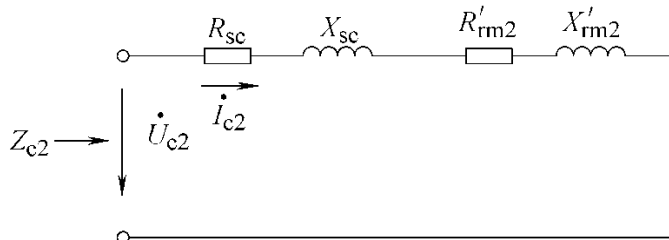
d) 励磁绕组负序等效电路



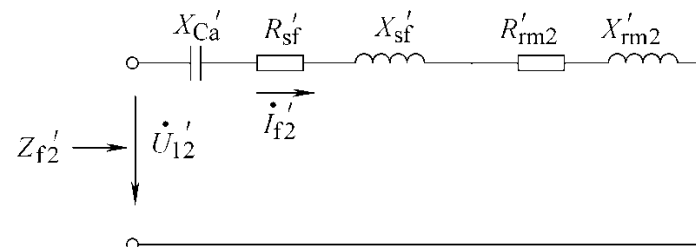
a) 控制绕组正序等效电路



b) 励磁绕组正序等效电路



c) 控制绕组负序等效电路



d) 励磁绕组负序等效电路

$$T_e = T_1 - T_2 = \frac{9.55}{n_s} (P_{e1} - P_{e2}) = \frac{9.55}{n_s} (2I_{c1}^2 R'_{rm1} - 2I_{c2}^2 R'_{rm2})$$

2.3 两相感应伺服电动机的静态特性

2.3.1 幅值控制时的特性

2.3.2 相位控制时的特性

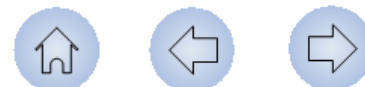
2.3.3 幅值-相位控制



2.3 两相感应伺服电动机的静态特性

•概述

两相感应伺服电动机的静态特性主要是指其机械特性和调节特性，随着控制方式不同，其静态特性也有所不同，下面分别进行讨论。



2.3.1 幅值控制时的特性

► 有效信号系数及获得圆形旋转磁场的条件

幅值控制时励磁绕组直接接在电压为 \dot{U}_1 的交流电源上，即 $\dot{U}_f = \dot{U}_1$ ，控制绕组电压 \dot{U}_c 在相位上滞后 90° 电角度，而其大小 U_c 是可调的，若取电源电压 U_1 为电压基值，则控制电压 U_c 的标么值称为电压的信号系数，常用 α 表示，有

而将控制电压 U_c 与归算到控制绕组的电源电压 U_1' 之比 α_e 称为幅值控制时的有效信号系数，即有

$$\alpha_e = \frac{U_c}{U_1'} = \frac{U_c}{k_{cf} U_1} = \frac{\alpha}{k_{cf}} \quad (2-28)$$



2.3.1 幅值控制时的特性

则

$$\dot{U}_c = -j\alpha\dot{U}_1 = -j\alpha_e\dot{U}_1' \quad (2-29)$$

$$\dot{I}_{c2} = \frac{\dot{U}_c Z_{f1}' + j\dot{U}_1' Z_{c1}}{Z_{c1} Z_{f2}' + Z_{c2} Z_{f1}'}$$

为使两相感应伺服电动机获得圆形旋转磁场，应使负序电流等于0，即由式（2-20）可知， $\dot{I}_{c2} = 0$ 为此应有

$$\dot{U}_c Z_{f1}' + j\dot{U}_1' Z_{c1} = 0 \quad (2-30)$$

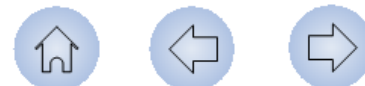
幅值控制时，由于 $X_{Ca} = 0$ ，由式（2-16）

$$\left. \begin{aligned} Z_{f1}' &= Z_{c1} \\ Z_{f2}' &= Z_{c2} \end{aligned} \right\} \quad (2-31)$$

将式（2-29）和式（2-31）代入式（2-30），可得

$$\alpha_e = 1 \quad (2-32)$$

即：幅值控制时，两相感应伺服电动机获得圆形旋转磁场的条件是有效信号系数等于1，此时控制电压 $U_c = U_1' = k_{cf} U_1$ 。



2.3.1 幅值控制时的特性

➤ 机械特性

幅值控制时的转矩公式

将式 (2-29) 和式 (2-31) 代入式 (2-20)，可得幅值控制时控制绕组电流的正序分量 \dot{I}_{c1} 和负序分量 \dot{I}_{c2} 为

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{c1} &= -j \frac{\dot{U}_1'}{2Z_{c1}} (1 + \alpha_e) \\ \dot{I}_{c2} &= j \frac{\dot{U}_1'}{2Z_{c2}} (1 - \alpha_e) \end{aligned} \right\} \quad (2-33)$$

再将式 (2-33) 代入式 (2-26)，便可得到电磁转矩

$$T_e = \frac{9.55}{n_s} \cdot \frac{U_1'^2}{2} \left[\frac{R_{rm1}'}{Z_{c1}^2} (1 + \alpha_e)^2 - \frac{R_{rm2}'}{Z_{c2}^2} (1 - \alpha_e)^2 \right] \quad (2-34)$$

$$T_e = T_1 - T_2 = \frac{9.55}{n_s} (P_{e1} - P_{e2}) = \frac{9.55}{n_s} (2I_{c1}^2 R_{rm1}' - 2I_{c2}^2 R_{rm2}')$$



2.3.1 幅值控制时的特性

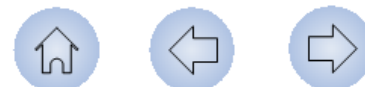
电磁转矩的标么值

为了便于分析，常将转矩公式化成标么值形式。选取圆形旋转磁场时的堵转转矩作为转矩基值，考虑到获得圆形旋转磁场的条件是 $s=1$ ，由式 (2-10) 和式 (2-13) 可得堵转时的阻抗为

$$R_{ck} + j(X_{sc} + X_{rmk}') = R_{ck} + jX_{ck} = Z_{ck} \quad (2-36)$$

式中

$$\left. \begin{aligned} R_{ck} &= R_{sc} + R_{rmk}' \\ X_{ck} &= X_{sc} + X_{rmk}' \end{aligned} \right\} \quad (2-36)$$



2.3.1 幅值控制时的特性

将式 (2-35) 代入式 (2-34)，得幅值控制

时的转矩基值为

$$T_{k0} = \frac{U^2}{n_s Z_{ck}^2 R_{rmk}'} \quad (2-37)$$

则电磁转矩的标么值为

$$T_e^* = \frac{T_e}{T_{k0}} = \frac{Z_{ck}^2 R_{rm1}'}{Z_{c1}^2 R_{rmk}'} \left(\frac{1+\alpha_e}{2}\right)^2 - \frac{Z_{ck}^2 R_{rm2}'}{Z_{c2}^2 R_{rmk}'} \left(\frac{1-\alpha_e}{2}\right)^2 \quad (2-38)$$

式 (2-38) 中，阻抗 Z_{c1} 、 Z_{c2} 、 R_{rm1}' 、 R_{rm2}' 都是转速的函数，所以当控制电压不变，即 $\alpha_e = \text{常数}$ 时，它表示了电动机转矩和转速的关系，故式 (2-38) 就是两相感应伺服电动机幅值控制时的机械特性。



2.3.1 幅值控制时的特性

幅值控制时的机械特性

式(2-38)中的转矩 T_e^* 与转速的关系十分复杂,实际应用中常常根据电机的参数,由式(2-38)计算出不同 α_e 时的转矩-转速关系,进而作出不同有效信号系数时的机械特性曲线。一台两相感应伺服电动机,当 $\alpha_e=1、0.75、0.5、0.25$ 时的一组机械特性曲线如图2-11所示。电机参数为:

$k_{cf}=0.5, R_{sc}=75\Omega, X_{sc}=75\Omega, X_{mc}=150\Omega,$
 $r_r'=300\Omega, X_r'=4.5\Omega。$ 图中转速

2.3.1 幅值控制时的特性

由图2-11可以看出，只有当有效信号系数 $\alpha_e=1$ 时电动机的理想空载转速才等于同步转速，而 $\alpha_e \neq 1$ 时电动机的理想空载转速均低于同步转速。这是因为只有 $\alpha_e=1$ 时电机中产生的是圆形旋转磁场，当 $\alpha_e \neq 1$ 时则为椭圆形旋转磁场，此时由于反向旋转磁场的存在，会产生一个制动转矩 T_2 （参见图2-3），当某转速下正向转矩 T_1 与反向转矩 T_2 正好相等时，合成转矩

$T = T_1 - T_2 = 0$ 此时转速即为该转速下的理想空载转速



2.3.1 幅值控制时的特性

► 调节特性

两相感应伺服电动机的调节特性是指电磁转矩一定时，转速与控制电压的关系。对幅值控制来说，就是 $T_e^* = \text{常数}$ 时， $n^* = f(\alpha_e)$ 的关系曲线。

从两相感应伺服电动机的转矩表达式直接推导出其调节特性是相当繁杂的，所以各种控制方式下的调节特性曲线都是根据相应的机械特性曲线用作图法求得。绘制某一转矩值下的调节特性曲线时，可由机械特性曲线找出该转矩值下与不同转速相对应的有效信号

2.3.1 幅值控制时的特性

由图2-12可见，若负载阻转矩不变，随着控制电压提高，有效信号系数 α_e 增大，电动机转速升高，但调节特性的线性度很差，只在转速标么值很小时近似于线性关系。

为了使伺服电动机能运行在调节特性的线性范围，应使其始终在较小的转速标么值下运行，这样，为了提高电机的实际运行转速，就需提高伺服电动机的工作频率。例如：一台两极伺服电动机，要求其最高运行转速 $n=2400$ r/min，若用50Hz的工频电源供电，其同步转速 $n_s=3000$ r/min，最高转速时的标么值 $n^*=0.8$ ；若改用400Hz的中频电源，则 $n_s=24000$ r/min，最高转速标么值 $n^*=0.1$ ，这样伺服电动机便可工作在 $n^*=0\sim 0.1$ 的线性区段。鉴于此，两相感应伺服电动机常采用400Hz的中频电源供电。



2.3.1 幅值控制时的特性

$$T_e = \frac{9.55}{n_s} \cdot \frac{U_1'^2}{2} \left[\frac{R_{rm1}'}{Z_{c1}^2} (1 + \alpha_e)^2 - \frac{R_{rm2}'}{Z_{c2}^2} (1 - \alpha_e)^2 \right]$$

➤ 机械特性的实用表达式

通常制造厂提供的是对称状态 ($\alpha_e=1$) 下的机械特性曲线, 在系统设计时, 常需要不对称状态下的机械特性曲线, 下面分析如何利用对称状态下的机械特性曲线获得不对称状态下的机械特性曲线。 (2-39)

式中

$$\left. \begin{aligned} T_{10} &= \frac{9.55}{n_s} \cdot \frac{2U_1'^2 R_{rm1}'}{Z_{c1}^2} \\ T_{20} &= \frac{9.55}{n_s} \cdot \frac{2U_1'^2 R_{rm2}'}{Z_{c2}^2} \end{aligned} \right\} \quad (2-40)$$



$$\begin{aligned}
 T_e &= \frac{9.55}{n_s} \cdot \frac{U_1'^2}{2} \left[\frac{R_{rm1}'}{Z_{c1}^2} (1 + \alpha_e)^2 - \frac{R_{rm2}'}{Z_{c2}^2} (1 - \alpha_e)^2 \right] \\
 &= \frac{9.55}{n_s} \cdot 2 \left(\frac{U_1'}{Z_{c1}} \right)^2 R_{rm1}' \left(\frac{1 + \alpha_e}{2} \right)^2 - \frac{9.55}{n_s} \cdot 2 \left(\frac{U_1'}{Z_{c2}} \right)^2 R_{rm2}' \left(\frac{1 - \alpha_e}{2} \right)^2 \\
 &= T_{10} \left(\frac{1 + \alpha_e}{2} \right)^2 - T_{20} \left(\frac{1 - \alpha_e}{2} \right)^2
 \end{aligned}$$



2.3.1 幅值控制时的特性

T_{10} 即为正向对称运行 ($\alpha_e=1$) 时的机械特性, 而 T_{20} 为 $\alpha_e=-1$ 时, 即反向对称运行时的机械特性。如图2-13所示, 任意转速 n 下 T_{10} 和 T_{20} 之间均存在以下关系

$$T_{10}(n) = T_{20}(-n) \quad (2-41)$$

该式也可以由式 (2-40) 及 (2-10)、(2-13) 从数学上加以证明, 在此从略。

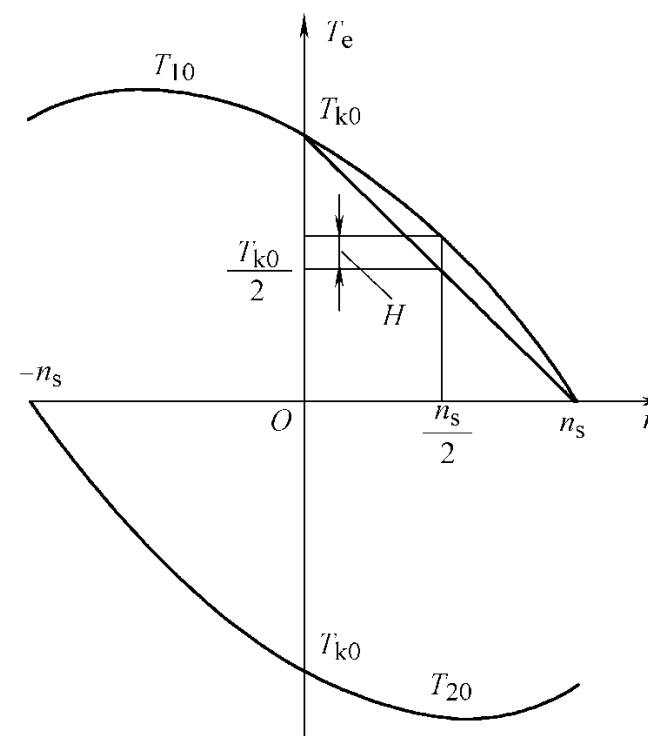


图2-13 推导机械特性实用表达式的示意图



2.3.1 幅值控制时的特性

为便于用数学方法处理，可以将 T_{10} 用 n 的高次多项式近似表达，因特性曲线接近直线，通常取前三项已足够精确，即可将 T_{10} 表达为

$$T_{10} = T_{k0} + Bn + An^2 \quad (2-44)$$

式中， T_{k0} 为 $\alpha_e=1$ 时的堵转转矩；系数 B 、 A 可由下面两个条件确定（参见图2-13）：

1) 当 $n = \frac{n}{2}$ 时， $T_{10} = \frac{T_{k0}}{2} + H$

2) 当 $n=n_s$ 时， $T_{10}=0$

将此条件代入式（2-44），可求得



2.3.1 幅值控制时的特性

$$B = (4H - T_{k0})/n_s \quad (2-45)$$

$$A = -4H/n_s^2 \quad (2-46)$$

式中， H 为实际特性与线性化特性在 $n=n_s/2$ 处的转矩之差，如图2-13所示。
由式(2-41)可知，对于 T_{20} 有

$$T_{20} = T_{k0} - Bn + An^2 \quad (2-47)$$

将式(2-44)和式(2-47)代入式(2-39)，可得

$$\begin{aligned} T_e &= (T_{k0} + Bn + An^2) \left(\frac{1+\alpha_e}{2}\right)^2 - (T_{k0} - Bn + An^2) \left(\frac{1-\alpha_e}{2}\right)^2 \\ &= \alpha_e T_{k0} + \frac{B}{2} (1+\alpha_e^2)n + \alpha_e An^2 \end{aligned} \quad (2-48)$$



2.3.1 幅值控制时的特性

式(2-48)就是不对称状态下机械特性的实用表达式。可见，只要知道对称运行状态时的堵转转矩 T_{k0} 及 $n_s/2$ 时的转矩，就可以求出不对称运行状态时任意转速下的转矩值。

若取 T_{k0} 作为转矩基值， n_s 作为转速基值，式(2-48)的标么值形式如下

$$T_e^* = \alpha_e + \frac{4\mu - 1}{2} (1 + \alpha_e^2) n^* - 4\mu\alpha_e n^{*2} \quad (2-49)$$

式中， $\mu = H/T_{k0}$ ，为机械特性非线性值 H 的相对值。



2.3.2 相位控制时的特性

获得圆形旋转磁场的条件

$$\beta=90^\circ \quad \text{或} \quad \sin\beta=1$$

机械特性和调节特性

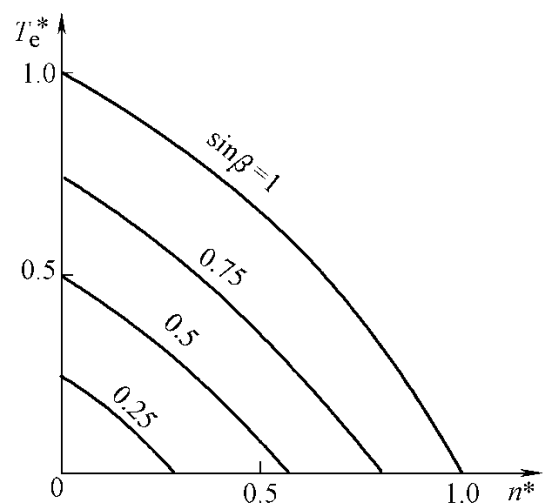


图2-14 相位控制时的机械特性

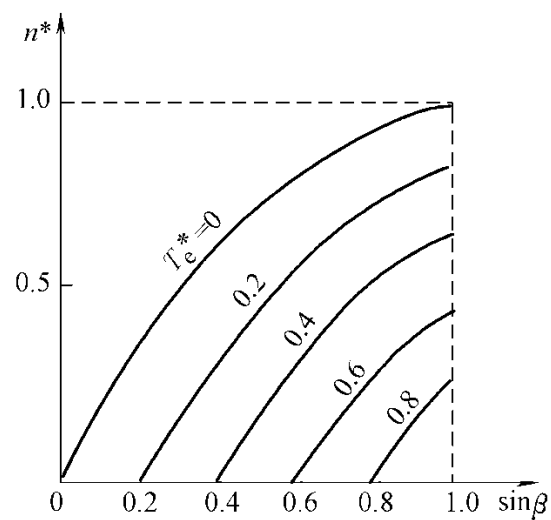
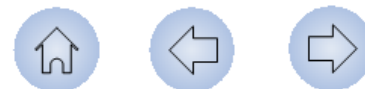


图2-15 相位控制时的调节特性



2.3.3 幅值-相位控制

获得圆形旋转磁场的条件

$$\alpha_e = \frac{X_{c1}}{R_{c1}} \quad X_{Ca}' = \frac{R_{c1}^2 + X_{c1}^2}{X_{c1}}$$

机械特性和调节特性

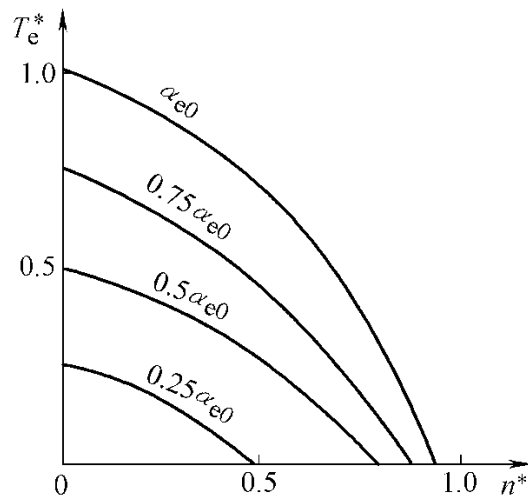


图2-16 幅值-相位控制时的机械特性

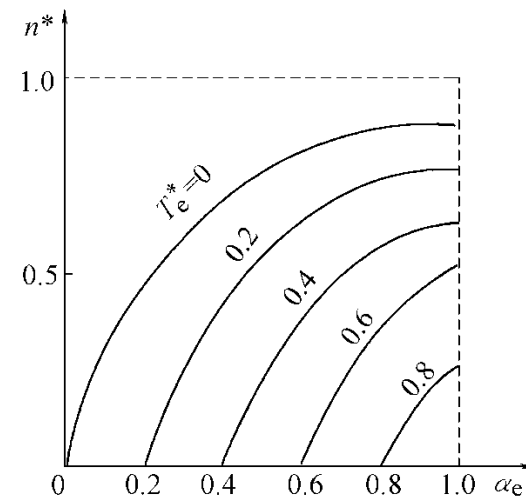
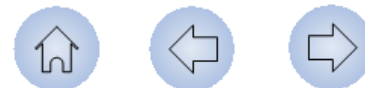


图2-17 幅值-相位控制时的调节特性



2.4 两相感应伺服电动机的动态特性

► 两相感应伺服电动机的动态性能

两相感应伺服电动机的动态特性：是指在阶跃控制电压作用下，电机转速随时间的变化规律。其定义及分析方法均与直流伺服电动机相似。只是由于两相感应伺服电动机的机械特性和调节特性皆为非线性，准确地分析其动态过程就变得相当复杂。下面以幅值控制为例对两相感应伺服电动机的动态性能进行分析。

分析时假设电动机的有效信号系数 $\alpha_e = 1$ ，略去其电气过渡过程，并如图2-18所示将其机械特性进行线性化处理，则转速为 n 时的电磁转矩为

$$T_e = T_{k0} \cdot \frac{n_s - n}{n_s} = T_{k0} \cdot \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$$

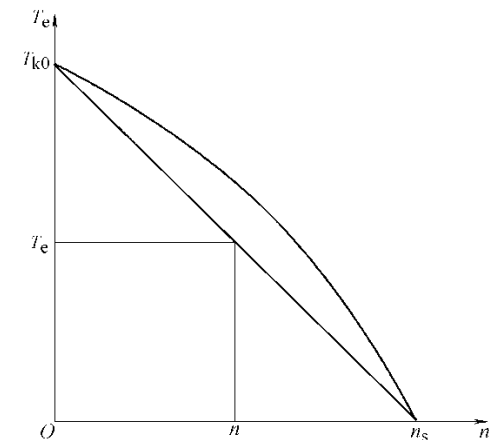


图2-18 $\alpha_e = 1$ 时机械特性的线性化



2.4 两相感应伺服电动机的动态特性

$$T_e = T_{k0} \cdot \frac{n_s - n}{n_s} = T_{k0} \cdot \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (2-61)$$

电机的机械运动方程为

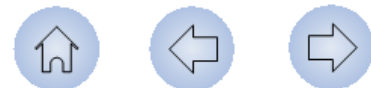
$$T_e = T_L + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (2-62)$$

为了简化推导，假定负载转矩 $T_L=0$ ，然后将式 (2-61) 代入式 (2-62)，并整理得

$$J \frac{\Omega_s}{T_{k0}} \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = \Omega_s \quad (2-63)$$

考虑到 $\Omega = \frac{2\pi}{60} n$ ，则式 (2-63) 可写成

$$\tau_m \frac{dn}{dt} + n = n_s \quad (2-64)$$



2.4 两相感应伺服电动机的动态特性

式中

$$\tau_m = \frac{2\pi}{60} \cdot \frac{Jn_s}{T_{k0}} \approx 0.1047 \frac{Jn_s}{T_{k0}} \quad (2-65)$$

是电机的机电时间常数。

对照式(1-8)可见,在上述假定条件下两相感应伺服电动机的动态转速方程与直流伺服电动机完全相同,其转速随时间的变化规律同样为指数函数,如图2-19中的曲线1所示。

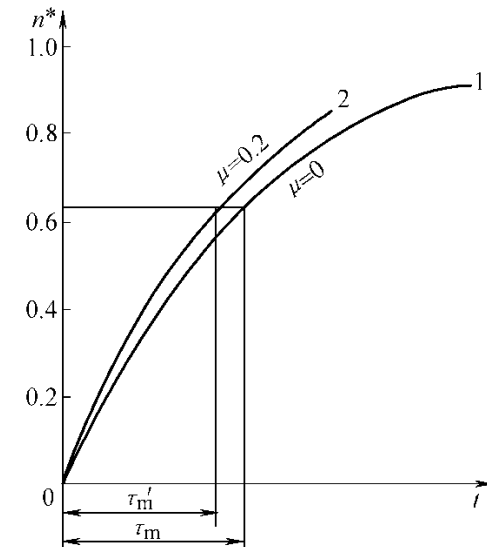


图2-19 转速随时间的变化曲线

研究两相感应伺服电动机的动态性能时,必须注意它与直流伺服电动机相比存在以下两个方面的差别: 1) 机械特性为非线性; 2) 线性化机械特性的斜率随着有效信号系数的改变而相应变化。下面进一步分析这两个因素对动态性能的影响。



2.4 两相感应伺服电动机的动态特性

$$T_e^* = \tau_m \frac{1 - \mu n^{*2}}{1 + \alpha_e^2 n^{*2}} \quad (2-49)$$

► 机械特性非线性对动态性能的影响

由前述机械特性实用表达式的分析推导可知，考虑机械特性非线性时，可将其近似看作抛物线（由式(2-49)）， $\alpha_e = 1$ 时标幺值形式的机械特性表达式为

$$T_e^* = \tau_m \frac{dn^*}{dt} \quad (2-67)$$

将式(2-66)代入式(2-67)，可得考虑机械特性非线性时的动态方程为

$$1 + (4\mu - 1)n^{*2} - 4\mu n^{*2} = \tau_m \frac{dn^*}{dt} \quad (2-68)$$



2.4 两相感应伺服电动机的动态特性

求解式 (2-68) 可得

$$n^* = \frac{e^{\frac{k}{\tau_m} t} - 1}{e^{\frac{k}{\tau_m} t} - 1 + k} \quad (2-69)$$

式中, $k=4\mu+1$

由式 (2-69) 画出的电机转速随时间变化的关系曲线如[图2-19](#)所示, 图中曲线1为 $\mu=0$ 时的曲线, 即为线性机械特性时电机转速随时间的变化关系, 它呈指数函数。曲线2为 $\mu=0.2$ 时的曲线, 可见, 考虑机械特性的非线性, 电机转速随时间的变化规律已不再呈指数函数关系。



2.4 两相感应伺服电动机的动态特性

根据式（2-69）可求得电机转速由零上升到空载转速的**63.2%**所需的时间，即考虑到电机机械特性非线性后的时间常数为

式中

$$k_{\mu} = \frac{1}{4\mu + 1} \ln(6.87\mu + 2.72) \quad (2-71)$$

由于 $k_{\mu} \leq 1$ ，而且随着 μ 的增大而减少，所以考虑电动机机械特性的非线性后，两相感应伺服电动机的动态性能将优于线性机械特性的电机。但实际的两相感应伺服电动机其 μ 值不超过**0.2**，相应 $k_{\mu} \geq 0.78$ ，因而忽略非线性对机电时间常数的影响造成的误差不超过**22%**，故 τ_m' 仍可用线性机械特性时的机电时间常数 τ_m 代替。



2.4 两相感应伺服电动机的动态特性

► 不同有效信号系数对电机动态性能的影响

采用幅值控制，当有效信号系数 $\alpha_e = 1$ 时，由线性化机械特性确定的机电时间常数如式(2-65)所示。同理， $\alpha_e < 1$ 时对应于线性化机械特性的机电时间常数 τ_m' 应为

式中， n_0 为相应 α_e 下的理想空载转速， T_k 为相应 α_e 下的堵转转矩。

由图2-20可见，对应于不同的 α_e ， n_0/T_k 随之变化，这意味着电机的机电时间常数也将随着 α_e 的变化而变化。



2.4 两相感应伺服电动机的动态特性

将 $\mu=0$ 代入式(2-49)，可得不同 α_e 时用标么值表示的线性化机械特性的表达式为

$$T_e^* = \alpha_e - \frac{1}{2}(1 + \alpha_e^2)n^* \quad (2-73)$$

则有效信号系数为 α_e 时的堵转转矩标么值为

$$T_k^* = \alpha_e \quad (2-74)$$

相应的堵转转矩为

$$T_k = T_{k0} \cdot T_k^* = \alpha_e T_{k0} \quad (2-75)$$

将 $T_e^*=0$ 代入式(2-73)，可得有效信号系数为 α_e 时的理想空载转速标么值为

$$n_0^* = \frac{2\alpha_e}{1 + \alpha_e^2} \quad (2-76)$$



2.4 两相感应伺服电动机的动态特性

则

$$n_0 = n_0^* \cdot n_s = \frac{2\alpha_e}{1 + \alpha_e^2} n_s \quad (2-77)$$

将式 (2-75) 和式 (2-77) 代入式 (2-72)，可得

$$\tau_m' = 0.1047 \frac{J \frac{2\alpha_e}{1 + \alpha_e^2} n_s}{\alpha_e T_{k0}} = \frac{2}{1 + \alpha_e^2} \tau_m \quad (2-78)$$

当 α_e 很小时，忽略式 (2-78) 分母中的 α_e^2 项，则

$$\tau_m' \approx 2\tau_m \quad (2-79)$$

可见，幅值控制的两相感应伺服电动机，当控制电压较小时，其机电时间常数约为额定控制电压时的二倍。



2.4 两相感应伺服电动机的动态特性

值得注意的是，在性能指标中所给出的机电时间常数是指在额定励磁电压和额定控制电压(即 $\alpha_e=1$ 时的对称状态)且空载下的机电时间常数 τ_m 。

小结：两相感应伺服电动机由于机械特性的非线性对动态性能影响不大，其作用常可忽略，但随控制电压减小，其过渡过程变长，当控制电压较低时，其动态特性变坏，时间约延长一倍。



图2-11 幅值控制时的机械特性

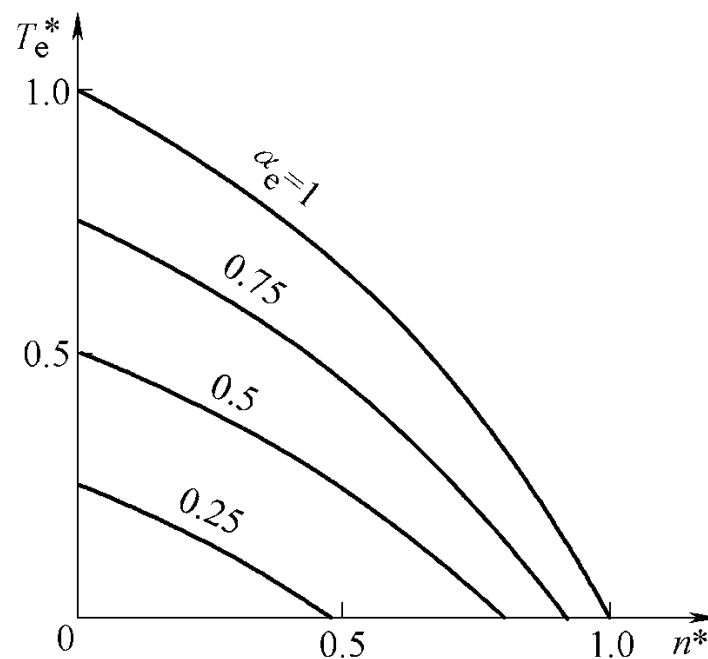


图2-11 幅值控制时的机械特性



图2-12 幅值控制时的调节特性

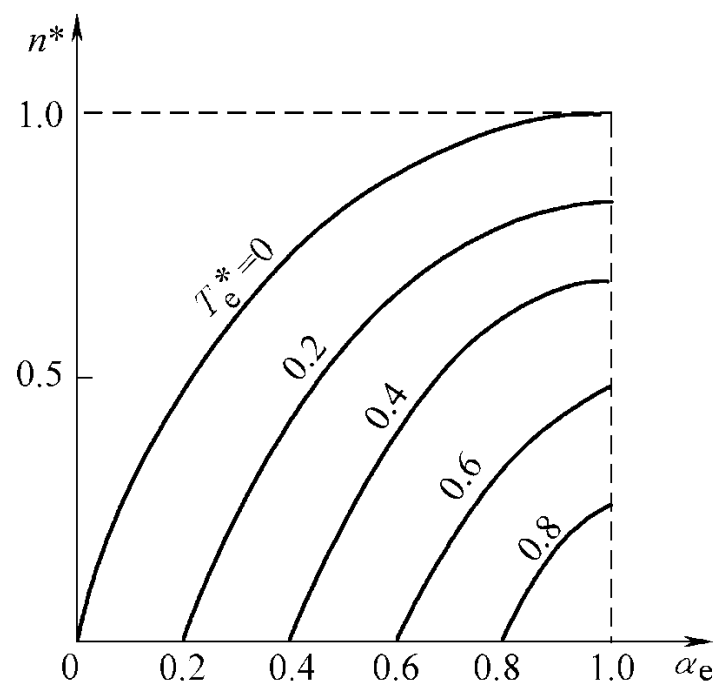


图2-12 幅值控制时的调节特性



幅值控制方式下，电磁转矩表达式：

$$T_e^* = \alpha_e + \frac{4\mu - 1}{2} (1 + \alpha_e^2) n^* - 4\mu\alpha_e n^{*2}$$

图2-18 $\alpha_e = 1$ 时机械特性的线性化

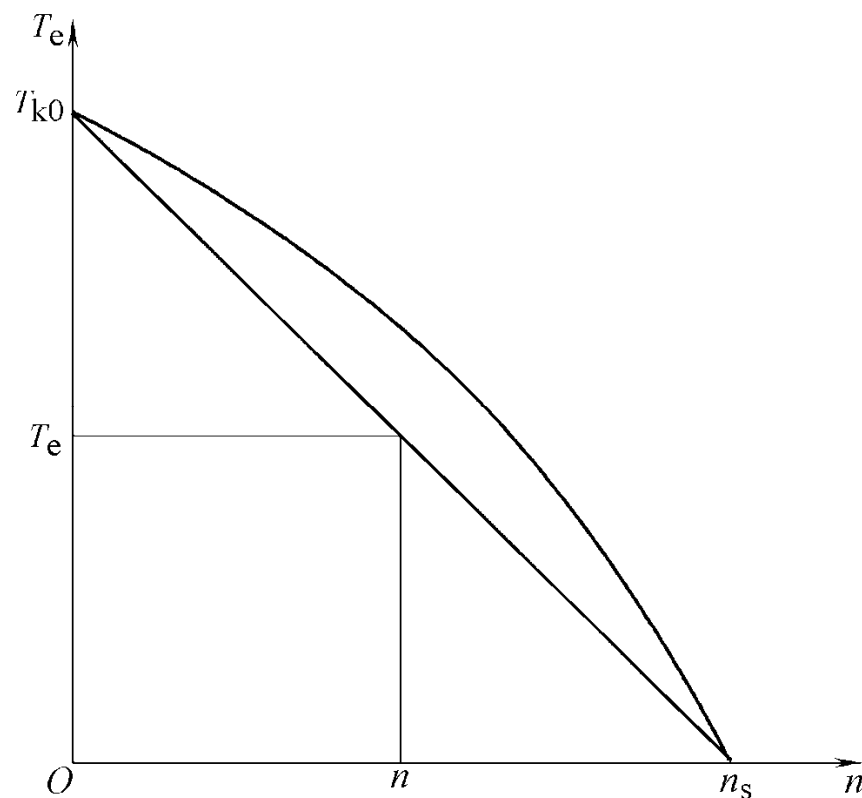


图2-18 $\alpha_e = 1$ 时机械特性的线性化



图2-19 转速随时间的变化曲线

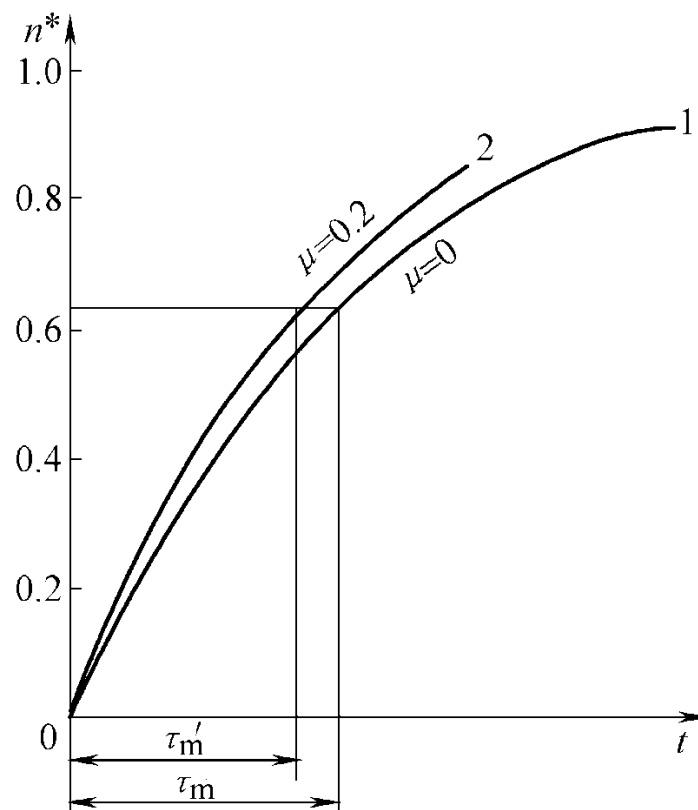
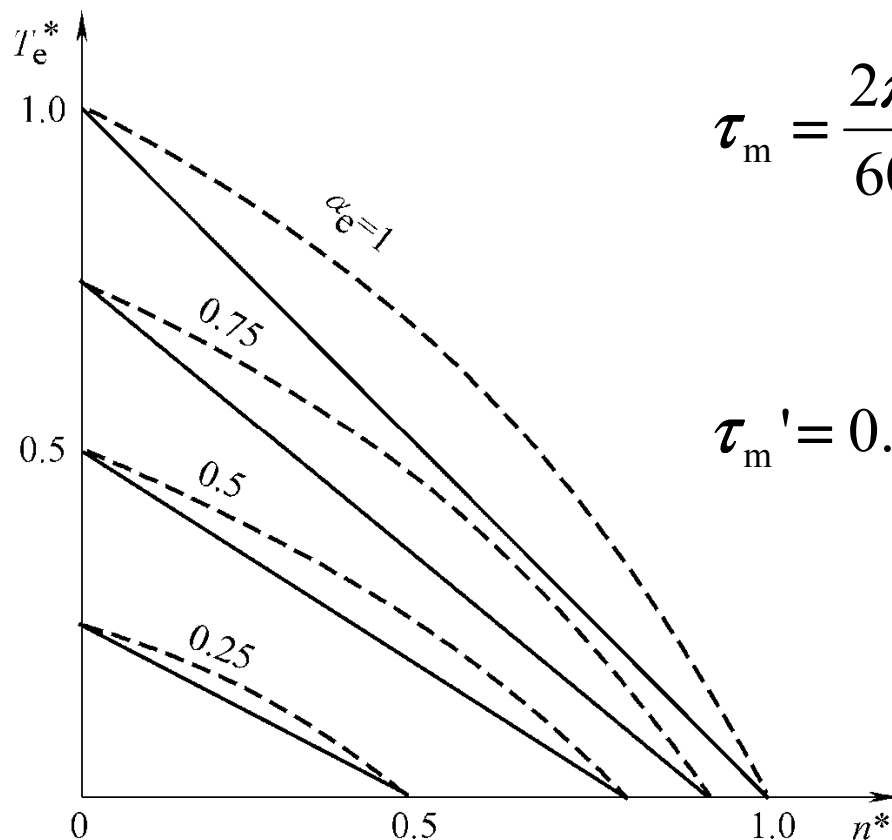


图2-19 转速随时间的变化曲线



图2-20 不同 α_e 时机械特性的线性化



$$\tau_m = \frac{2\pi}{60} \cdot \frac{Jn_s}{T_{k0}} \approx 0.1047 \frac{Jn_s}{T_{k0}}$$

$$\tau_m' = 0.1047 \frac{J \frac{2\alpha_e}{1+\alpha_e^2} n_s}{\alpha_e T_{k0}} = \frac{2}{1+\alpha_e^2} \tau_m$$

图2-20 不同 α_e 时机械特性的线性化



2.5 两相感应伺服电动机的主要技术数据和性能指标

2.5.1 主要技术数据

2.5.2 主要性能指标

2.5.3 两相感应伺服电动机与直流伺服电动机的性能比较



2.5.1 主要技术数据

1. 电压

主要技术数据中励磁电压和控制电压指的都是额定电压。

- 励磁绕组电压的允许变动范围一般为 **$\pm 5\%$** 左右。电压太高，电机会发热；电压太低，电机的性能将变坏，如堵转转矩和输出功率会明显下降，加速时间增长等。
- 当电机采用幅值-相位控制时，应注意到励磁绕组两端电压会高于电源电压，而且随转速升高而增大。



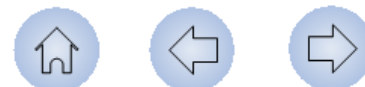
2.5.1 主要技术数据

2. 频率

目前控制电机常用的频率分**低频**和**中频**两大类，低频为**50 Hz(或60 Hz)**，中频为**400 Hz(或500 Hz)**。因为频率越高，涡流损耗越大，所以中频电机的铁心需用更薄的硅钢片，一般低频电机用**0.35~0.5mm**的硅钢片，而中频电机用**0.2mm**以下的硅钢片。

3. 空载转速
定子两相绕组加上额定电压，电机不带任何负载时的转速称为**空载转速 n_0** 。
空载转速与电机的极数有关。由于电机本身阻转矩的影响，空载转速略低于同步转速。

中频电机和低频一般不可以互相代替使用，否则电机性能会变差。



2.5.1 主要技术数据

4. 堵转转矩和堵转电流

定子两相绕组加上额定电压，转速等于0时的输出转矩，称为堵转转矩。这时流过励磁绕组和控制绕组的电流分别称为堵转

励磁电流和堵转控制电流。堵转电流通常当电机处于对称状态时，输出功率 P_2 随转速 n 变化的情况如图2-21所示。当转速接近空载转速 n_0 的一半时，输出功率最大，通常就把这点规定为两相感应伺服电动机的额定状态。电机可以在这个状态下长期连续运转而不过热。最大输出功率就是电机的额定功率 P_{2N} 。对应这个状态下的转矩和转速称为额定转矩 T_N 和额定转速 n_N 。



2.5.2 主要性能指标

1. 空载始动电压 U_{s0}

在额定励磁电压和空载情况下，使转子在任意位置开始连续转动所需的最小控制电压定义为空载始动电压 U_{s0} ，通常以额定控制电压的百分比来表示。 U_{s0} 越小，表示伺服电动机的灵敏度越高。一般要求 U_{s0} 不大于额定控制电压的**3%~4%**。用于精密仪器仪表中的两相感应伺服电动机，有时要求 U_{s0} 不大于额定电压的**1%**。



2.5.2 主要性能指标

2. 机械特性非线性度 k_m

在额定励磁电压下，任意控制电压时的实际机械特性与线性机械特性在转矩 $T_e = T_k/2$ 时的转速偏差 Δn 与空载转速 n_0 （对称状态时）之比的百分数 $\frac{\Delta n}{n_0} \times 100\%$ ，定义为机械特性非线性度，如图2-22所示，即

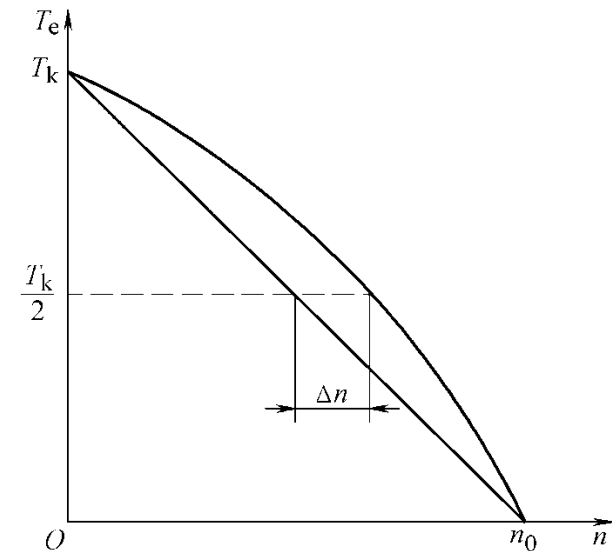


图2-22 机械特性的非线性度



2.5.2 主要性能指标

3. 调节特性非线性度 k_v

在额定励磁电压和空载情况下，当 $\alpha_e = 0.7$ 时，实际调节特性与线性调节特性的转速偏差 Δn 与 $\alpha_e = 1$ 时的空载转速 n_0 之比的百分数定义为调节特性非线性度。

以上特性的非线性度越小，特性曲线越接近直线，系统的动态误差就越小，工作就越准确，一般要求 $k_m \leq 10\% \sim 20\%$ ， $k_v \leq 20\% \sim 25\%$ 。

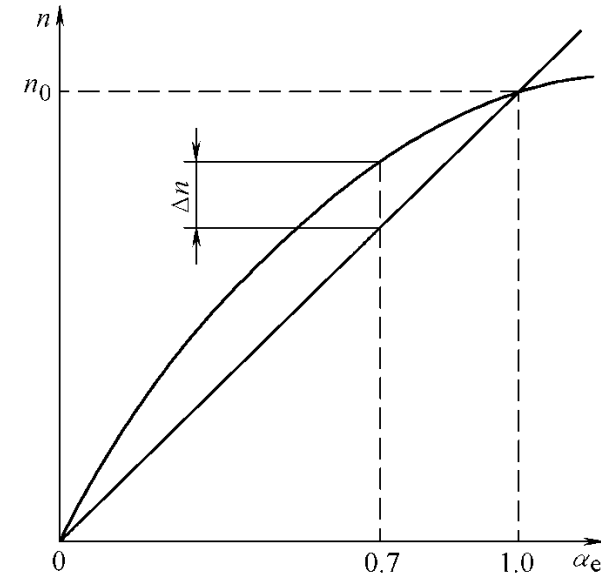


图2-23 调节特性的非线性度



2.5.2 主要性能指标

4. 机电时间常数 τ_m

对伺服电动机而言，机电时间常数 τ_m 是反映电机动态响应快速性的一项重要指标。在技术数据中给出的机电时间常数是用对称状态下的空载转速 n_0 代替同步转速 n_s 按照式(2-65)计算所得，即

我国生产的SL系列笼型转子两相感应伺服电动机的机电时间常数为10~55ms，其中大部分产品的机电时间常数仅为10~20ms。

注意：前已述及，两相感应伺服电动机实际运行时的机电时间常数 τ_m' 与 τ_m 有所不同。



2.5.3 两相感应伺服电动机与直流伺服电动机的性能比较

两相感应伺服电动机和直流伺服电动机均在自动控制系统中作为执行元件使用，在控制系统设计时，往往会遇到选用两相感应伺服电动机还是选用直流伺服电动机的问题。下面就这两种电机的性能作简要的比较，分别说明它们各自的优缺点，以便选用时参考。

1. 机械特性和调节特性

直流伺服电动机的机械特性和调节特性



2.5.3 两相感应伺服电动机与直流伺服电动机的性能比较

2. 动态响应

动态响应的快速性常以机电时间常数来衡量，而机电时间常数 T_{k0} 。由于直流伺服电动机转子上有电枢绕组和换向器等，转动惯量要比两相感应伺服电动机大得多。但由于直流伺服电动机的机械特性比两相感应伺服电动机硬得多，若空载转速相同，直流伺服电动机的堵转转矩要大得多。因此综合起来，它们的机电时间

常数如下表



2.5.3 两相感应伺服电动机与直流伺服电动机的性能比较

4. 体积、重量和效率

两相感应伺服电动机要比直流伺服电动机体积大、重量重、效率低。

- 两相感应伺服电动机的转子电阻很大，因此其损耗大、效率低。
- 负序电流和反向旋转磁场的存在，一方面产生制动转矩，使电磁转矩减小，另一方面也进一步增加了电机的损耗，降低了电机的利用率。

所以它只适用于功率从0.5~10kW的

2.5.3 两相感应伺服电动机与直流伺服电动机的性能比较

5. 结构复杂性、运行可靠性及对系统的干扰等

直流伺服电动机由于存在电刷和换向器，给它带来了一系列问题。电机结构复杂，而且维护比较麻烦；由于电刷和换向器的滑动接触，增加了电动机的阻转矩，并且会影响电机运行的稳定性；存在换向火花问题，会对其它仪器和无线电通讯等产生干扰。

而两相感应伺服电动机结构简单



2.6 三相感应伺服电动机及其矢量控制

2.6.1 三相感应电动机的变频运行

2.6.2 矢量控制的基本思想

2.6.3 三相感应电动机的动态数学模型

2.6.4 三相感应电动机矢量控制原理

2.6.5 感应电动机矢量控制伺服驱动系统



2.6 二相感应伺服电动机及其矢量控制·概述

在过去很长一个时期，三相感应电动机由于调速性能不佳，主要用于普通的恒速驱动场合，但随着变频调速技术的发展，特别是矢量控制技术的应用和日渐成熟，使得三相感应电动机的伺服性能大为改进。目前，采用矢量控制的三相感应电动机伺服驱动系统，无论是静态性能，还是动态性能，都已达到甚至超过直流伺服系统，在高性能伺服驱动领域，采用矢量控制的交流伺服电动机正在取代直流伺服电动机。

2.6.1 三相感应电动机的变频运行

► 三相感应电动机变频调速原理

我们知道，对于三相感应电动机，当定子绕组通入 f 三相对称交流电，其产生的基波 n 合成磁场的旋转速度（即同步转速）

为 $n_s = \frac{60f}{p_n}$ ，式中 p_n 为电机的极对数，而转

子转速为 n 。正常运行时，由于转

变频调速的电压-频率协调控制

变频的同时需变压：在三相感应电动机中，定子绕组电压与频率之间存在， s 很小， $n \approx n_s$ ，因此若能连续地改变定

子绕组的供电频率，就可以平滑地调节电

动机的同步转速，从而达到调速的目的

$$U_s \approx E_1 = 4.44 f_1 N k_{w1} \Phi_m$$



2.6.1 三相感应电动机的变频运行

在变频过程中，如果定子电压 U_s 保持不变，电机的气隙磁通会随着频率的改变相应地变化。在电机调速过程中，我们希望其每极磁通 Φ_m 保持额定值不变。如果磁通减少，意味着电机的铁心没有得到充分利用，是一种浪费；如果磁通过分增大，又会使铁心饱和，引起定子电流励磁分量的急剧增加，恒压频比控制：最基本的电压-频率协调控制方式就是使 $U/f_1 = \text{常数}$ ，即所谓的恒压频比控制。导致功率因数下降、损耗增加、电动机过热等。因此在感应电动机变频调速过程中，需进行电压-频率协调控制。

2.6.1 三相感应电动机的变频运行

根据三相感应电动机等效电路，可求得在 $U_s/f_1 = \text{常数}$ 的情况下感应电动机变频运行时的机械特性，如图2-24所示。

恒压频比控制存在的问题：电磁转矩的最大值随着频率的降低而减少。这是由于定子电阻 R_s 的影响造成的。在三相感应电动机中， U_s 与 E_1 之间差一个定子漏阻抗压降，频率较高时该压降相对较小，但当频率较低时，由于 U_s 随 f_1 成比例下降，而电流一定时的电阻压降 $I_s R_s$ 却保持不变，将使 E_1 明显小于 U_s ，从而导致磁通 Φ_m 降低，最大转矩随之下降。

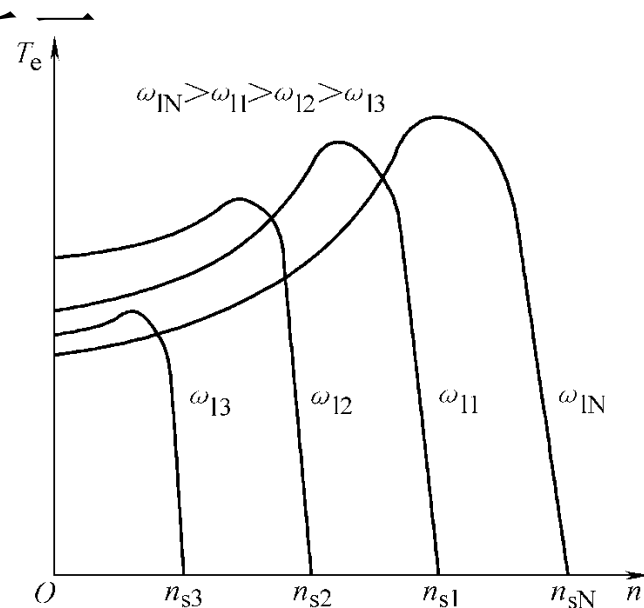
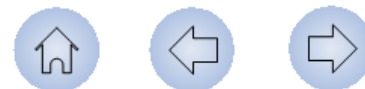


图2-24 $U_s/f_1 = \text{常数}$ 时三相感应电动机变频运行的转矩-转速特性



2.6.1 三相感应电动机的变频运行

低频电压补偿：对于恒转矩负载，要求在整个调速范围内过载能力不变，因此希望不同频率下的最大转矩保持不变，为此通常需在低频时进行电压补偿，即在

基频以上的电压-频率关系：当运行频率达到基频（额定频率）时，电压已达额定值，若频率超过基频，电压不能继续增加，通常使之保持额定值不变，这

提高低频时的电压，以补偿

定子电阻压降的影响，典型的电压-频率特性如图2-25所示。

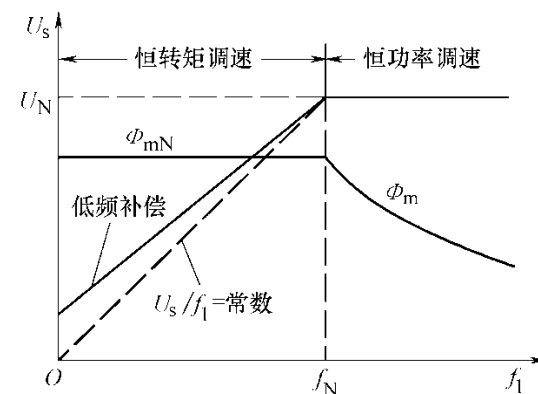


图2-25 变频运行时的电压-频率特性曲线



2.6.1 三相感应电动机的变频运行

变频运行的转矩-转速特性：具有低频补偿时三相感应电动机变频运行的转矩-转速特性（即机械特性）如图2-26所示

需要指出的是：虽有多种方法（如调压调速、串级调速等）可以通过改变转差率 s 实现三相感应电动机的调速，另外通过改变极对数 p_n 也可改变同步转速 n_s 从而实现调速（变极调速），但多年来的研究和实践表明，变频调速是三相感应电动机最理想的调速方法，在伺服驱动领域更是如此。

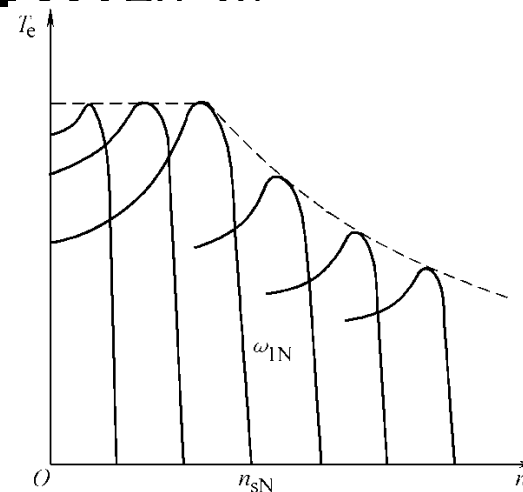


图2-26 具有低频补偿时三相感应电动机变频运行的转矩-转速特性



2.6.2 矢量控制的基本思想

► 动态性能与转矩控制

普通的变频调速控制方法虽能实现三相感应电动机的变速驱动，但就动态性能而言与直流伺服电动机相比尚有明显差距。

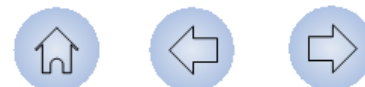
原因在于普通的控制方法无法对感应电动机的动态转矩进行有效控制，而对动态转

矩的控制是决定电动机动态性能的关键。若电刷置于磁极几何中性线上，主磁通 Φ 与电枢电流 i_a 所产生的电枢反应磁场在空间相互垂直，不计磁路饱和影响时，它们之间没有耦合关系，互不影响，并且可以分别独立地进行调节。特别是当保持磁通 Φ 恒定时，通过对电枢电流 i_a 的控制，即可实现对动态转矩的有效控制。



2.6.2 矢量控制的基本思想

感应电动机的转矩控制：在感应电动机中情况要复杂得多。感应电动机的电磁转矩并不和定子电流的大小成正比，其定子电流中既有产生转矩的有功分量，又有产生磁场的励磁分量，二者纠缠在一起，且随运行状态不同而相应变化，要在动态过程中准确地控制感应电动机的电磁转矩就显得十分困难。



2.6.2 矢量控制的基本思想

➤ 矢量控制的基本思想

借助于坐标变换，把实际的三相感应电动机等效成旋转坐标系中的直流电动机，在一个适当选择的旋转坐标系中，三相感应电动机具有与直流电动机相似的转矩公式，且定子电流中的转矩分量与励磁分量可以实现解耦，分别相当于直流电动机中的电枢电流与励磁电流，这样在该坐标系中感应电动机可以象直流电动机

2.6.2 矢量控制的基本思想

➤ 不同绕组间的等效

在感应电机中，最重要的就是旋转磁场的产生。以定子绕组为例，不管绕组具体结构和参数如何，只要其产生磁场的空间分布、转速、转向相同，它与转子相互作用情况就相同，即在转子中感应电动势、产生电流及电磁转矩的情况相同，也就是说从转子侧只能看到定子绕组产生的磁场，而看不到产生磁场的定子绕组本身。对转子绕组有同样的结论，从定子侧

2.6.2 矢量控制的基本思想

图2-27分别示出了三相对称静止绕组、两相对称静止绕组和两相旋转绕组，不难设想，在一定条件下上述三种绕组可以产生大小相等，转速、转向相同的磁场，因此从产生磁场的角度

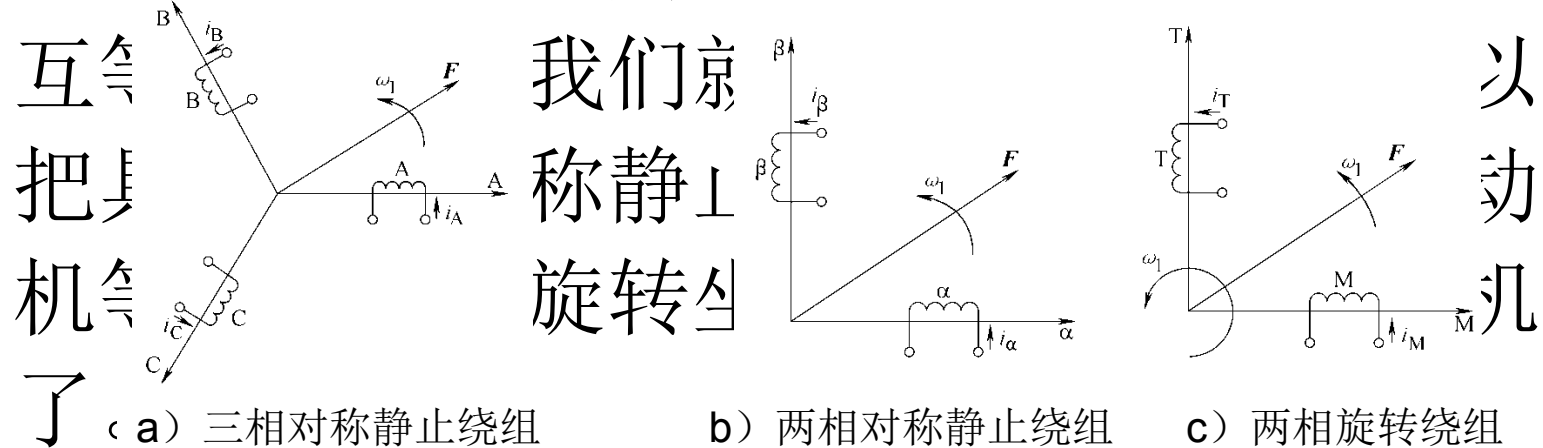
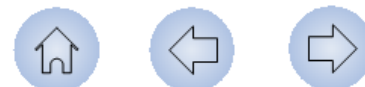


图2-27 三相静止、两相静止及两相旋转绕组间的等效



2.6.2 矢量控制的基本思想

► 坐标变换

由上述分析不难看出，在进行绕组等效变换时，变换前后绕组中的物理量（如电流）之间必须满足一定的关系，才能保证变换前后的作用等效。这种关系就是所谓的坐标变换关系。

可以证明（参见附录A），欲使图2-27中的三相静止绕组与两相静止绕组等效，并使两套绕组之间的等效匝数比，这种关系就是所谓的坐标变换关系。

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (2-81)$$



2.6.2 矢量控制的基本思想

式中 i_0 称为零轴分量，是为了使新旧坐标系中的变量之间能建立唯一确定的对应关系而引入的，在逆变器供电的三相感应电动机中，定子绕组通常采用无中线的Y连接，此时 $i_0=0$ 。

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_M & -\sin \theta_M \\ \sin \theta_M & \cos \theta_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} \quad (2-82)$$

式中， θ_M 为M轴领先 α 轴的电角度。

对于绕组中的其它量，如电压 u 、磁链 ψ 等，其坐标变换关系与电流相同，只需将上述公式中的“ i ”换成“ u ”或“ ψ ”即可。



2.6.3 三相感应电动机的动态数学模型

矢量控制的目的是解决感应电动机动态过程中的转矩控制问题，在动态过程中三相感应电动机的电磁关系与稳态时有很大

两相静止坐标系中感应电动机的物理模型

差异，因此在具体讨论矢量控制之前首先

要建立三相感应电动机的动态方程。
 鉴于按实际三相感应电动机的物理模型建立动态方程，推导过于繁琐（参
 考附录B），为简化推导，在此假拟已有一台实际三相感应电动机定、转子绕
 组的各物理量经坐标变换，变换到了两相静止坐标系，在该两相静止坐标系
 中，感应电动机的物理模型如图2-28所示。

图中将实际的定子三相静止绕组等效为 $\alpha\beta$ 坐标系中的两相静止绕组 α_s 、 β_s ，实际的转子旋转绕组等效到 $\alpha\beta$ 坐标系中成为位于 α 、 β 轴上的“伪静止绕组” α_r 、 β_r 。



2.6.3 三相感应电动机的动态数学模型

“伪静止绕组”的概念：伪静止绕组具有静止和旋转双重属性，一方面从产生磁场的角度讲，它相当于静止绕组，绕组电流产生的磁场轴线在空间静止不动；但另一方面从产生感应电动势的角度讲，绕组又具有旋转的特性，即除了因磁场变化而在绕组中产生变压器电动势外，绕组还因旋转而产生速度电动势。这是因为对实际的旋转绕组来讲，从产生磁场的角度讲虽可等效为静止绕组，但其本身由于旋转而产生速度电动势的特性不能用静止绕组来反映，故引入了伪静止绕组的概念。仔细研究一下直流电机的电枢绕组有助于对伪静止绕组概念的理解。

为了便于后面的分析，在图2-28 右图中给出了将转子绕组用整距集中绕组表示后的情况。



2.6.3 三相感应电动机的动态数学模型

► 动态数学模型

物理量的正方向：符合电动机惯例。绕组内电流的正方向与电压的正方向一致；绕组流过正向电流时产生正向磁通；感应电动势的正方向与产生该电动势的磁通的正方向一致。

定子绕组方程：电机中若某绕组电阻为 R ，外施电压为 u ，绕组电流为 i ，感应电动势为 e ，且正方向符合上述规定，则其电压平衡方程为 $u = Ri + e$ 。据此，考虑到两相定子绕组为静止绕组，感应电动势中只有变压器电动势，即

$$\left. \begin{aligned} e_{s\alpha} &= -\frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ e_{s\beta} &= -\frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (2-83)$$



2.6.3 三相感应电动机的动态数学模型

则定子绕组的电压平衡方程应为

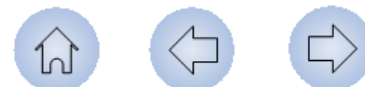
$$\left. \begin{aligned} u_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + p\psi_{s\alpha} \\ u_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + p\psi_{s\beta} \end{aligned} \right\} \quad (2-84)$$

式中， R_s 为定子绕组电阻； $p = \frac{d}{dt}$ 为微分算子； $\psi_{s\alpha}$ 、 $\psi_{s\beta}$ 分别为两绕组的磁链。

由图2-28可得

$$\left. \begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= L_{11} i_{s\alpha} + L_{12} i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} &= L_{11} i_{s\beta} + L_{12} i_{r\beta} \end{aligned} \right\} \quad (2-85)$$

式中， L_{11} 为定子绕组自感， L_{12} 为轴线重合时定、转子绕组间的互感。



2.6.3 三相感应电动机的动态数学模型

转子绕组方程：转子绕组 α_r 、 β_r 是“伪静止绕组”，如前所述，其感应电动势应包括变压器电动势与速度电动势两部分，变压器电动势由磁链变化所产生，分别为 $\frac{d\psi_{r\beta}}{dt}$ 和 $\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt}$ 。而速度电动势由导体切割磁力线产生，由图2-28经分析可得，两绕组速度电动势大小分别为 $\omega_r \psi_{r\beta}$ 和 $\omega_r \psi_{r\alpha}$ 。同时，由右手定则可知， α_r 绕组速度电动势方向与参考正方向相反，故应为负；而 β_r 绕组速度电动势方向与参考正方向一致。

2.6.3 三相感应电动机的动态数学模型

则转子绕组的电压平衡方程应为

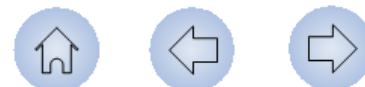
$$\left. \begin{aligned} u_{r\alpha} &= R_r i_{r\alpha} + p\psi_{r\alpha} + \omega_r \psi_{r\beta} \\ u_{r\beta} &= R_r i_{r\beta} + p\psi_{r\beta} - \omega_r \psi_{r\alpha} \end{aligned} \right\} \quad (2-87)$$

转子绕组磁链方程为

$$\left. \begin{aligned} \psi_{r\alpha} &= L_{12} i_{s\alpha} + L_{22} i_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} &= L_{12} i_{s\beta} + L_{22} i_{r\beta} \end{aligned} \right\} \quad (2-88)$$

式中， L_{22} 为转子绕组自感。

$\alpha\beta$ 坐标系中的电压-电流关系： 将定、转子绕组的磁链方程式（2-85）和式（2-88）代入电压方程式（2-84）和式（2-87），得



2.6.3 三相感应电动机的动态数学模型

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{11}p & 0 & L_{12}p & 0 \\ 0 & R_s + L_{11}p & 0 & L_{12}p \\ L_{12}p & \omega_r L_{12} & R_r + L_{22}p & \omega_r L_{22} \\ -\omega_r L_{12} & L_{12}p & -\omega_r L_{22} & R_r + L_{22}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2-89)$$

转矩公式：由图2-28右图还可以看出： α_r 绕组电流与 β 轴磁场相互作用将产生正向转矩， β_r 绕组电流与 α 轴磁场相互作用将产生反向转矩，这两个转矩合成起来即为感应电动机的电磁转矩，可以证明（参见附录B）两相静止坐标系中感应电动机的电磁转矩公式为

$$T_e = p_n (\psi_{r\beta} i_{r\alpha} - \psi_{r\alpha} i_{r\beta}) \quad (2-90)$$



2.6.4 三相感应电动机矢量控制原理

1. 同步旋转坐标系中的动态方程

前已述及，矢量控制是通过把实际三相感应电动机等效变换成旋转坐标系中的直流电动机才得以实现的，为此我们还需要

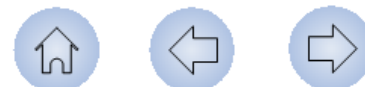
如图2-29所示，设某时刻MT坐标系的M轴领先 $\alpha\beta$ 坐标系的 α 轴的电角度为 θ_M ，根据式(2-82)的坐标变换关系应有

方程，这可以由 $\alpha\beta$ 坐标系中的方程通过坐标变换得到。

$$u_{s\alpha} = u_{sM} \cos \theta_M - u_{sT} \sin \theta_M$$

$$i_{s\alpha} = i_{sM} \cos \theta_M - i_{sT} \sin \theta_M$$

$$\psi_{s\alpha} = \psi_{sM} \cos \theta_M - \psi_{sT} \sin \theta_M$$



2.6.4 三相感应电动机矢量控制原理

代入式 (2-84) 第一式, 整理得

$$u_{sM} \cos \theta_M - u_{sT} \sin \theta_M = (R_s i_{sM} + p \psi_{sM} - \omega_1 \psi_{sT}) \cos \theta_M - (R_s i_{sT} + p \psi_{sT} + \omega_1 \psi_{sM}) \sin \theta_M$$

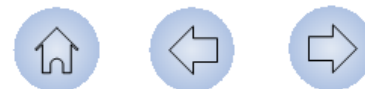
欲使上式对任一 θ_M 均成立, 应有

$$\left. \begin{aligned} u_{sM} &= R_s i_{sM} + p \psi_{sM} - \omega_1 \psi_{sT} \\ u_{sT} &= R_s i_{sT} + p \psi_{sT} + \omega_1 \psi_{sM} \end{aligned} \right\} \quad (2-91)$$

式中, ω_1 为 MT 坐标系在空间的旋转电角速度, 子 M、T 绕组的磁链, 有

; ψ_{sM} $\omega_1 \psi_{sT}$ 分别为定 $\frac{d\theta_M}{dt}$

$$\left. \begin{aligned} \psi_{sM} &= L_{11} i_{sM} + L_{12} i_{rM} \\ \psi_{sT} &= L_{11} i_{sT} + L_{12} i_{rT} \end{aligned} \right\} \quad (2-92)$$



2.6.4 三相感应电动机矢量控制原理

注意：由式（2-91）可见，在MT坐标系的定子电压方程中出现了速度电动势项，这是因为实际在空间静止的定子绕组从旋转的MT坐标系看，相对该坐标系是以角速度 ω_1 反向旋转的，等效成为MT坐标系中的静止绕组后， R_{rT} 应是伪静止绕组。

同理可得MT坐标系中的转子绕组电压平衡方程和磁链方程为

$$u_{rT} = R_{rT} i_{rT} + p\psi_{rT} + \omega_f \psi_{rM} \quad (2-93)$$

$$\left. \begin{aligned} \psi_{rM} &= L_{12} i_{sM} + L_{22} i_{rM} \\ \psi_{sT} &= L_{12} i_{sT} + L_{22} i_{rT} \end{aligned} \right\} \quad (2-94)$$

式中， ω_f 为转差角速度， $\omega_f = \omega_1 - \omega_r$

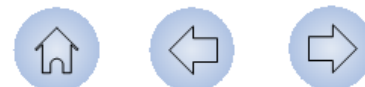


2.6.4 三相感应电动机矢量控制原理

将 $\psi_{r\alpha}$ 、 $\psi_{r\beta}$ 与 ψ_{rM} 、 ψ_{rT} 及 $i_{r\alpha}$ 、 $i_{r\beta}$ 与 i_{rM} 、 i_{rT} 的坐标变换关系代入电磁转矩公式式 (2-90)，整理后可得MT坐标系中的转矩公式

式 (2-95) 也可将转矩公式用定子磁链和定子电流表示，由式 (2-92) 和式 (2-94) 将转子磁链 ψ_{rM} 、 ψ_{rT} 和转子电流 i_{rM} 、 i_{rT} 用定子磁链 ψ_{sM} 、 ψ_{sT} 和定子电流 i_{sM} 、 i_{sT} 表达，并代入式 (2-95)，整理后可得

$$T_e = p_n (\psi_{sM} i_{sT} - \psi_{sT} i_{sM}) \quad (2-96)$$



2.6.4 三相感应电动机矢量控制原理

2. 按转子磁场定向的MT坐标系

建立上述MT坐标系时，只规定了MT轴随磁场同步旋转，并未对M轴与旋转磁场的相对位置作任何限定，这样的MT坐标系实际上有无穷多个，在矢量控制中为了实现定子电流转矩分量与励磁分量的解耦，必须对M轴的取向进行限定，称为**定向**。在交流电机矢量控制中，通常使M轴与电机某旋转磁场的方向一致，称为**磁场定向**，所以矢量控制也称为**磁场定向控制**。在不同的磁场进行定向，如按转子磁场定向、按定子磁场定向、按同步速度定向、按同步位置定向等。

2.6.4 三相感应电动机矢量控制原理

在按转子磁场定向的MT坐标系中，由于M轴与 ψ_r 方向一致，T轴与 ψ_r 垂直，故有

$$\left. \begin{array}{l} \psi_{rM} = \psi_r \\ \psi_{rT} = 0 \end{array} \right\} \quad (2-97)$$

则由转子磁链方程可得

$$\left. \begin{array}{l} \psi_r = L_{12}i_{sM} + L_{22}i_{rM} \\ 0 = L_{12}i_{sT} + L_{22}i_{rT} \end{array} \right\} \quad (2-98)$$

相应地转子电压方程为

$$\left. \begin{array}{l} u_{rM} = R_r i_{rM} + p\psi_r \\ u_{rT} = R_r i_{rT} + \omega_f \psi_r \end{array} \right\}$$

考虑到转子绕组短路， $u_{rM}=u_{rT}=0$ ，上式可简化为

$$\left. \begin{array}{l} 0 = R_r i_{rM} + p\psi_r \\ 0 = R_r i_{rT} + \omega_f \psi_r \end{array} \right\} \quad (2-99)$$



2.6.4 三相感应电动机矢量控制原理

定子绕组各方程的形式不变。

由式（2-95），在按转子磁场定向的MT坐标系中的转矩公式为

$$T_e = -p_n \psi_r i_{rT} \quad (2-100)$$

将各磁链表达式代入电压方程，可得

$$\begin{bmatrix} u_{sM} \\ u_{sT} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{11}p & -\omega_1 L_{11} & L_{12}p & -\omega_1 L_{12} \\ \omega_1 L_{11} & R_s + L_{11}p & \omega_1 L_{12} & L_{12}p \\ L_{12}p & 0 & R_r + L_{22}p & 0 \\ \omega_f L_{12} & 0 & \omega_f L_{22} & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sM} \\ i_{sT} \\ i_{rM} \\ i_{rT} \end{bmatrix} \quad (2-101)$$

此即按转子磁场定向的MT坐标系中感应电动机的动态方程，也是感应电动机矢量控制所依据的数学模型。



2.6.4 三相感应电动机矢量控制原理

3. 按转子磁场定向的感应电动机矢量控制方程

在感应电动机矢量控制系统中，由于可直接测量和控制的只有定子边的量，因此需从上述方程中找出定子电流的两个分量 i_{sM} 、 i_{sT} 与其它物理量的关系。

转子磁链 ψ_r 与定子电流之间的关系

由式（2-99）第1式的转子M轴电压方程可得

$$i_{rM} = -\frac{p\psi_r}{R_r} \quad (2-102)$$

代入式（2-98）第1式，整理得

$$i_{sM} = \frac{T_r p + 1}{L_{12}} \psi_r \quad (2-103)$$



2.6.4 三相感应电动机矢量控制原理

或

$$\psi_r = \frac{L_{12}}{T_r p + 1} i_{sM} \quad (2-104)$$

式中， $T_r=L_{22}/R_r$ ，为转子绕组时间常数。

转矩公式

由式（2-98）第2式得

$$i_{rT} = -\frac{L_{12}i_{sT}}{L_{22}} \quad (2-105)$$

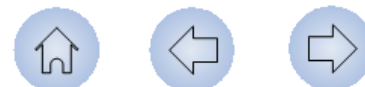
代入式（2-100），可得

$$T_e = p_n \frac{L_{12}}{L_{22}} \psi_r i_{sT} \quad (2-106)$$

转差公式

由式（2-99）第2式和式（2-105）可得

$$\omega_f = \frac{L_{12}}{T_r \psi_r} i_{sT} \quad (2-107)$$

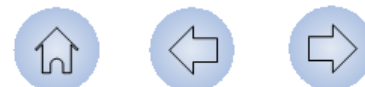


2.6.4 三相感应电动机矢量控制原理

式 (2-103) 或 (2-104) 与 (2-106) 和 (2-107) 反映了感应电动机矢量控制的基本电磁关系, 常称为按转子磁场定向的矢量控制方程。式 (2-103) 或 (2-104) 表明, 转子磁链 ψ_r 仅由 i_{sM} 产生, 与 i_{sT} 无关。结合式 (2-106) 可见, 在按转子磁场定向的 MT 坐标系中, i_{sM} 是产生有效磁场 (转子磁链 ψ_r) 的励磁分量, 相当于直流电动机中的励磁电流 i_f , 称为定子电流的励磁分量, 通过控制 i_{sM} 可以控制 ψ_r 的大小; 而定子电流的 T 轴分量 i_{sT} 与 ψ_r 垂直, 是产生转矩的有功分量。

2.6.4 三相感应电动机矢量控制原理

式(2-107)称为转差公式,它反映了转差角速度与定子电流转矩分量 i_{sT} 和转子磁链 ψ_r 的关系,是转差型矢量控制的基础。由式(2-107)可知,在 ψ_r 恒定的情况下,转差角速度 ω_f 与定子电流的转矩分量 i_{sT} 成正比,即与电磁转矩大小成正比。



2.6.5 感应电动机矢量控制伺服驱动系统

矢量控制中的关键问题：是磁场定向MT坐标系的建立。在控制系统中需随时确定转子磁链矢量 ψ_r 的空间位置，从而确定磁场定向的MT坐标系M轴的空间位置角 θ_M ，以便在该磁场定向的MT坐标系中对定子电流的励磁分量和转矩分量进行控制。在系统实现时，通常还需通过坐标变换，将MT坐标系中的直流控制量变换成三相交流时变量，以实现对实际三相感应电动机的控制。



2.6.5 感应电动机矢量控制伺服驱动系统

1. 磁通检测型感应电动机矢量控制伺服驱动系统

系统除对位置、转速、转矩进行闭环控制外，还通过磁链调节器通过对定子电流励磁分量的调节以控制转子磁链的大小。转子磁链参考值 ψ_r^* 由函数发生器FG产生，FG的输入为实测转速 ω_r ，当 ω_r 小于基速时， ψ_r^* 保持恒定，为恒磁通控制；当 ω_r 大于基速时， ψ_r^* 随速度增加成反比减少，以实现弱磁控制。 ψ_r^* 与实际磁链 ψ_r 比较后，经磁链调节器输出 i_{SM}^* ，作为磁场定向MT坐标系中定子电流励磁分量的给定值。定子电流转矩分量的给定值 i_{ST}^* 由转矩调节器根据转矩给定值 T_e^* 与转矩反馈值 T_e 的差值产生。



2.6.5 感应电动机矢量控制伺服驱动系统

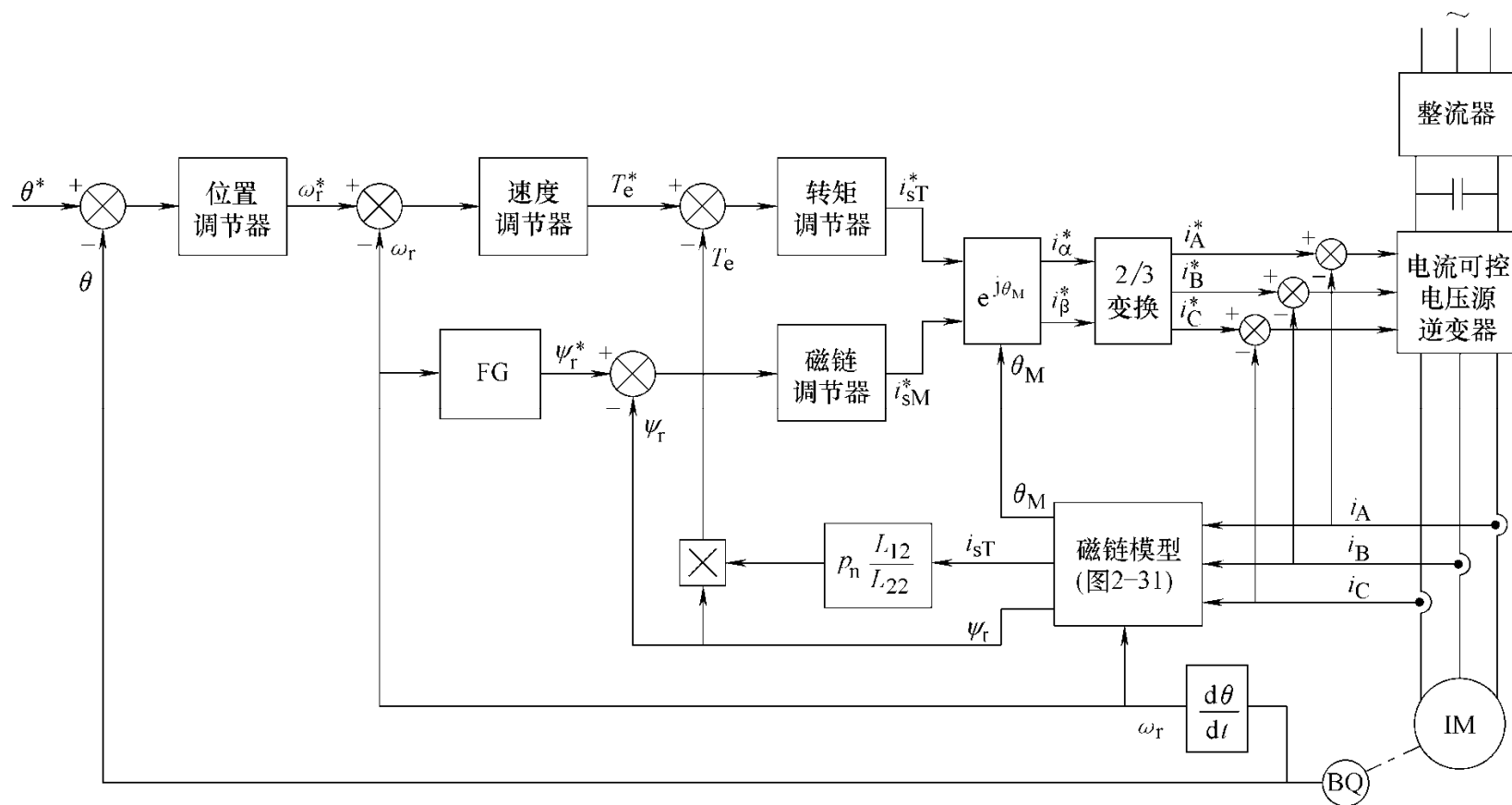
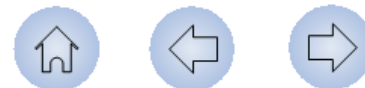


图2-30 磁通检测型感应电动机矢量控制伺服驱动系统

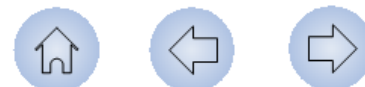


2.6.5 感应电动机矢量控制伺服驱动系统

i_{sM}^* 、 i_{sT}^* 经坐标变换后产生三相电流给定值 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* ，它们与实测三相电流比较后的偏差值输入到PWM逆变器，通过逆变器使感应电动机三相电流能快速跟踪其给定值，从而保证即使在动态过程中定子电流的励磁分量和转矩分量也能跟踪其给定值 i_{sM}^* 、 i_{sT}^* 的变化，实现了对动态转矩的有效控制。

系统中的磁链反馈值 ψ_r 及MT坐标系M轴与三相静止坐标系A轴之间的夹角 θ_M ，是由三相定子电流及转速的实测值，根据感应电动机的动态方程通过运算求得，运算电路如[图2-31](#)所示。这种通过定子电流和转速实测值实现转子磁链检测的方法称作**电流模型法**。

转矩反馈值 T_e 由 ψ_r 和 i_{sT} 根据式（2-106）计算获得。



2.6.5 感应电动机矢量控制伺服 驱动系统

2. 转差型感应电动机矢量控制伺服驱动系统

转差型矢量控制不需象磁通检测式那样通过复杂的运算电路对实际转子磁链进行检测，因而系统结构简单，已获得广泛应用，[图2-32](#)给出了这种矢量控制伺服驱动系统的原理框图。

该系统与[图2-30](#)的明显差别在于不需检测转子磁链，因此也没有磁链调节器，定子电流励磁分量的给定值 i_{sM}^* 直接根据式(2-103)由 ψ_r^* 求得。磁场定向MT坐标系M轴空间相位角 θ_M 的确定方法如下：如果逆变器响应速度足够快，能够保证感应电动机三相电流实际值 i_A 、 i_B 、 i_C 快速跟踪其指令值 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* ，则可以认为电机中的实际磁链 ψ_r 、转矩 T_e 与其指令值 ψ_r^* 、 T_e^* 一致，根据矢量控制方程，我们可以由 ψ_r^* 、 T_e^* 确定 θ_M 。



2.6.5 感应电动机矢量控制伺服 驱动系统

根据式 (2-106) 和 (2-107), 应有

$$i_{sT}^* = \frac{L_{22} T_e^*}{p_n L_{12} \psi_r^*} \quad (2-108)$$

$$\omega_f^* = \frac{L_{12}}{T_r \psi_r^*} i_{sT}^* \quad (2-109)$$

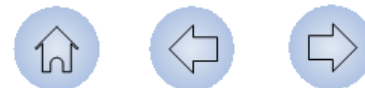
则M轴在空间的旋转角速度

$$\omega_1 = \omega_f^* + \omega_r \quad (2-110)$$

$$\theta_M = \int \omega_1 dt = \int (\omega_f^* + \omega_r) dt = \theta_f^* + \theta \quad (2-111)$$

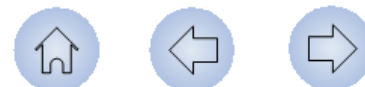
其中

$$\theta_f^* = \int \omega_f^* dt \quad (2-112)$$



2.6.5 感应电动机矢量控制伺服 驱动系统

有了 θ_M 即可通过MT坐标系到三相静止坐标系的坐标变换，由定子电流励磁分量和转矩分量给定值 i_{sM}^* 、 i_{sT}^* 得到三相电流给定值 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* ，从而通过PWM逆变器实现对三相感应电动机的控制。

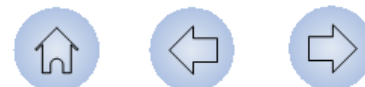


2.6.5 感应电动机矢量控制伺服 驱动系统

三相感应伺服电动机与普通标准系列电机的主要差异

用于高性能矢量控制伺服驱动系统的三相感应伺服电动机与普通标准系列电机相比，在结构和性能指标上存在一定差异，常须专门设计。这主要表现在以下几个方面：

(1) 作为一般恒速驱动用的三相感应电动机，由电网直接供电，运行频率是固定的工频，设计中主要考虑的是额定运行时的力能指标、起动性能、过载能力和温升等技术指标，以及材料和加工成本等经济指标。而伺服驱动用三相感应伺服电动机的频率是可变的，电动机要在很宽的频率范围内运行，并且对于伺服驱动系统，不仅有稳态性能的要求，还有动态性能指标，因此设计中必须着眼于使电动机在整个速度范围内都具有良好的性能。



2.6.5 感应电动机矢量控制伺服 驱动系统

(2) 普通三相感应电动机由电网直接供电，绕组电流基本上是正弦波，而伺服电动机则由逆变器供电，电流（电压）中不可避免地含有大量谐波，这些谐波分量会在电动机中产生一系列不利影响，设计中必须采取相应措施，尽量减小谐波影响，这往往需要将电动机与逆变器的设计统一起来考虑，以使两者能很好的匹配。

(3) 在冷却系统设计方面，三相感应伺服电动机与普通感应电动机也有很大差异。标准系列电动机通常在轴上装有风扇，采用自冷方式；对于伺服电动机则不然，因为电动机速度变化范围很大，一种风扇不可能在各种速度下都具有良好的性能。往往是低速时冷却效果差，而高速运行时风耗及噪声大。因此用于伺服驱动的感应伺服电动机常需采用它冷方式。

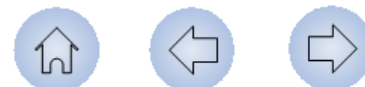
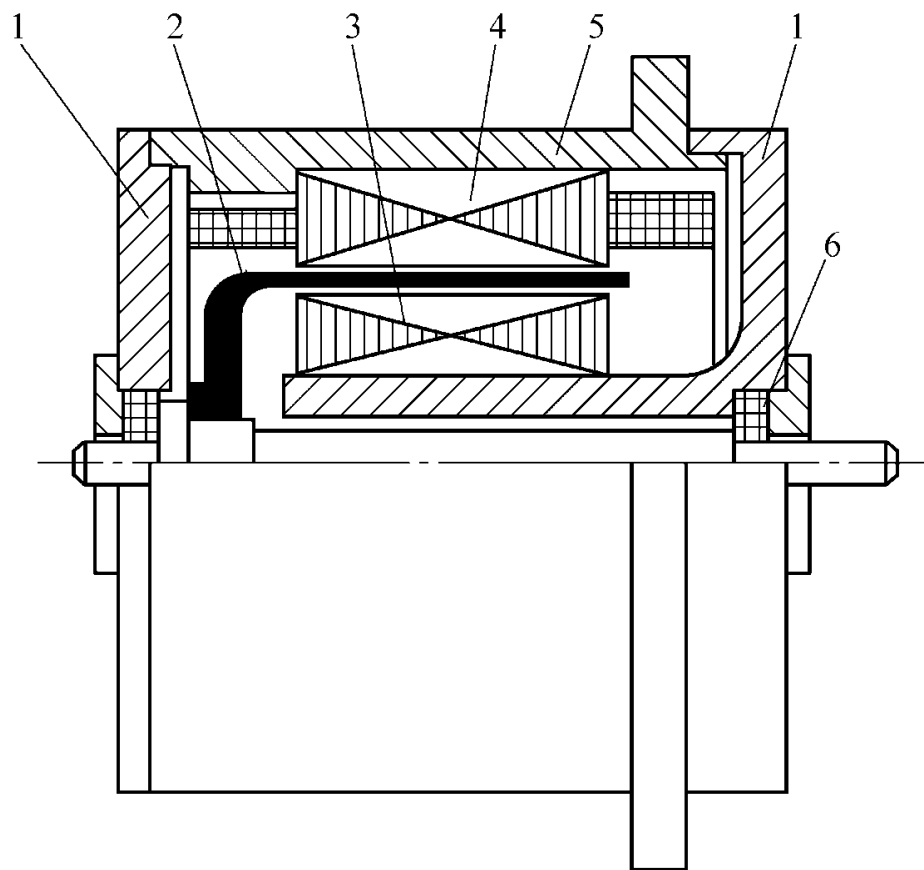


图2-1 杯形转子两相感应伺服电动机



- 1—端盖
- 2—杯形转子
- 3—内定子
- 4—外定子
- 5—机壳
- 6—轴承

图2-1 杯形转子两相感应伺服电动机



图2-2 不同转子电阻时的感应电动机机械特性

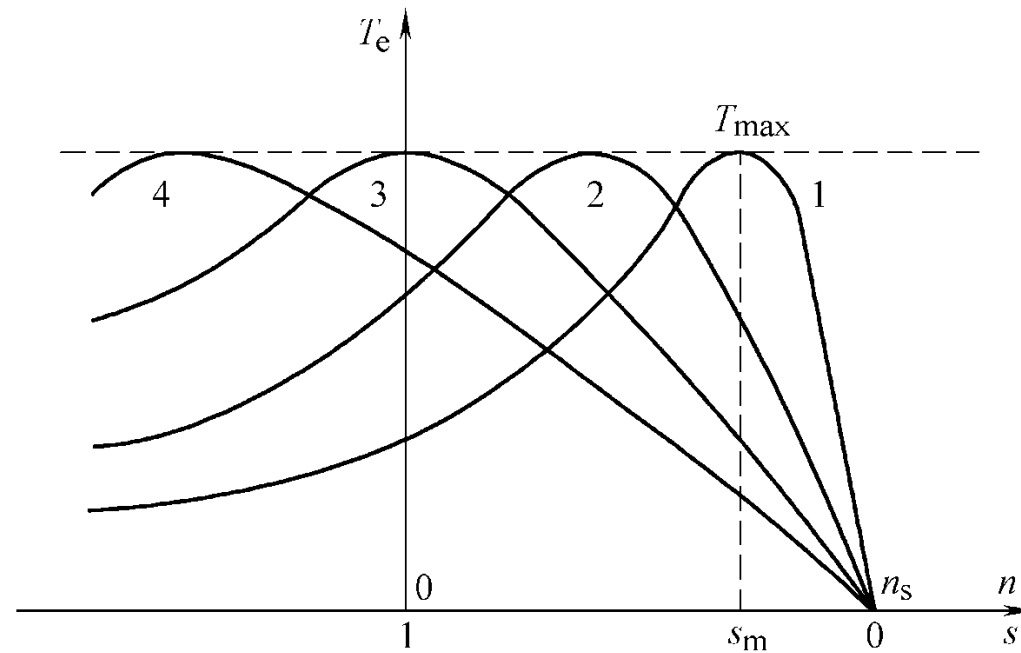


图2-2 不同转子电阻时的感应电动机机械特性

$$r_{r4}' > r_{r3}' > r_{r2}' > r_{r1}'$$

- 1—对应于 r_{r1}' 的机械特性；2—对应于 r_{r2}' 的机械特性
3—对应于 r_{r3}' 的机械特性；4—对应于 r_{r4}' 的机械特性



图2-3 自转现象与转子电阻的关系

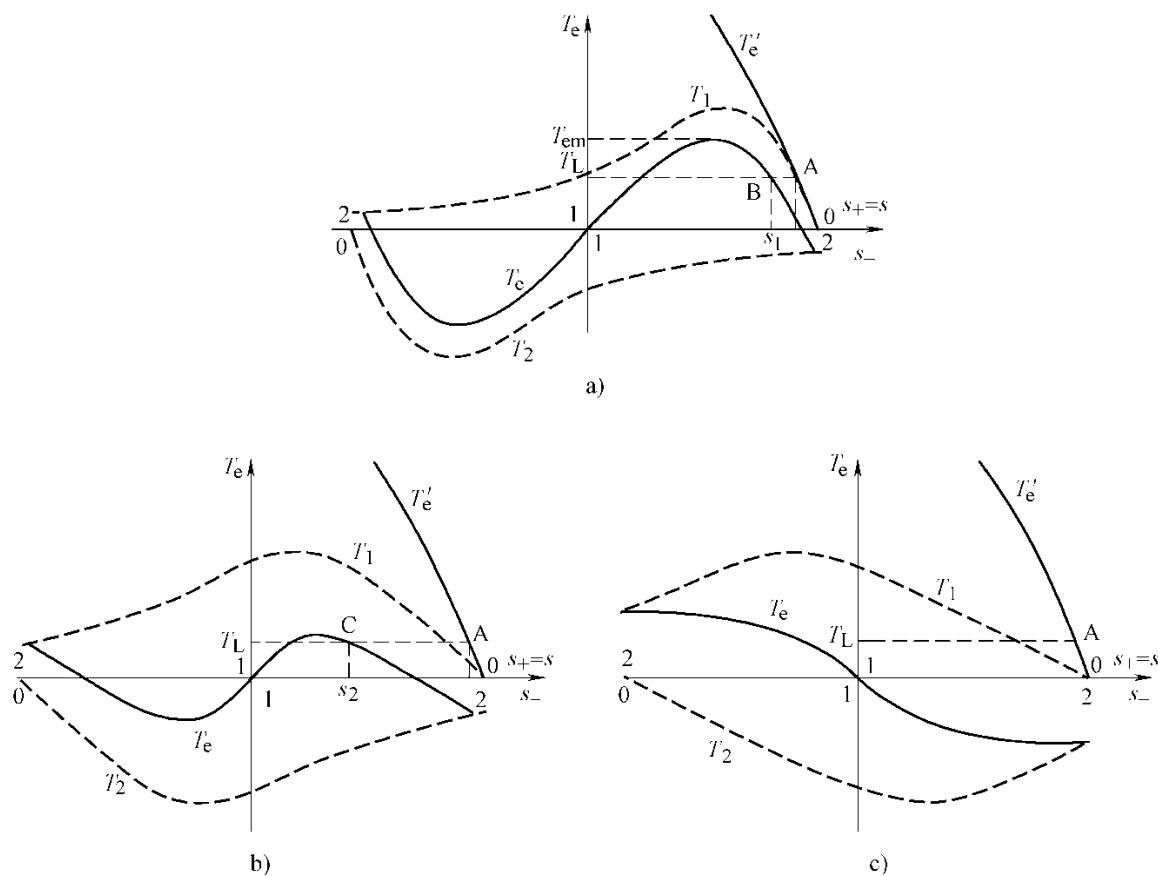


图2-3 自转现象与转子电阻的关系

a) 转子电阻较小时; b) 增大转子电阻但 $s_{m+} < 1$; c) 增大转子电阻至 $s_{m+} > 1$



图2-4 幅值控制

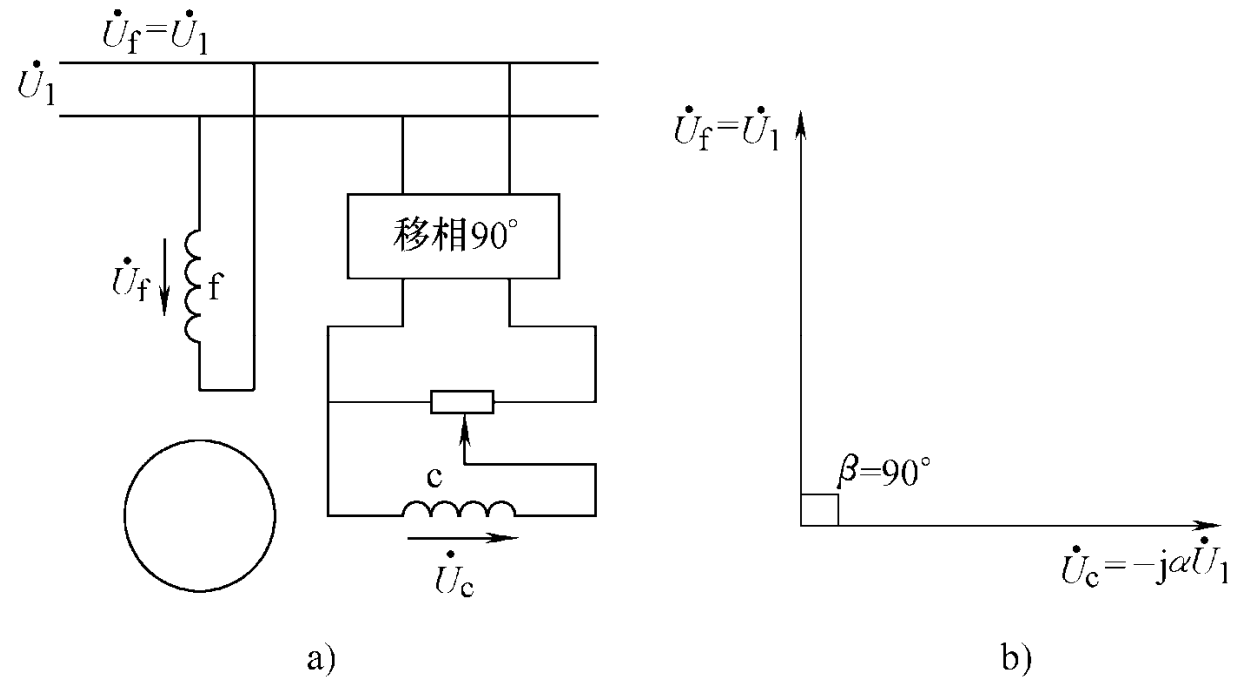


图2-4 幅值控制
a) 原理电路图； b) 电压相量图



图2-5 相位控制

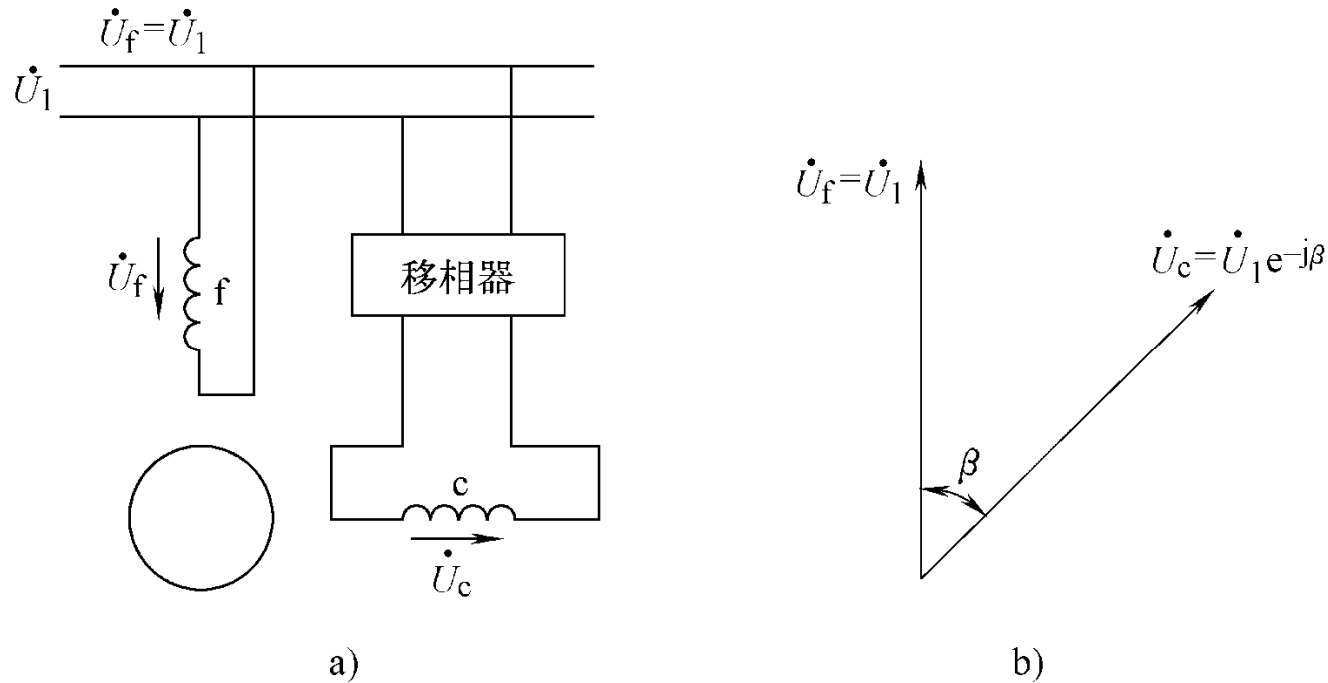


图2-5 相位控制

a) 原理电路图； b) 电压相量图



图2-6 幅值-相位控制

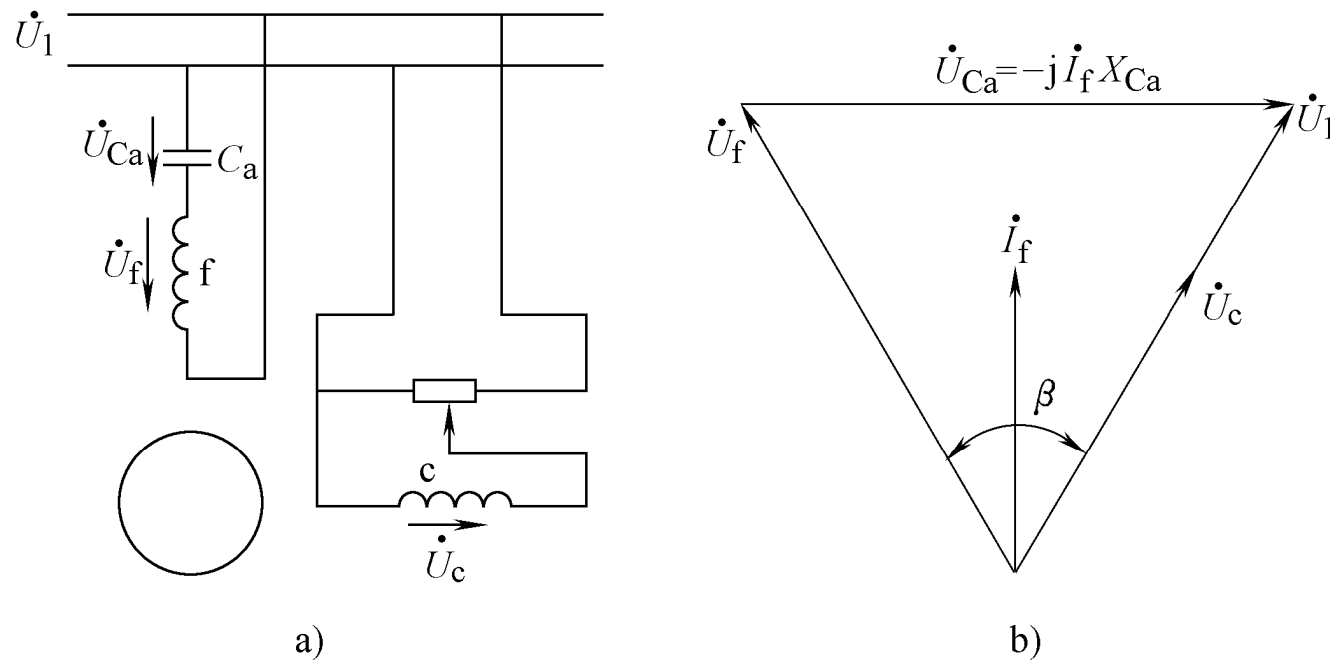


图2-6 幅值-相位控制
a) 原理电路图; b) 电压相量图



图2-7 两相感应伺服电动机的对称分量法

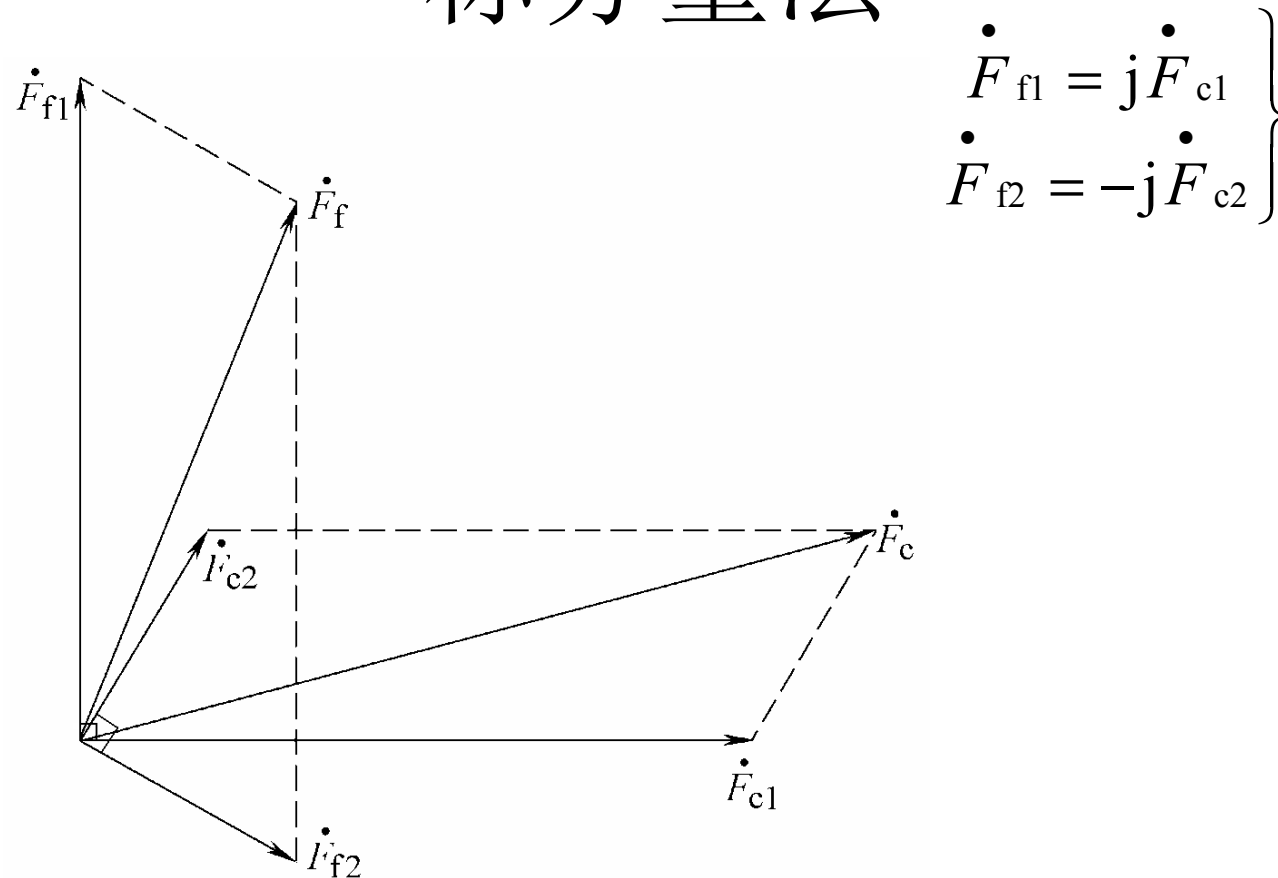


图2-7 两相感应伺服电动机的对称分量法



图2-8 两相感应伺服电动机原理 电路图

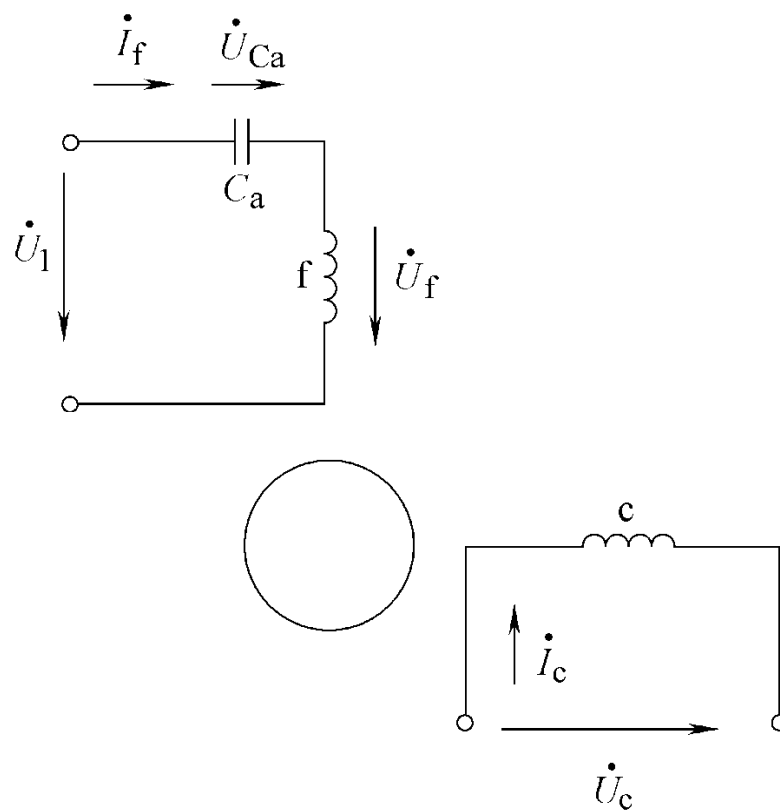


图2-8 两相感应伺服电动机原理电路图



图2-9 两相感应伺服电动机的正、负序等效电路

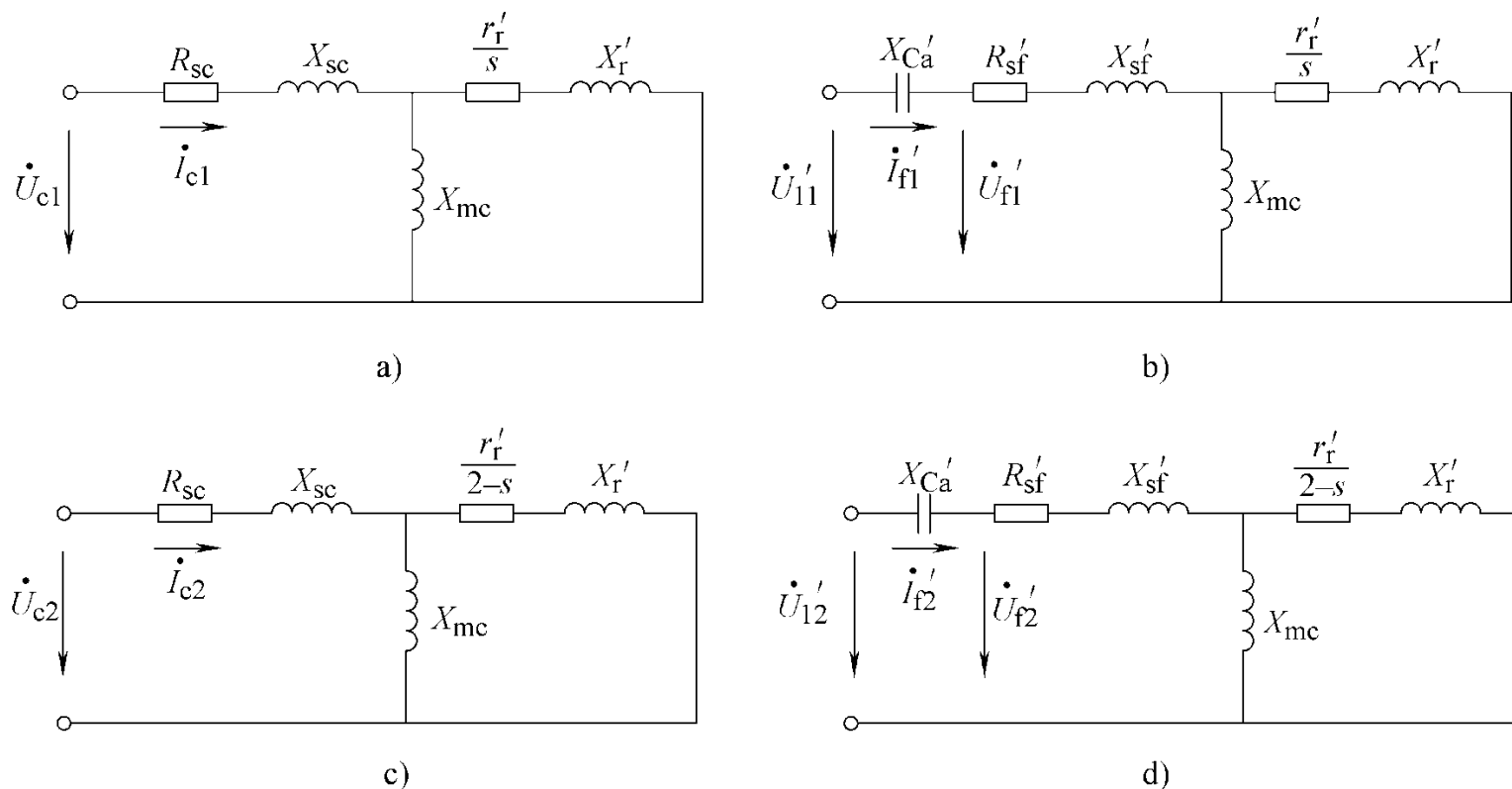


图2-9 两相感应伺服电动机的正、负序等效电路

a) 控制绕组正序等效电路

b) 励磁绕组正序等效电路

c) 控制绕组负序等效电路

d) 励磁绕组负序等效电路



图2-10 励磁支路与转子支路并联后的等效电路

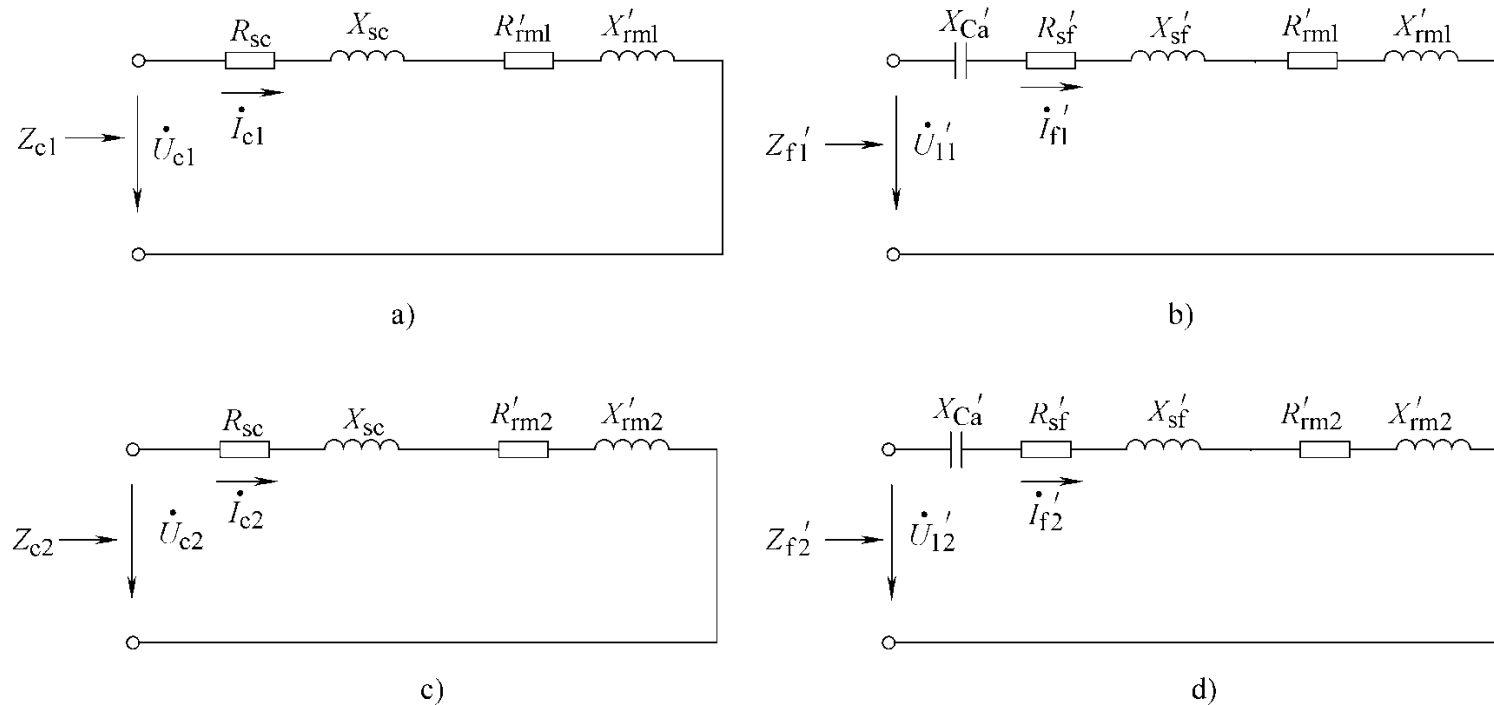


图2-10 励磁支路与转子支路并联后的等效电路

a) 控制绕组正序等效电路

b) 励磁绕组正序等效电路

c) 控制绕组负序等效电路

d) 励磁绕组负序等效电路



图2-11 幅值控制时的机械特性

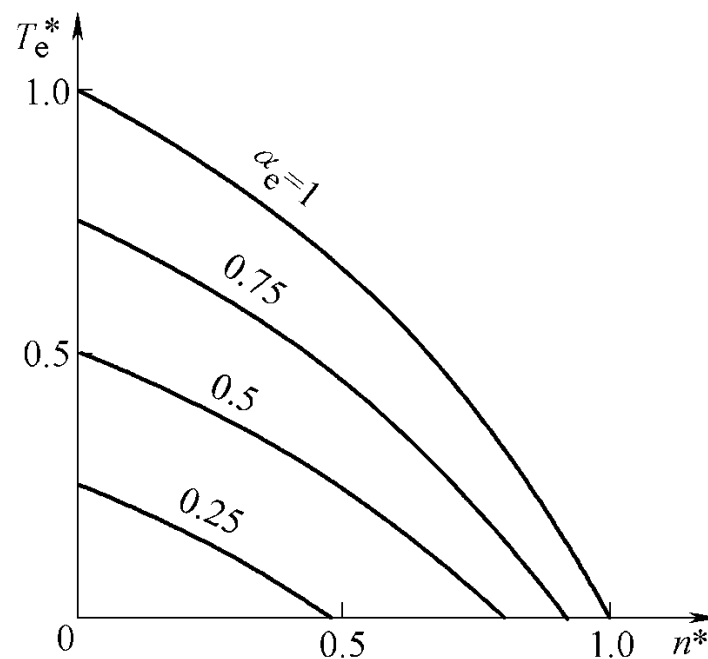


图2-11 幅值控制时的机械特性



图2-12 幅值控制时的调节特性

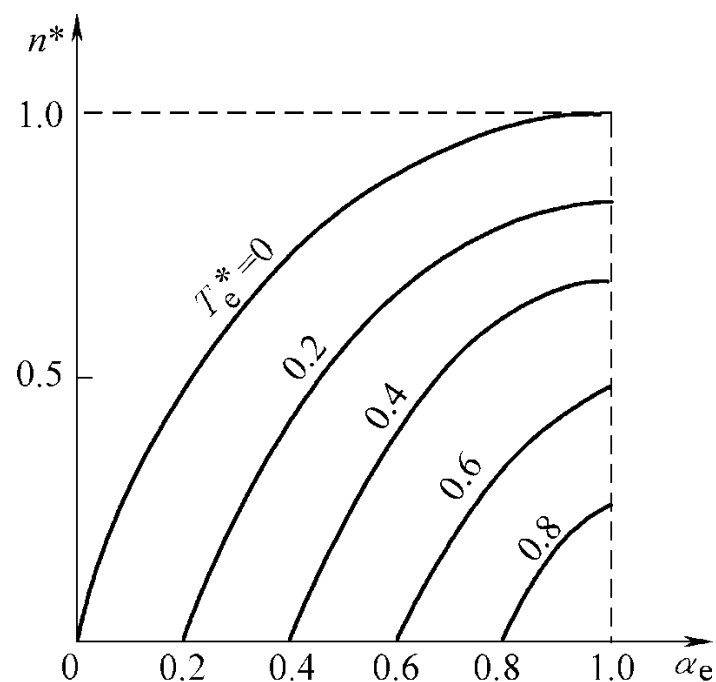


图2-12 幅值控制时的调节特性



图2-13 推导机械特性实用表达式的示意图

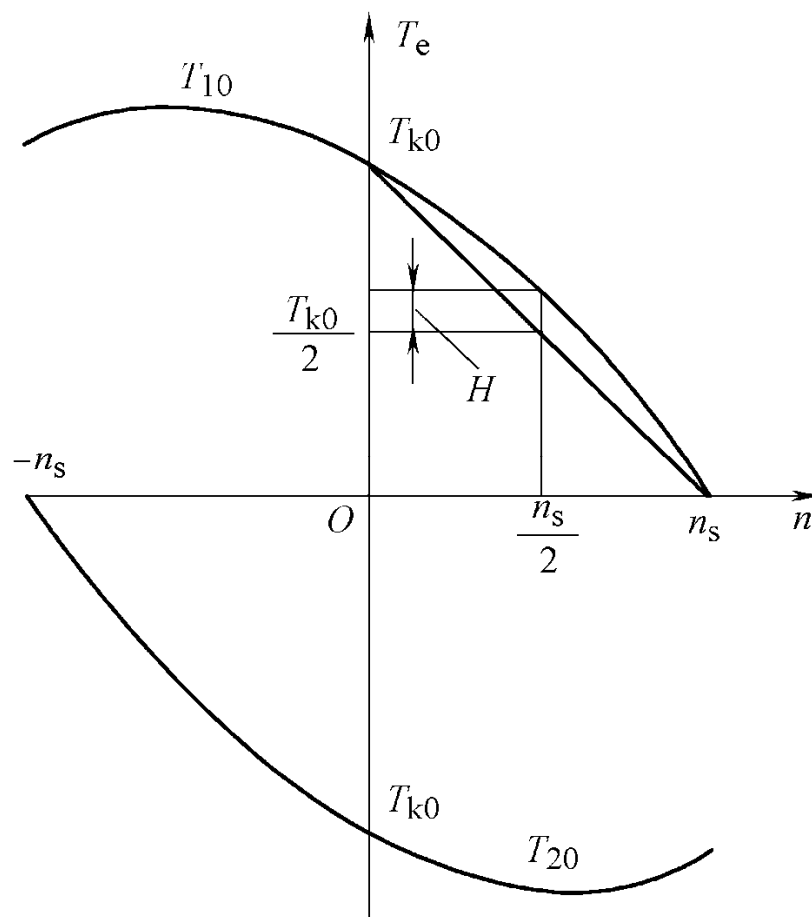


图2-13 推导机械特性实用表达式的示意图



图2-14相位控制时的机械特性

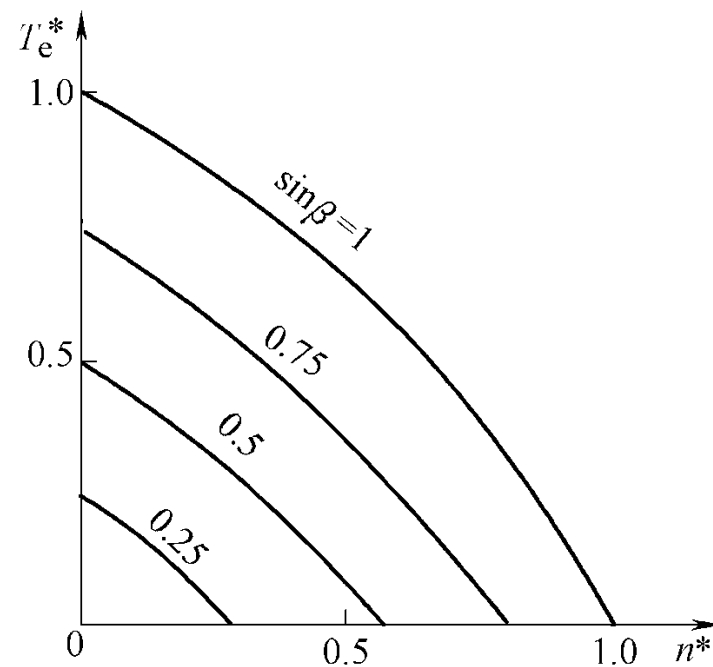


图2-14相位控制时的机械特性



图2-15 相位控制时的调节特性

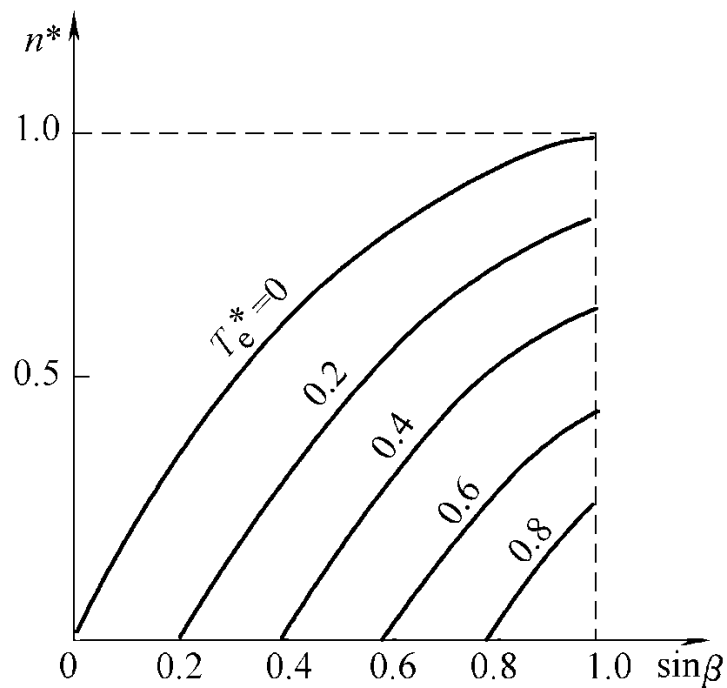


图2-15 相位控制时的调节特性



图2-16 幅值-相位控制时的机械特性

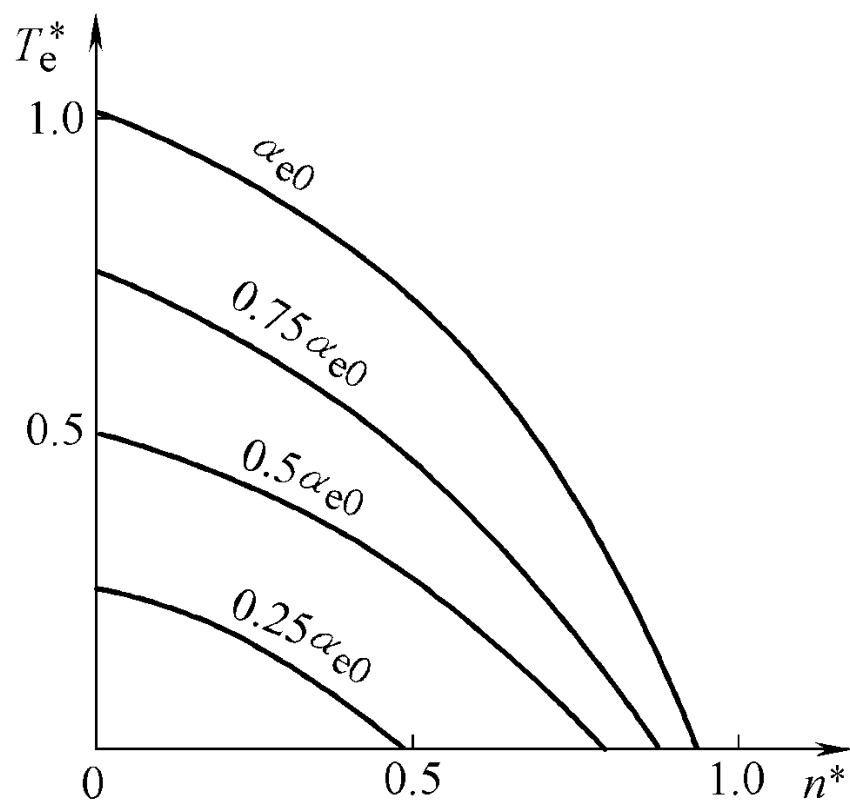


图2-16 幅值-相位控制时的机械特性



图2-17 幅值-相位控制时的调节特性

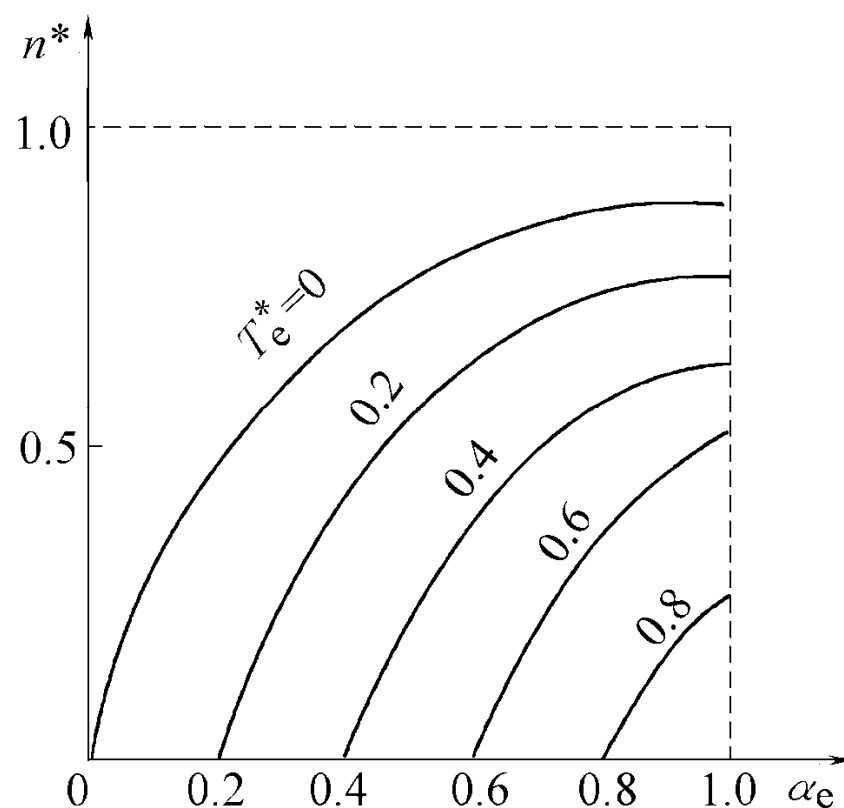


图2-17 幅值-相位控制时的调节特性



图2-18 $\alpha_e = 1$ 时机械特性的线性化

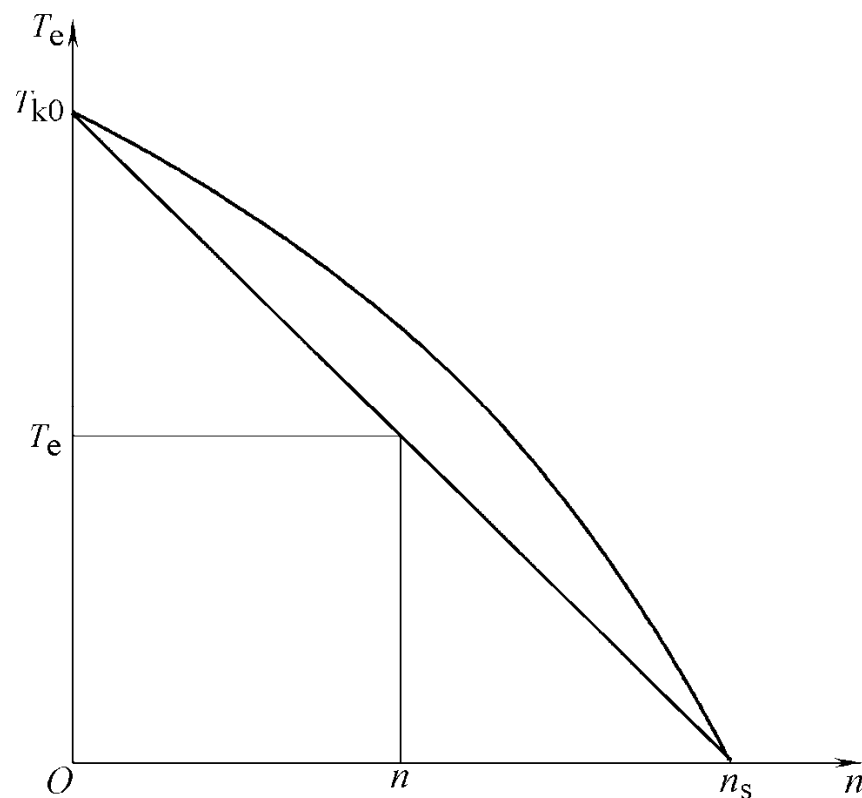


图2-18 $\alpha_e = 1$ 时机械特性的线性化



图2-19 转速随时间的变化曲线

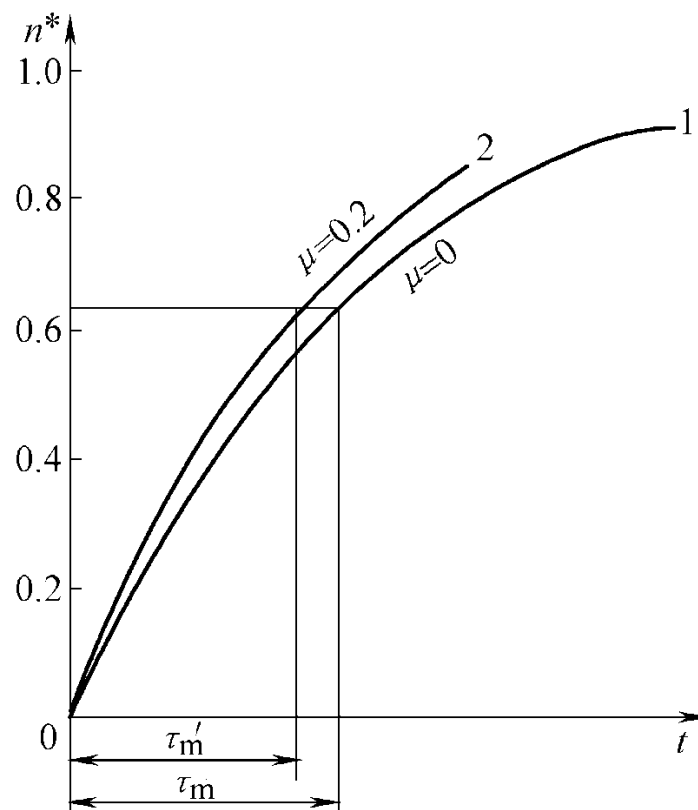


图2-19 转速随时间的变化曲线



图2-20 不同 α_e 时机械特性的线性化

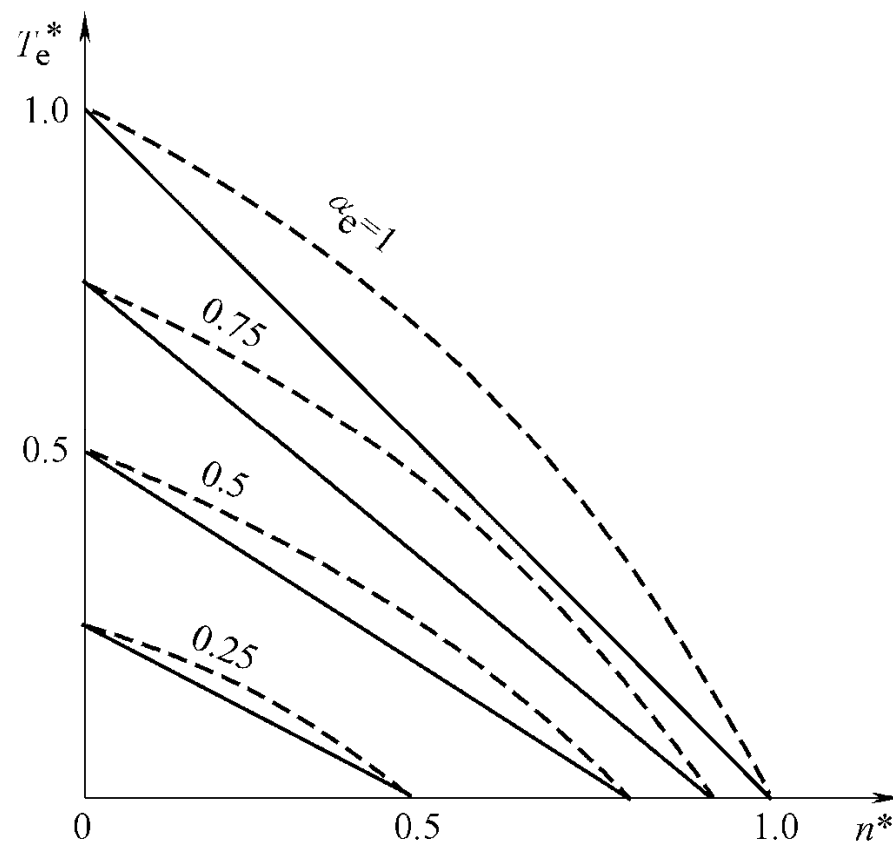


图2-20 不同 α_e 时机械特性的线性化



图2-21 两相感应伺服电动机的额定状态

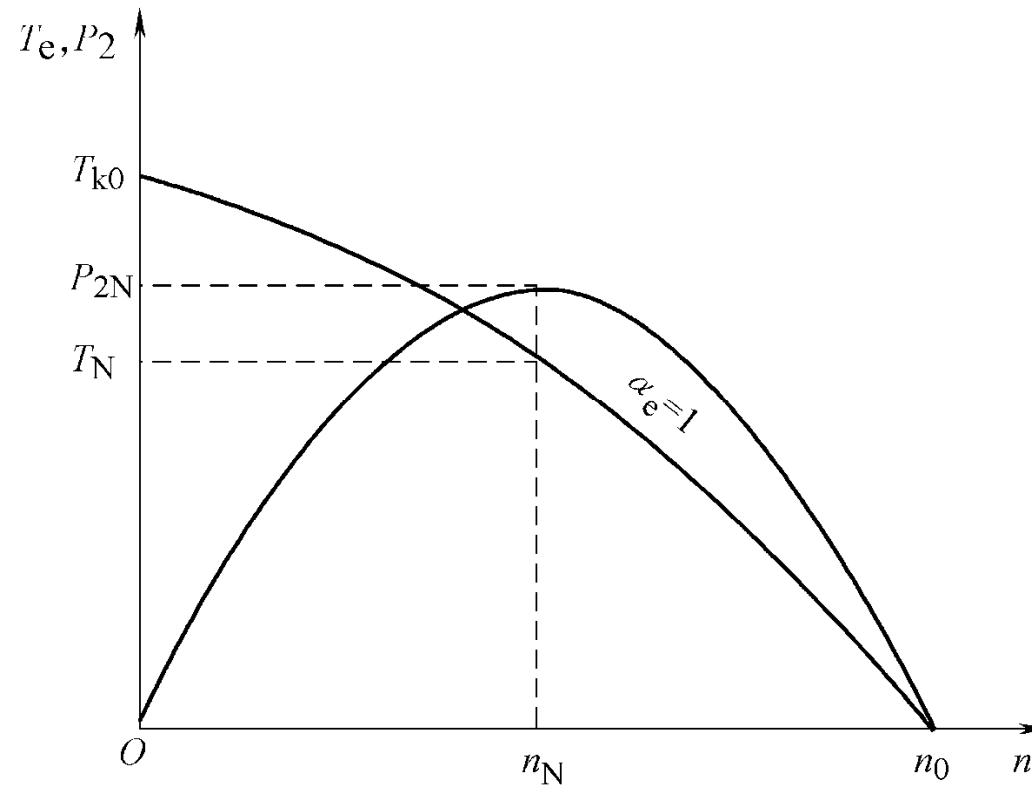


图2-21 两相感应伺服电动机的额定状态



图2-22机械特性的非线性度

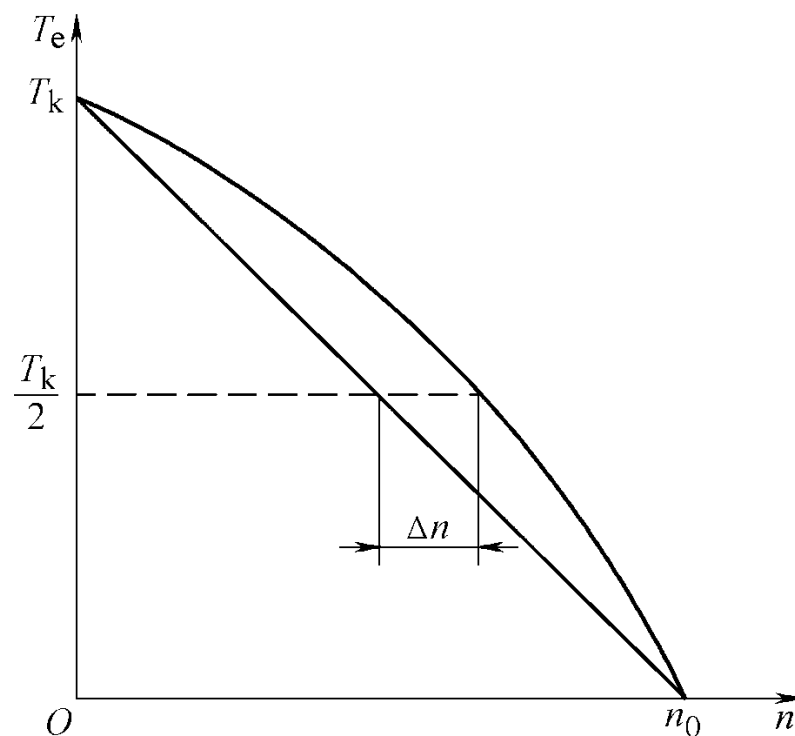


图2-22机械特性的非线性度



图2-23 调节特性的非线性度

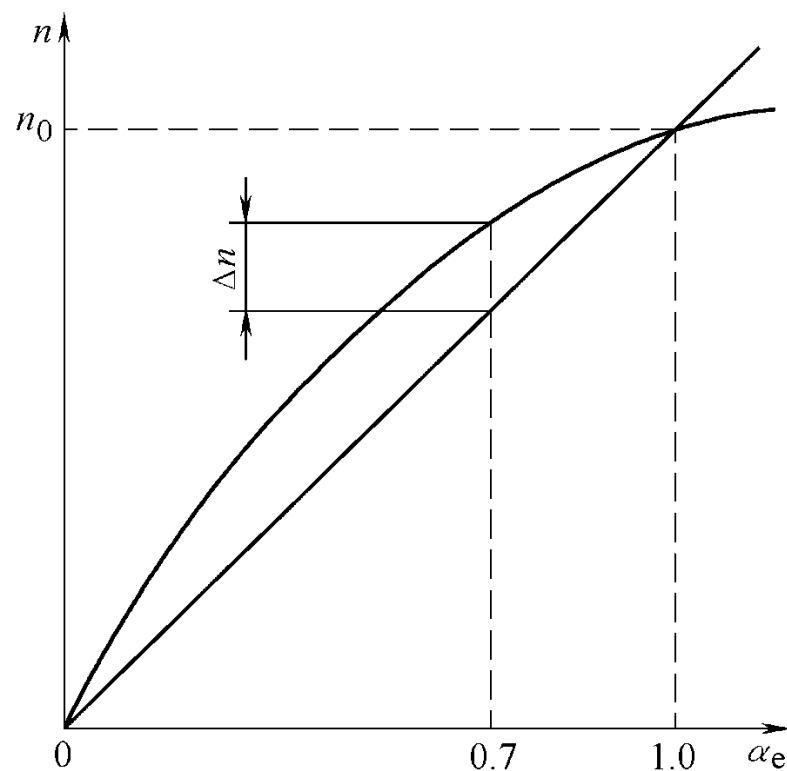


图2-23 调节特性的非线性度



图2-24 $U_s/f_1=$ 常数时三相感应电动机变频运行的转矩-转速特性

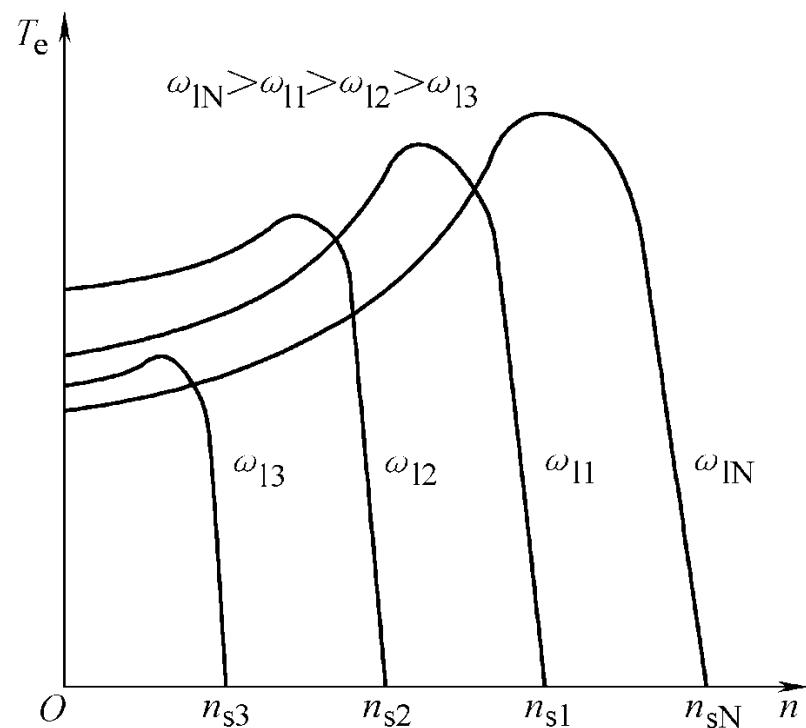


图2-24 $U_s/f_1=$ 常数时三相感应电动机变频运行的转矩-转速特性



图2-25 变频运行时的电压-频率特性曲线

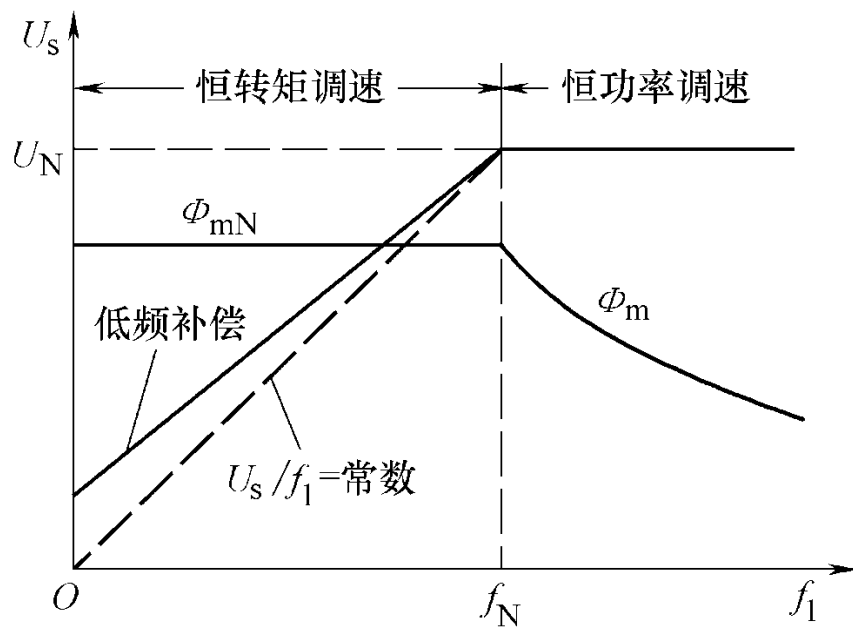


图2-25 变频运行时的电压-频率特性曲线



图2-26 具有低频补偿时三相感应电动机变频运行的转矩-转速特性

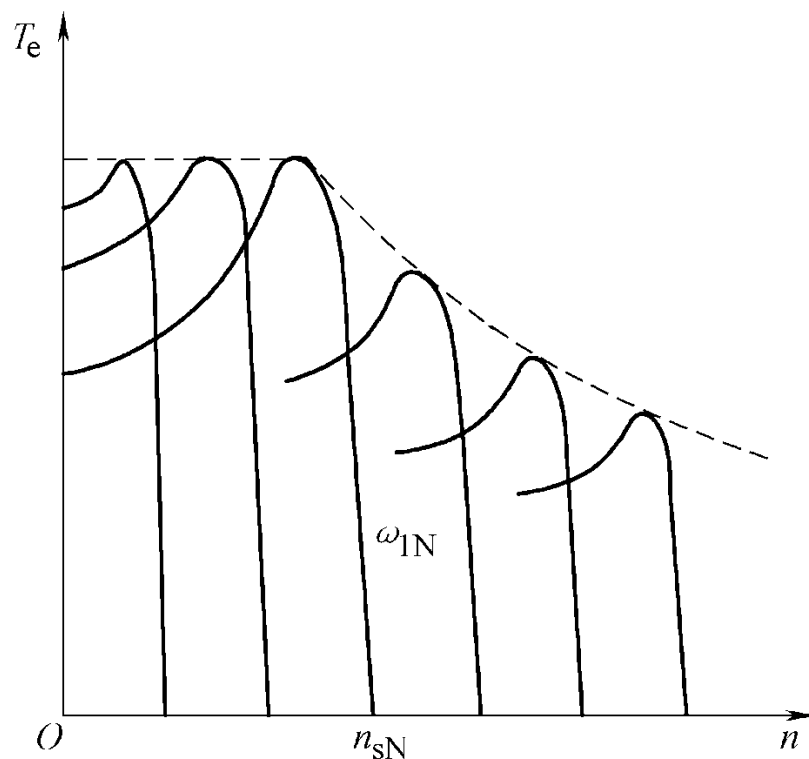


图2-26 具有低频补偿时三相感应电动机变频运行的转矩-转速特性



图2-27 三相静止、两相静止及两相旋转绕组间的等效

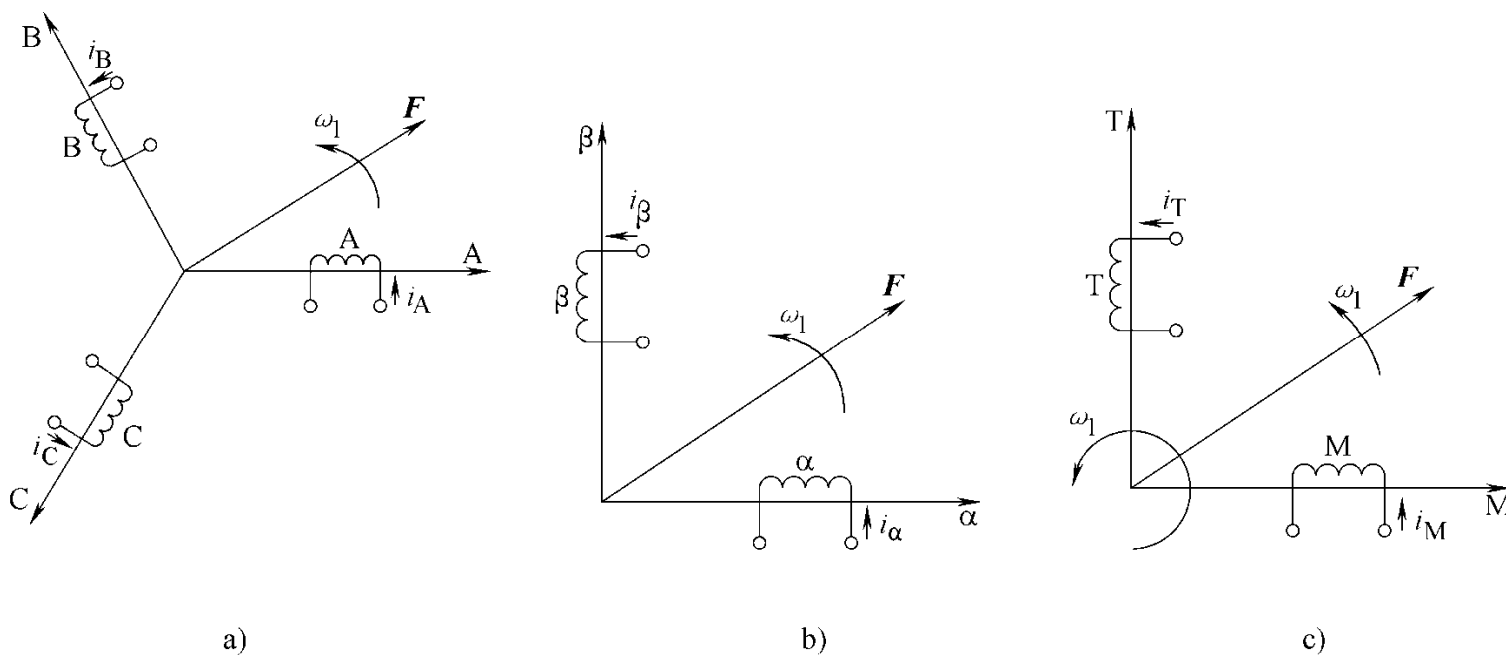


图2-27 三相静止、两相静止及两相旋转绕组间的等效

a) 三相对称静止绕组； b) 两相对称静止绕组； c) 两相旋转绕组



图2-28 $\alpha\beta$ 坐标系中的三相感应电动机物理模型

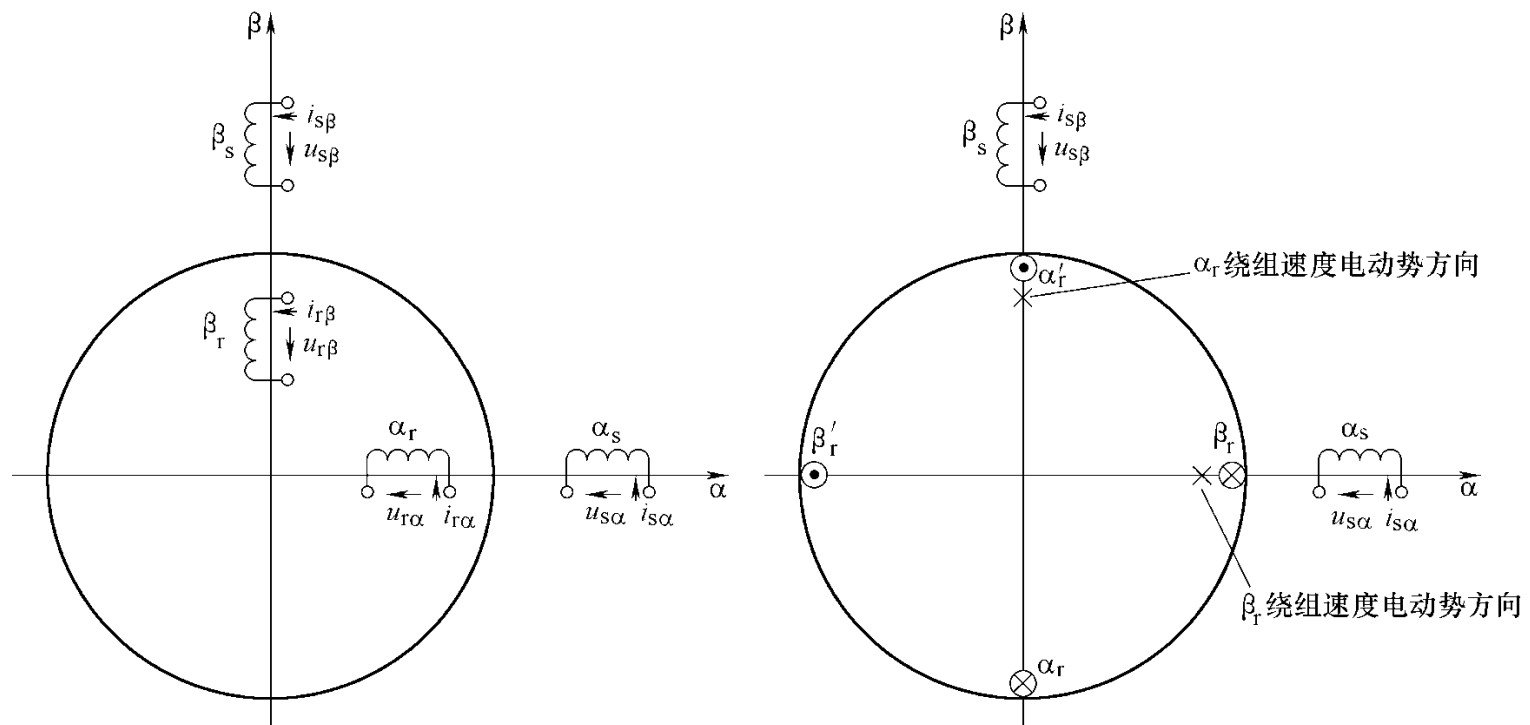


图2-28 $\alpha\beta$ 坐标系中的三相感应电动机物理模型



图2-29 同步旋转MT坐标系中的感应电动机模型

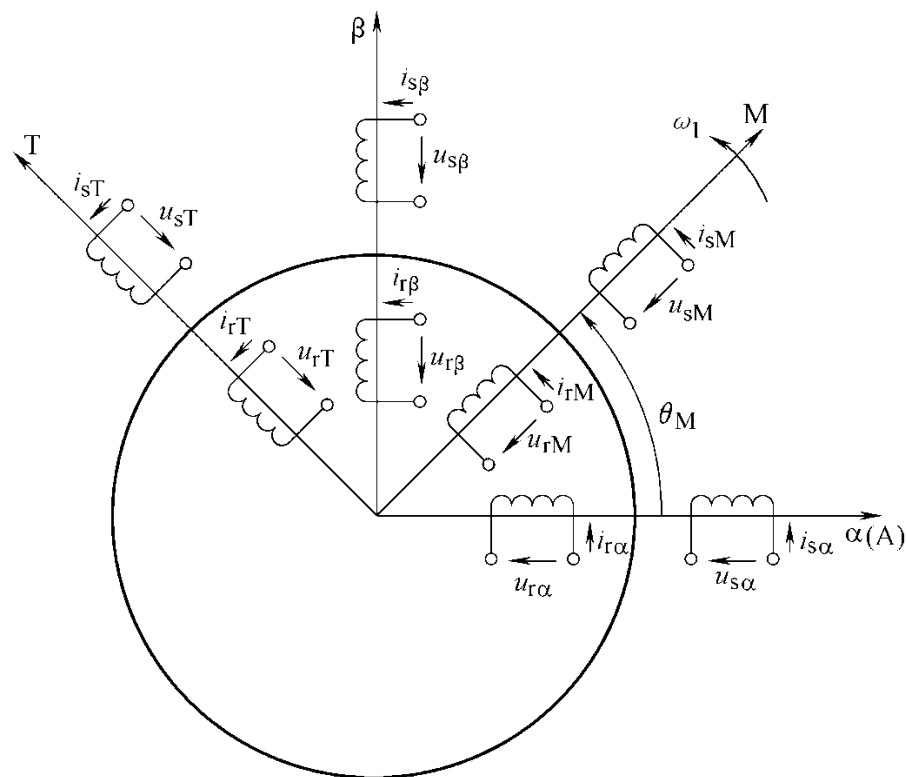


图2-29 同步旋转MT坐标系中的感应电动机模型



图2-30 磁通检测型感应电动机矢量控制伺服驱动系统

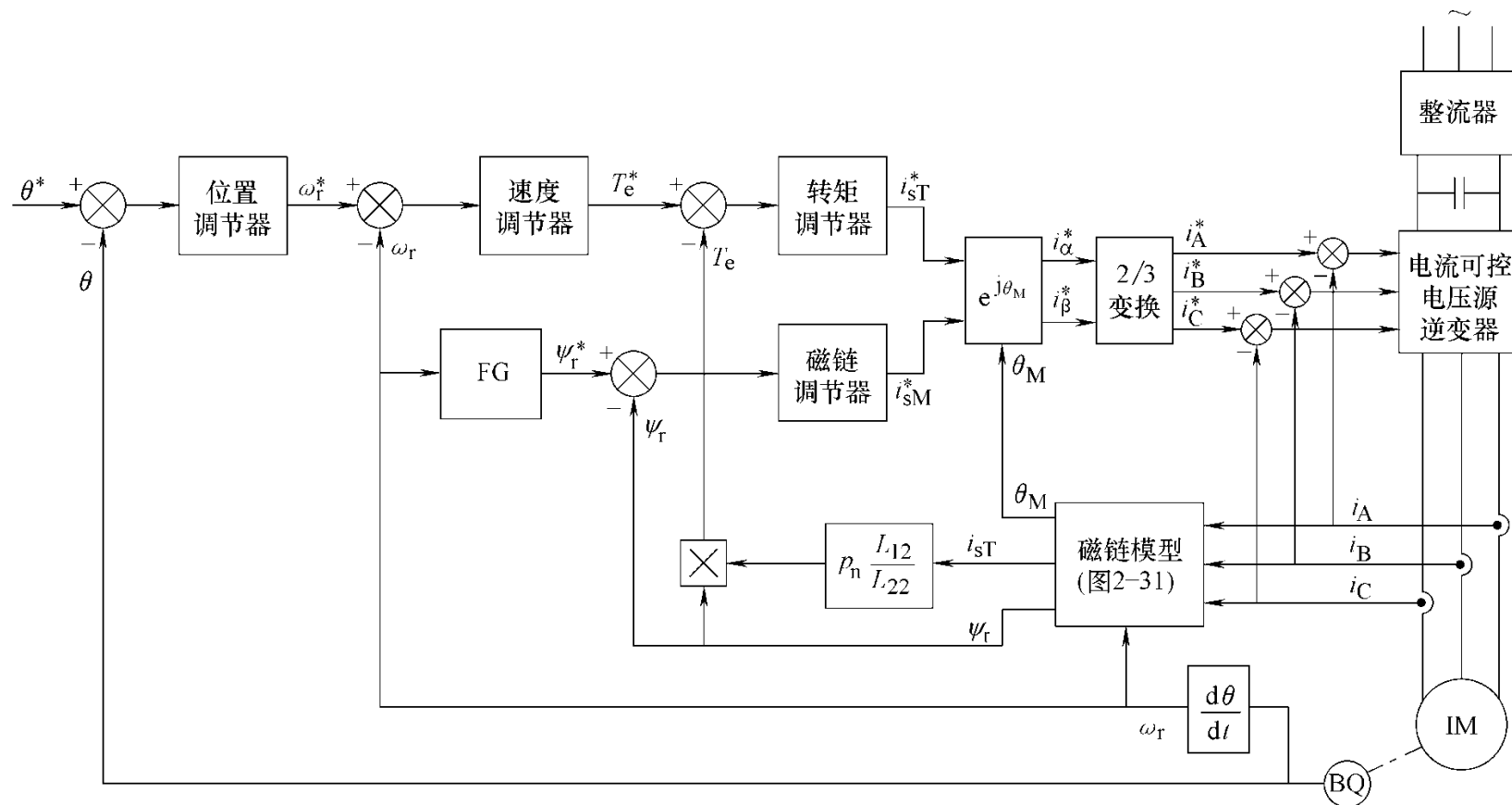


图2-30 磁通检测型感应电动机矢量控制伺服驱动系统



图2-31 磁通检测的电流模型法

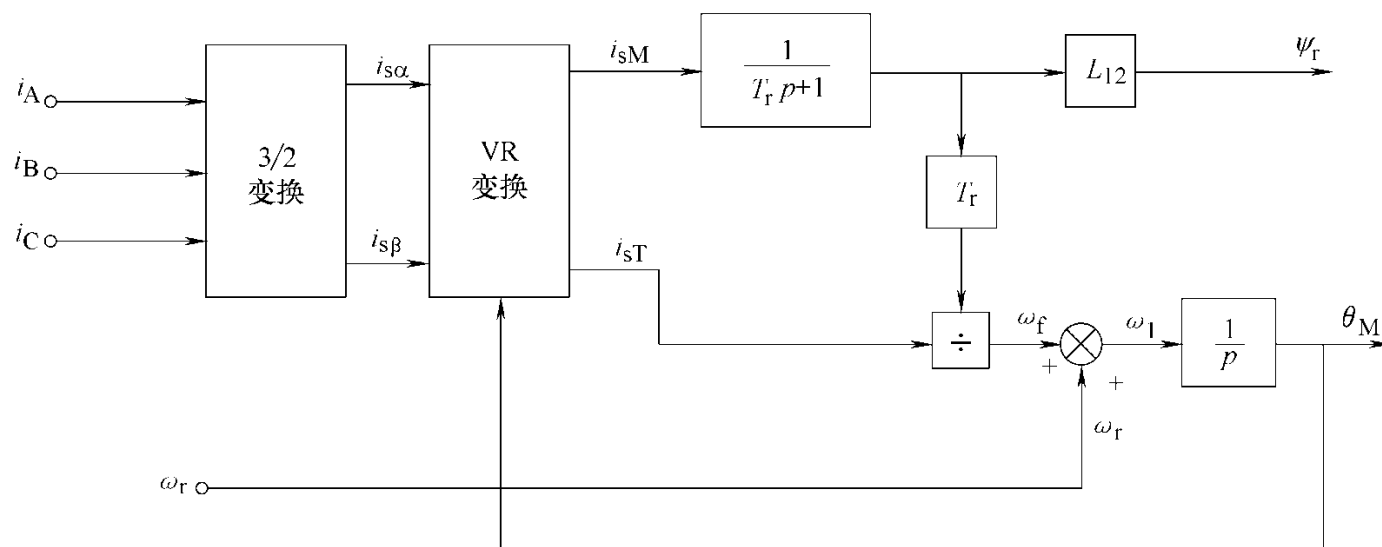


图2-31 磁通检测的电流模型法



图2-32 转差型感应电动机矢量控制伺服驱动系统

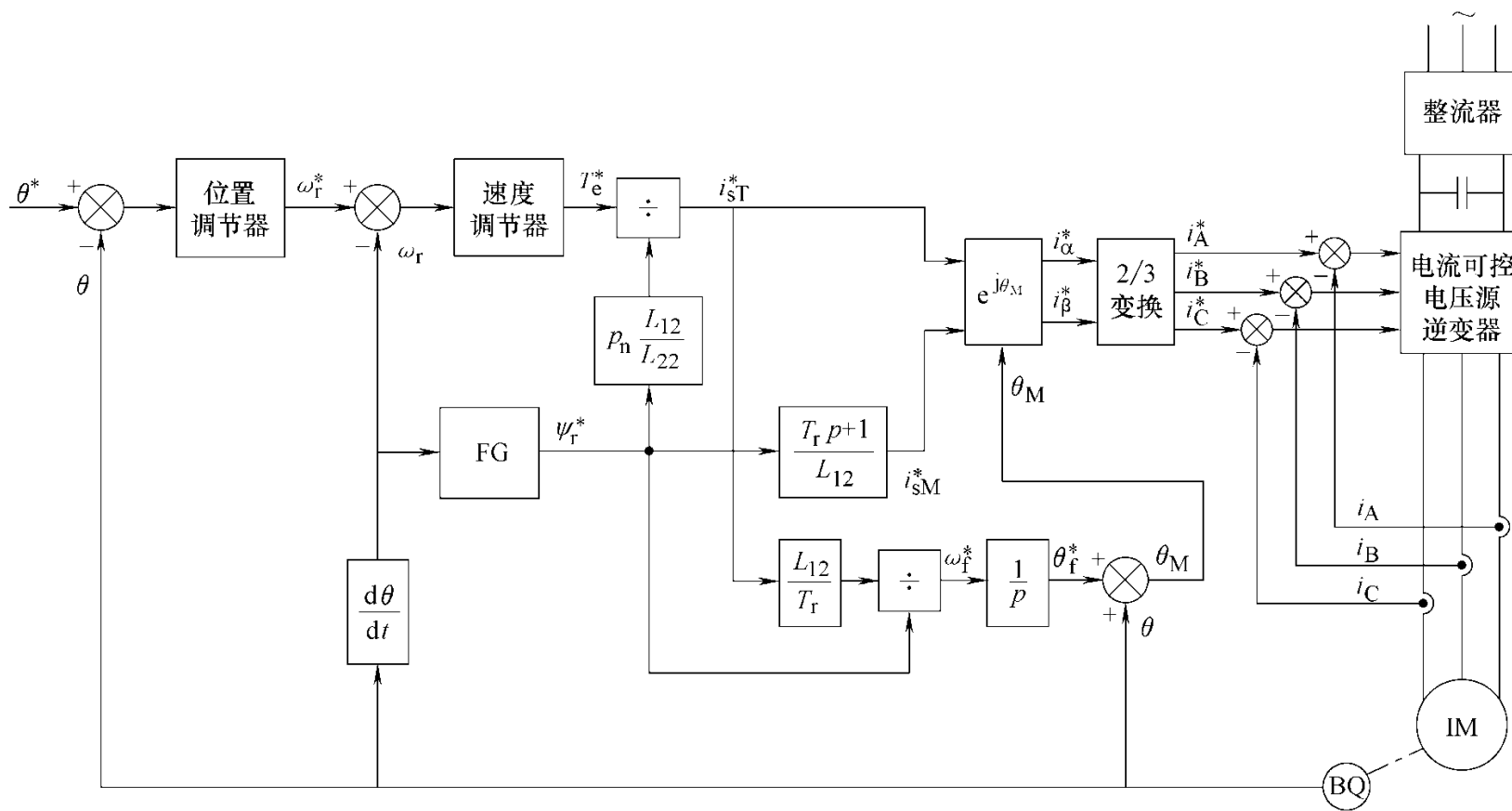


图2-32 转差型感应电动机矢量控制伺服驱动系统



2.3.2 相位控制时的特性

► 获得圆形旋转磁场的条件

在 相位控制 时，同样有 $X_{Ca} = 0$ ， $\dot{U}_c = \dot{U}_1$ ，只是通常控制电压的大小 $U_c = U_1'$ ，而滞后 \dot{U}_1 的相位角 β 在 $0 \sim 90^\circ$ 电角度之间变化。

$$\left. \begin{array}{l} Z_{f1}' = Z_{c1}' \\ Z_{f2}' = Z_{c2}' \\ \dot{U}_c = \dot{U}_1' e^{-j\beta} \end{array} \right\} \quad (2-50)$$



2.3.2 相位控制时的特性

将式（2-50）代入式（2-30），得相位控制时获得圆形旋转磁场的条件为

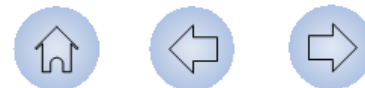
$$\dot{U}_1' e^{-j\beta} Z_{c1} + j\dot{U}_1' Z_{c1} = 0 \quad (2-51)$$

求解上式可得

$$\beta = 90^\circ \quad (2-52)$$

$$\text{或} \quad \sin\beta = 1 \quad (2-53)$$

即相位控制时两相感应伺服电动机获得圆形旋转磁场的条件是控制电压和励磁电压的相位差 $\beta=90^\circ$ 或 $\sin\beta=1$ 。



2.3.2 相位控制时的特性

▶ 机械特性和调节特性

应用与幅值控制时类似的方法，可得到相位控制时的机械特性和调节特性曲线，分别如图2-14、图2-15所示。因相位控制在

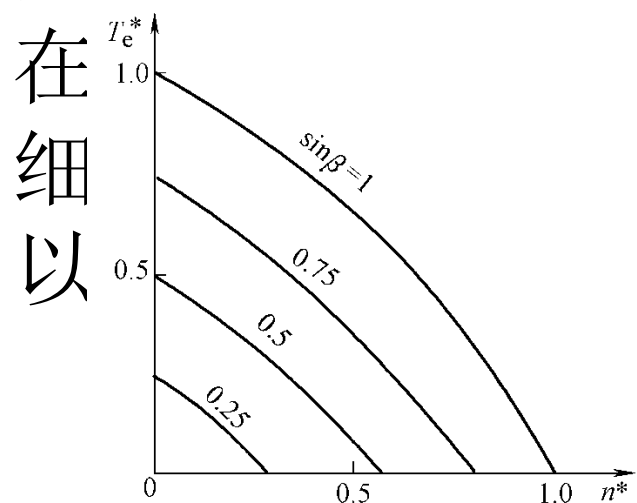


图2-14 相位控制时的机械特性

中很少用的系数。

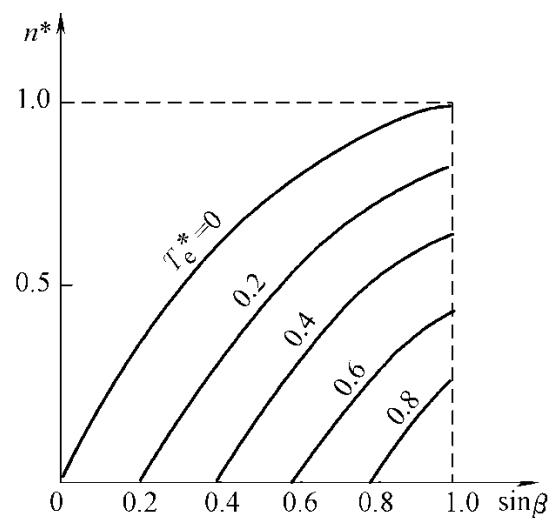
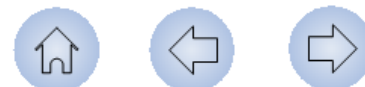


图2-15 相位控制时的调节特性

详
常

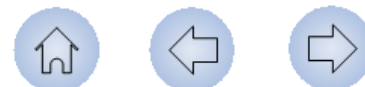


2.3.3 幅值-相位控制

► 获得圆形旋转磁场的条件

\dot{U}_1 幅值-相位控制时, 励磁绕组串联电
 容后接电源电压 \dot{U}_c , 而控制绕组电压
 与 Z_{f1}' 始终同相位, 但电压大小可调。由
 式 (2-16), 此时励磁绕组阻抗为 $Z_{c2}' = R_{c2} + jX_{c2}'$ (2-54)
 而两相绕组电压为

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_c &= \alpha_e \dot{U}_1' \\ \dot{U}_f' &= \dot{U}_1' - \dot{U}_{Ca}' \end{aligned} \right\} \quad (2-55)$$



2.3.3 幅值-相位控制

将式 (2-54) 和式 (2-55) 代入式 (2-30) ,

$$\text{得 } \alpha_e \dot{U}_1' [R_{c1} + j(-X_{Ca}' + X_{c1})] + jU_1' (R_{c1} + jX_{c1}) = 0$$

即

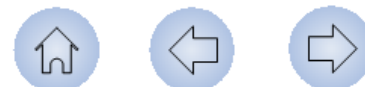
$$(\alpha_e R_{c1} - X_{c1}) + j[\alpha_e (X_{c1} - X_{Ca}') + R_{c1}] = 0 \quad (2-56)$$

欲使上式成立, 其实部和虚部应分别等于零, 即有

$$\alpha_e = \frac{X_{c1}}{R_{c1}} \quad (2-57)$$

$$X_{Ca}' = \frac{R_{c1} + \alpha_e X_{c1}}{\alpha_e} \quad (2-58)$$

将式 (2-57) 代入式 (2-58), 得



2.3.3 幅值-相位控制

$$X_{Ca}' = \frac{R_{c1}^2 + X_{c1}^2}{X_{c1}} \quad (2-59)$$

在幅值-相位控制中，要获得圆形旋转磁场，励磁绕组所串联电容器的容抗及控制电压的有效信号系数需分别满足式（2-59）和式（2-57），考虑到 R_{c1} 和 X_{c1} 均为电机转速的函数，当在某一转速下由（2-59）和式（2-57）确定 X_{Ca}' 和 α_e ，只能使电机在这一转速下获得圆形旋转磁场，即使电压有效信号系数保持不变，随着转速的变化磁场也将变成椭圆形旋转磁场，这一点与幅值控制和相位控制有所不同，幅值控制和相位控制时，若 $\alpha_e=1$ 或 $\sin\beta=1$ ，电机在不同转速下均可获得圆形旋转磁场。



2.3.3 幅值-相位控制

在自动控制系统中，通常要求伺服电动机启动时能有尽可能大的转矩，以提高系统的动态性能。因此应使电动机在启动时（ $s=1$ 时）获得圆形旋转磁场，此时其有效信号系数和电容器容抗应为

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{e0}' &= \frac{X_{ck}}{R_{ck}} \\ X_{Ca}' &= \frac{R_{ck}^2 + X_{ck}^2}{X_{ck}} \end{aligned} \right\} \quad (2-60)$$

式中， R_{ck} 和 X_{ck} 分别为 $s=1$ 时的 R_{c1} 和 X_{c1} 值，其表达式见式（2-36）。



2.3.3 幅值-相位控制

► 机械特性和调节特性

由于励磁回路串联电容，幅值-相位控制时的电磁转矩表达式十分复杂，这里不再给出其具体公式，仅给出由实际电机参数计算所得的机械特性曲线。[图2-16](#)为一台两相感应伺服电动机在幅值-相位控制方式下，有效信号系数分别为 α_{e0} 、 $0.75\alpha_{e0}$ 、 $0.5\alpha_{e0}$ 、 $0.25\alpha_{e0}$ 时的机械特性。

由作图法得到的幅值-相位控制的调节特性如[图2-17](#)所示。

注意：因为选定电机启动时获得圆形旋转磁场，即使在 $\alpha = \alpha_0$ 的情况下，由图2-16

2.3.3 幅值-相位控制

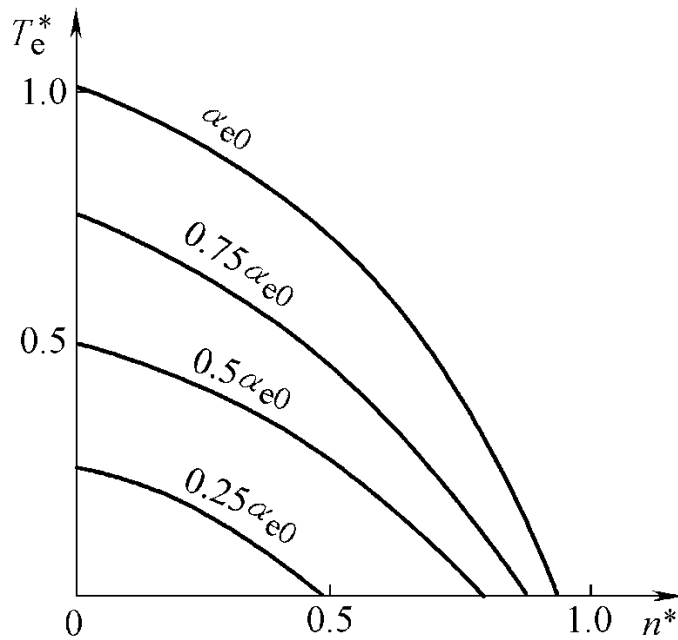


图2-16 幅值-相位控制时的机械特性

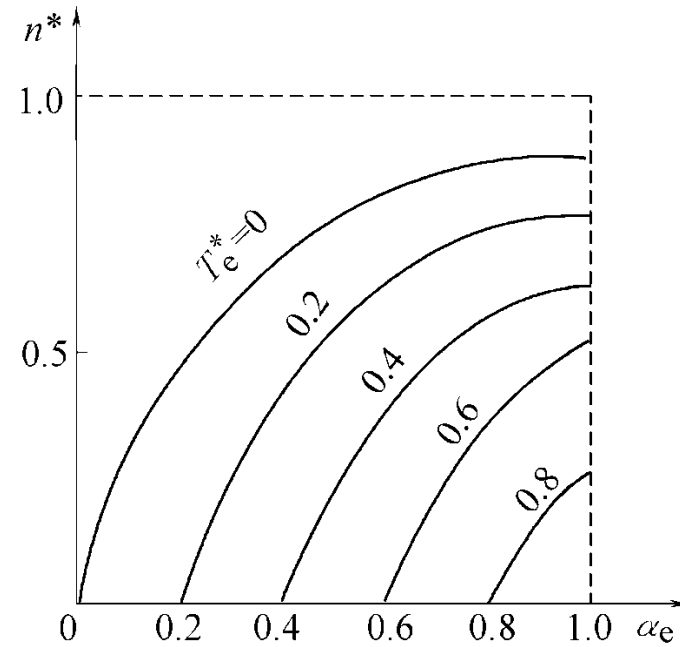


图2-17 幅值-相位控制时的调节特性



2.3.3 幅值-相位控制

比较图2-11、图2-14、图2-16三种控制方式下的机械特性可以看出，若堵转转矩的标么值相同，一般而言，在同一转速下幅值-相位控制时电机的转矩标么值较大（接近理想空载转速处除外），而相位控制时最小。这是因为在幅值-相位控制时，励磁绕组回路中串联有电容器，当电机起动后，随着电机转速的变化，励磁绕组电流将发生变化，电容电压 U_{Ca}' 也随之改变，因此使励磁绕组的端电压 U_f' 有可能比堵转时还高。

2.4 两相感应伺服电动机的动态特性

- 两相感应伺服电动机的动态性能
- 机械特性非线性对动态性能的影响
- 不同有效信号系数对电机动态性能的影响



课前复习

对称分量法 一组不对称的两相电流（电压）；可以分解成对称的正、负电流（电压）。

励磁绕组归算到控制绕组

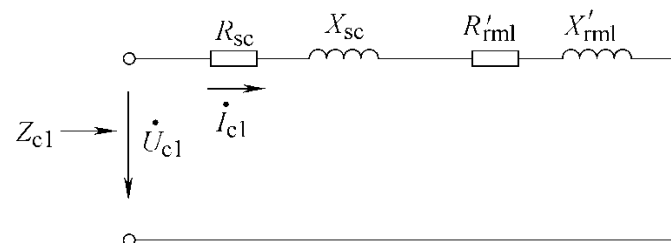
$$k_{cf} = \frac{N_c k_{wc}}{N_f k_{wf}}$$

电流的对称分量

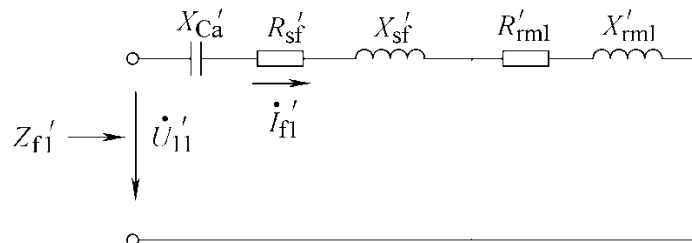
$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{f1}' &= \frac{1}{2} (\dot{I}_f' + j \dot{I}_c) \\ \dot{I}_{f2}' &= \frac{1}{2} (\dot{I}_f' - j \dot{I}_c) \\ \dot{I}_{c1} &= \frac{1}{2} (-j \dot{I}_f' + \dot{I}_c) \\ \dot{I}_{c2} &= \frac{1}{2} (j \dot{I}_f' + \dot{I}_c) \end{aligned} \right\}$$



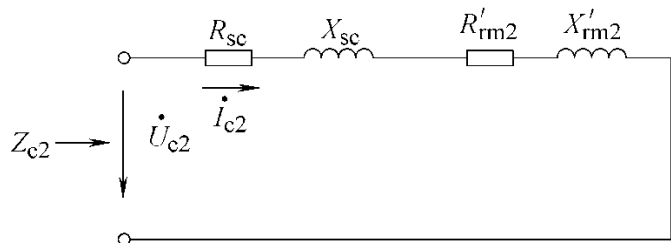
等效电路



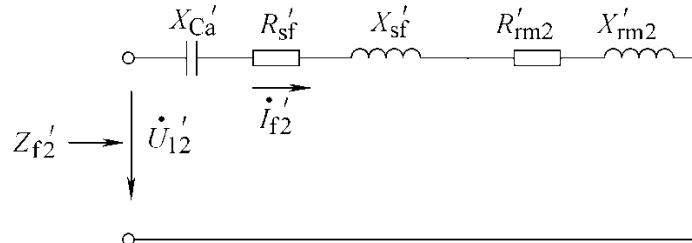
a) 控制绕组正序等效电路



b) 励磁绕组正序等效电路



c) 控制绕组负序等效电路



d) 励磁绕组负序等效电路

$$\left. \begin{aligned} Z_{c1} &= R_{c1} + jX_{c1} \\ Z_{c2} &= R_{c2} + jX_{c2} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} R_{c1} &= R_{sc} + R'_{rm1} \\ X_{c1} &= X_{sc} + X'_{rm1} \end{aligned} \left. \begin{aligned} R'_{f1} &= R_{c1} = R_{sc} + R'_{rm1} \\ X'_{f1} &= -X'_{Ca} + X_{c1} = -X'_{Ca} + X_{sc} + X'_{rm1} \end{aligned} \right\} \\
 \left. \begin{aligned} Z'_{f1} &= R'_{f1} + jX'_{f1} \\ Z'_{f2} &= R'_{f2} + jX'_{f2} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} R_{c2} &= R_{sc} + R'_{rm2} \\ X_{c2} &= X_{sc} + X'_{rm2} \end{aligned} \left. \begin{aligned} R'_{f2} &= R_{c2} = R_{sc} + R'_{rm2} \\ X'_{f2} &= -X'_{Ca} + X_{c2} = -X'_{Ca} + X_{sc} + X'_{rm2} \end{aligned} \right\}$$



定子电流

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{c1} &= \frac{\dot{U}_c Z_{f2}' - j\dot{U}_1' Z_{c2}}{Z_{c1} Z_{f2}' + Z_{c2} Z_{f1}'} \\ \dot{I}_{c2} &= \frac{\dot{U}_c Z_{f1}' + j\dot{U}_1' Z_{c1}}{Z_{c1} Z_{f2}' + Z_{c2} Z_{f1}'} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} \dot{I}_c &= \dot{I}_{c1} + \dot{I}_{c2} \\ \dot{I}_f' &= \dot{I}_{f1}' + \dot{I}_{f2}' = j\dot{I}_{c1} - j\dot{I}_{c2} \end{aligned} \right\}$$

电磁转矩

$$T_e = T_1 - T_2 = \frac{9.55}{n_s} (P_{e1} - P_{e2}) = \frac{9.55}{n_s} (2I_{c1}^2 R_{rm1}' - 2I_{c2}^2 R_{rm2}')$$



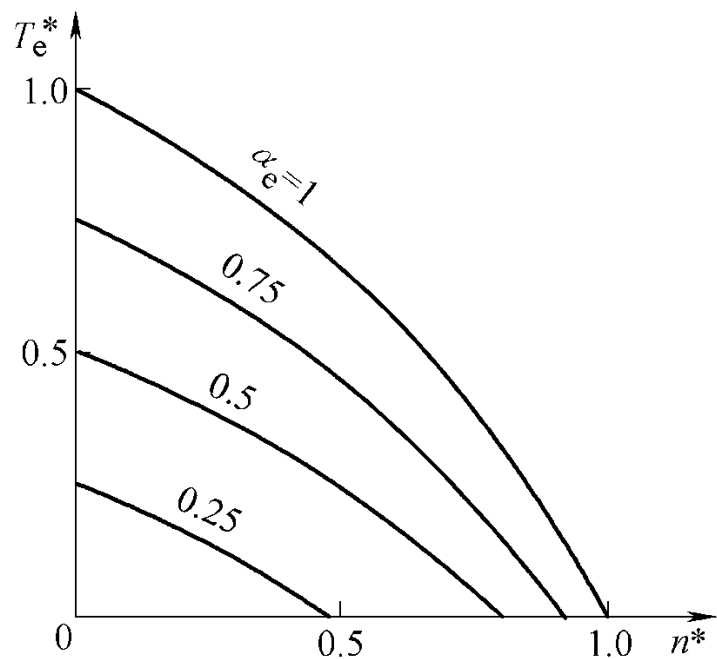


图2-11 幅值控制时的机械特性

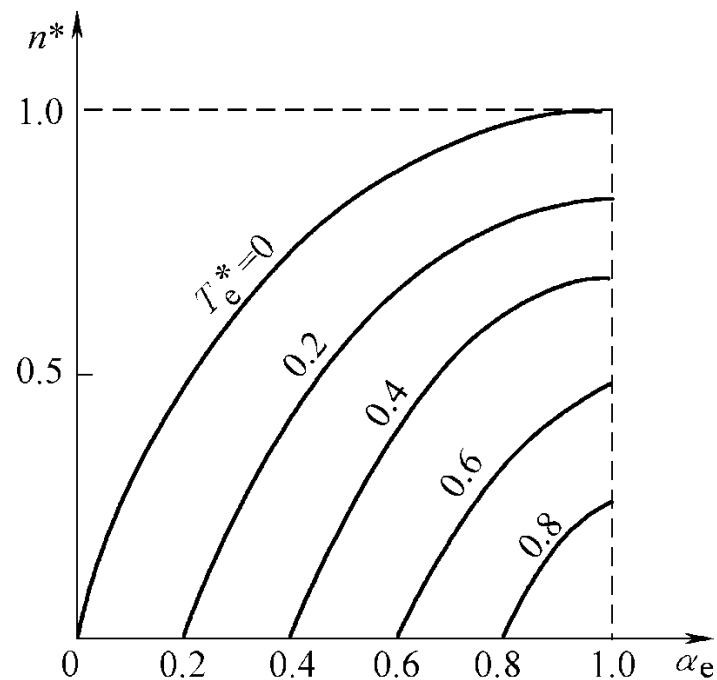


图2-12 幅值控制时的调节特性



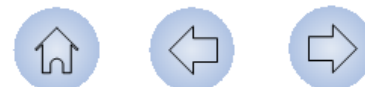
第3章 无刷永磁伺服电动机

3.1 概述

3.2 无刷直流电动机

3.3 正弦波永磁同步电动机及其矢量控制伺服驱动系统

3.4 无刷永磁伺服电动机与三相感应伺服电动机的比较



3.1 概述

3.1.1 无刷永磁伺服电动机的基本结构

3.1.2 无刷永磁电动机伺服系统的组成

3.1.3 无刷永磁伺服电动机的分类



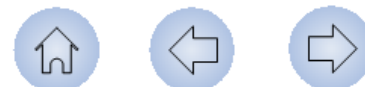
3.1.1 无刷永磁伺服电动机的基本结构

无刷永磁伺服电动机也称为交流永磁伺服电动机，通常是指由永磁电动机和相应驱动、控制系统组成的无刷永磁电动机伺服系统，有时也仅指永磁电动机本体。

无刷永磁伺服电动机就电动机本体而言是一种采用永磁体励磁的多相同步电动机，定子结构与普通同步电动机或感应电动机基本相同，转子方面则由永磁体取代了电励磁同步电动机的转子励磁绕组。

➤ 转子结构的三种基本形式：

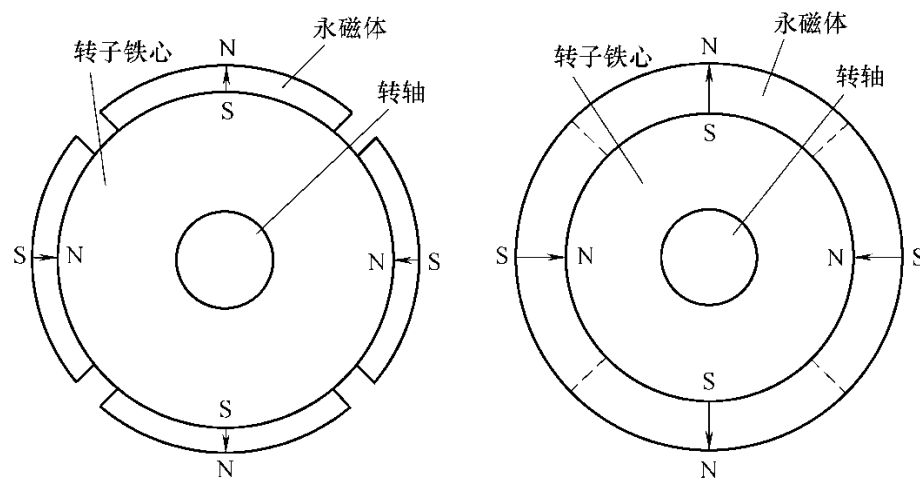
按照永磁体在转子上位置的不同，无刷永磁伺服电动机的转子结构一般可分为表面式（凸装式）、嵌入式和内置式三种基本形式。转子结构是无刷永磁伺服电动机与其它电机最主要的区别，对其运行性能、控制系统、制造工艺和适用场合等均具有重要影响。



3.1.1 无刷永磁伺服电动机的基本结构

表面式转子：典型结构如图**3-1a)**所示，永磁体通常呈瓦片形，通过环氧树脂直接粘贴在转子铁心表面上。

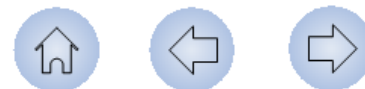
在体积和功率较小的无刷永磁伺服电动机中，也可以采用圆环形永磁体，如图**3-1b)**所示，永磁体为一整体的圆环，该结构的转子制造工艺性较好，漏磁小。



a) 永磁体为瓦片形

b) 永磁体为圆环形

图3-1 表面式转子结构



3.1.1 无刷永磁伺服电动机的基本结构

嵌入式转子：结构如图3-2所示，永磁体嵌装在转子铁心表面的槽中。

对于高速运行的伺服电动机，采用表面式或嵌入式时，为了防止离心力的破坏，常需在其外表面再套一非磁性金属套筒或包以无纬玻璃丝带作为保护层。

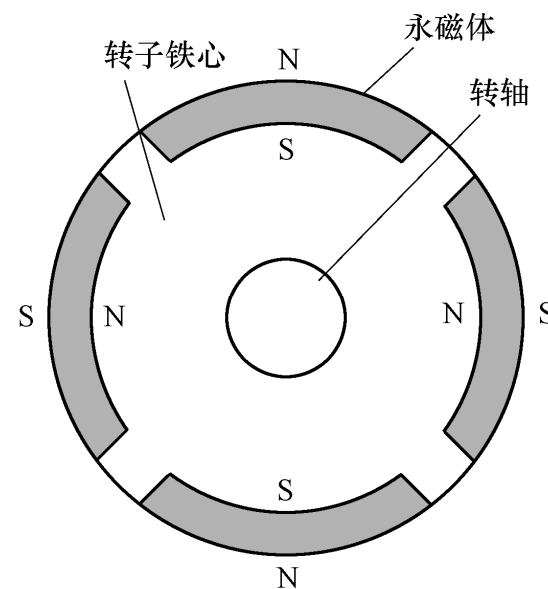
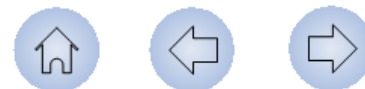


图3-2 嵌入式转子结构



3.1.1 无刷永磁伺服电动机的基本结构

内置式转子：永磁体不是装在转子表面上，而是位于转子铁心内部，可能的几何形状有多种，图3-3给出了两种典型结构。图3-3a)所示转子结构中永磁体为**径向充磁**，在图3-3b)所示转子结构中永磁体为**横向充磁**（切向充磁）。

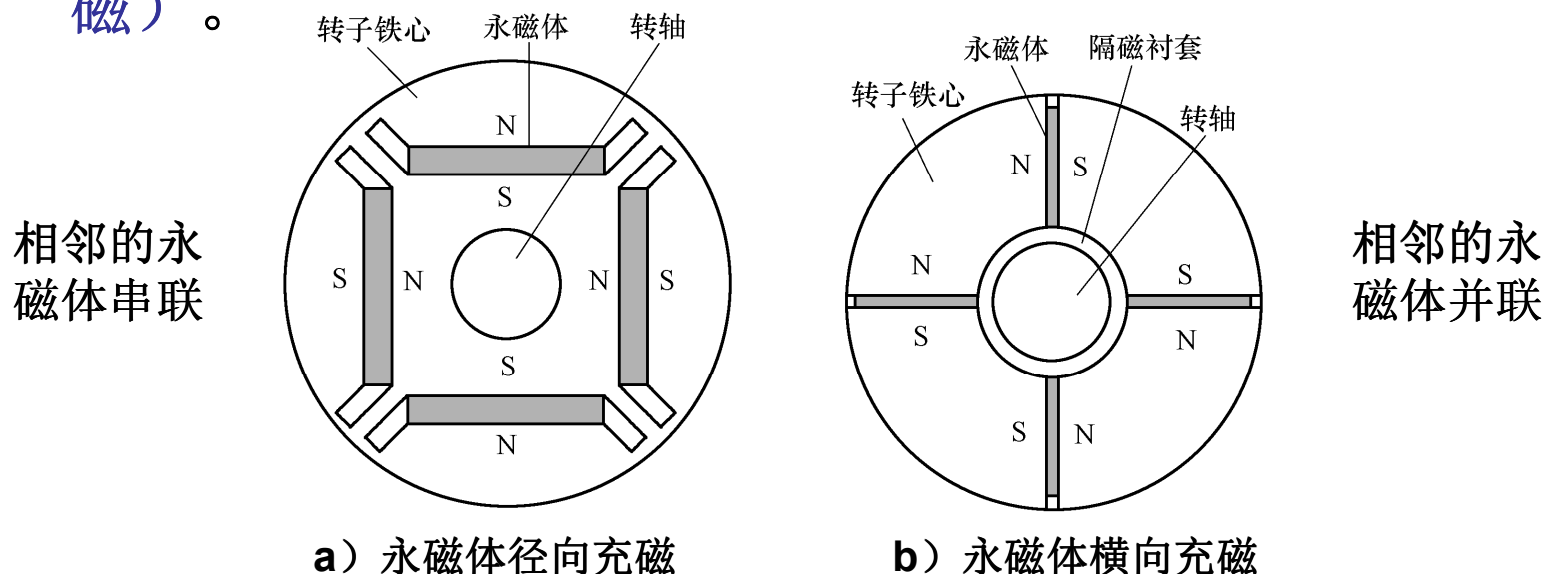
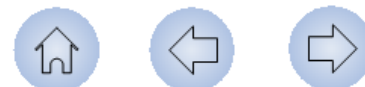


图3-3 内置式转子结构



3.1.1 无刷永磁伺服电动机的基本结构

当电动机极数较多时，径向充磁结构受到永磁体供磁面积的限制，不能提供足够的每极磁通，而横向充磁结构由于相邻磁极表面极性相同，每个极距下的磁通由相邻两个磁极并联提供，可得到更大的每极磁通。横向充磁结构的不足之处是漏磁系数较大，且转轴上需采取适当的隔磁措施，如采用非磁性转轴或在转轴上加非磁性隔磁衬套，使制造成本增加，制造工艺变得复杂。

➤ 三种转子结构的比较

表面式的特点：表面式结构的电机交、直轴电感相等，是一种隐极式同步电动机；由于有效气隙较大，绕组电感低，有利于改善电机的动态性能；可使转子做的直径小，惯量低。因此许多无刷永磁伺服电动机都采用这种结构。



3.1.1 无刷永磁伺服电动机的基本结构

嵌入式和内置式的特点：交、直轴磁路磁阻是不相等的。内置式转子的交、直轴磁路如图3-4所示。直轴磁路磁阻大于交轴磁路磁阻，因此内置式和嵌入式转子结构的无刷永磁伺服电动机属于凸极同步电动机。

注意：电励磁凸极同步电动机中直轴磁路磁阻小于交轴磁路，因此直轴同步电抗 X_d （电感 L_d ）大于交轴同步电抗 X_q （电感 L_q ），而永磁同步电动机中正好相反，其交、直轴绕组电感的关系是 $L_q > L_d$ 。

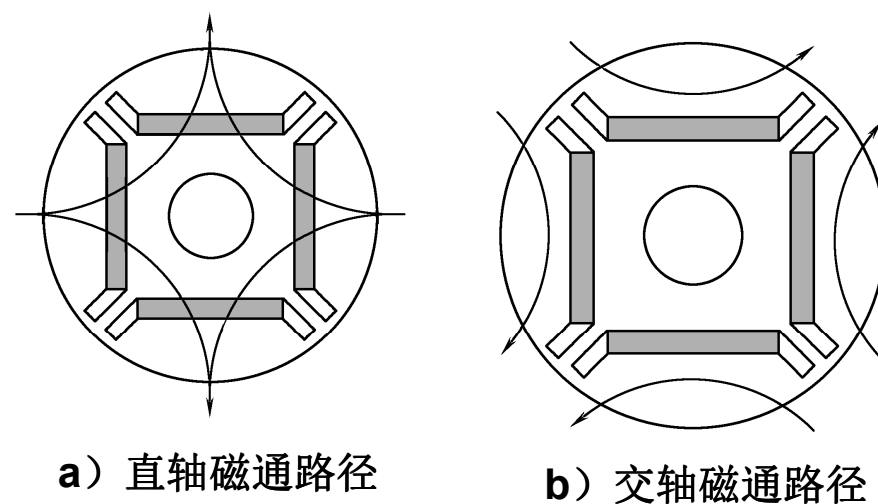
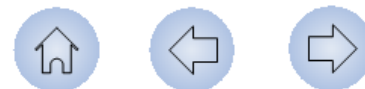


图3-4 内置式无刷永磁伺服电动机的交、直轴磁路

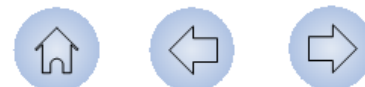


3.1.2 无刷永磁电动机伺服系统的组成

➤ 无刷永磁伺服电动机通常由变频电源供电

由恒频电源供电的永磁同步电动机仅适用于在要求恒速运转的场合作为驱动电机使用。为了解决电动机的起动问题，其转子上需装设笼型起动绕组（阻尼绕组），利用笼型绕组感应产生的异步转矩将电动机加速到接近同步速，然后由永磁体产生的同步转矩将转子牵入同步。

对于伺服电动机而言，一个基本要求是其转速能在宽广的范围内连续调节，因此无刷永磁伺服电动机通常由变频电源供电，采用变频调速技术实现转速调节。变频电源供电的永磁同步伺服电动机，由于供电电源频率可以由低频逐渐升高，可以直接利用同步转矩使电动机起动，故转子上一般不设阻尼绕组。



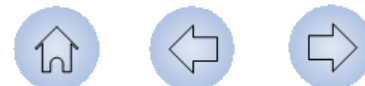
3.1.2 无刷永磁电动机伺服系统的组成

➤ 同步电动机变频调速系统的基本类型

根据变频电源频率控制方式的不同，同步电动机变频调速系统可以分为他控变频和自控变频两大类。

他控变频：用独立的变频装置给同步电动机供电，通过直接改变变频装置的输出频率调节电动机的转速，是一种频率开环控制方式。

自控变频：所用的变频电源是非独立的，变频装置输出电流（电压）的频率和相位受反映转子磁极空间位置的转子位置信号控制，是一种定子绕组供电电源的频率和相位自动跟踪转子磁极空间位置的闭环控制方式。由于电动机输入电流的频率始终和转子的转速保持同步，采用自控变频方式的同步电动机不会产生振荡和失步现象，故也称为自同步电动机系统。



3.1.2 无刷永磁电动机伺服系统的组成

➤ 无刷永磁电动机伺服系统的组成

由于他控变频的同步电动机存在振荡和失步等问题，因此无刷永磁伺服电动机通常采用自控变频方式，所构成的无刷永磁电动机伺服系统如图3-5所示。

组成：主要由永磁同步电动机**MS**、转子位置检测器**BQ**、逆变器和控制器**4**个部分组成。

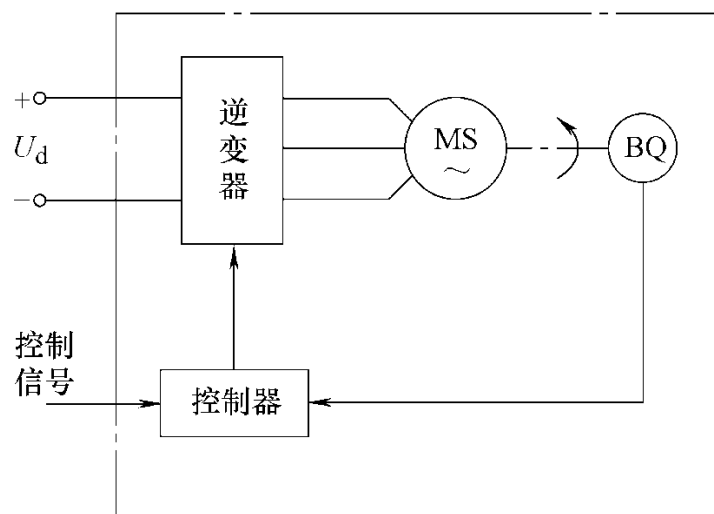
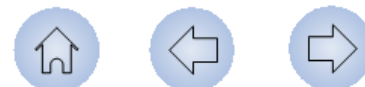


图3-5 无刷永磁电动机伺服系统的组成



3.1.2 无刷永磁电动机伺服系统的组成

基本工作原理：由转子位置检测器产生转子磁极的空间位置信号，并将其提供给控制器；控制器根据来自外部（如上位机等）的控制信号和来自位置检测器的转子位置信号，产生逆变器中各功率开关器件的通断信号；由逆变器将输入直流电压转换成具有相应频率和相位的交流电流和电压，供给伺服电动机。

图中的逆变器通常为由电力**MOSFET**、**IGBT**等全控型器件构成，并采用脉宽调制技术的**PWM**逆变器，可以直接将输入的不可调直流电压变成频率和大小均可调的变频、变压交流电输出。在输入为交流电源的场合，可由整流器将交流电整流，并经电容滤波后，作为直流电源提供给逆变器，此时整流器和逆变器结合起来构成了一台**交-直-交变频器**。



3.1.3 无刷永磁伺服电动机的分类

➤ 无刷永磁伺服电动机的分类

无刷直流电动机（**BLDCM——Brushless DC Motor**）：定子绕组中的感应电动势应为梯形波，定子绕组中应通入方波电流，因此无刷直流电动机也称为**梯形波永磁同步电动机或方波永磁同步电动机**。

正弦波永磁同步电动机：简称**永磁同步电动机（PMSM ——Permanent Magnet Synchronous Motor）**。定子绕组感应电动势为正弦波，为了产生恒定转矩，定子绕组应通入正弦波电流。

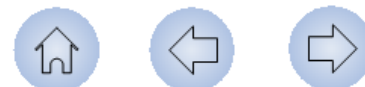


3.1.3 无刷永磁伺服电动机的分类

➤ 两种电动机在结构上的差别

无刷直流电动机：为得到平顶部分足够宽的梯形波感应电动势，转子常采用表面式或嵌入式结构，转子磁钢呈弧形（瓦形），并采用径向充磁方式。由于内置式转子很难产生梯形波感应电动势，无刷直流电动机中一般不宜采用。

正弦波永磁同步电动机：转子既可以采用表面式和嵌入式结构，也可以采用内置式结构。为产生正弦波感应电动势，设计时应使气隙磁密尽可能呈正弦分布。以图3-1a所示的表面式结构为例，在正弦波永磁同步电动机中，转子磁钢表面常呈抛物线形，并采用平行充磁方式；定子方面采用短距分布绕组或正弦绕组，以最大限度地抑制谐波磁场对感应电动势波形的影响。



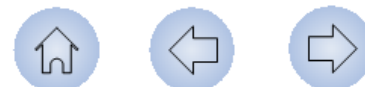
3.1.3 无刷永磁伺服电动机的分类

➤ 两种电动机在其它方面的差别

两种电动机在运行原理、分析方法及数学模型、控制策略及控制系统、运行性能等方面均有很大差异。

正弦波永磁同步电动机：由电励磁同步电动机发展而来，出发点是用永磁体取代转子励磁绕组，运行原理、分析方法、运行性能等与普通电励磁同步电动机基本相同，只是由于采用永磁体励磁和自控变频方式带来了一些新特点。

无刷直流电动机：是由直流电动机发展而来的，其出发点是用由转子位置传感器和逆变器构成的**电子换向器**取代有刷直流电动机中的机械换向器，把输入直流电流转换成交变的方波电流输入多相电枢绕组，其转矩产生方式、控制方法和运行性能等更接近直流电动机，由于省去了机械换向器和电刷，故得名为无刷直流电动机。



3.1.3 无刷永磁伺服电动机的分类

➤ 关于无刷直流电动机的归类问题：

如前所述，无刷直流电动机是由直流电动机发展而来的，应属于直流电动机。但另一方面，就电机本体而言，无刷直流电动机与正弦波永磁同步电动机差别不大；从控制系统的角度看，电动机是由逆变器供电的，并且工作在自控变频方式或自同步方式下，因此又是一种自控变频同步电动机系统。鉴于此，目前既有人将其归为直流电动机，也有人将其归于同步电动机。



3.2 无刷直流电动机

3.2.1 无刷直流电动机的运行原理

3.2.2 无刷直流电动机的电磁转矩和机械特性

3.2.3 无刷直流电动机的动态数学模型

3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

3.2.5 无刷直流电动机的转矩脉动



3.2.1 无刷直流电动机的运行原理

1. 无刷直流电动机的基本思想

直流电动机的工作特征：在直流电动机中，通常磁极在定子上，电枢绕组位于转子上。由电源向电枢绕组提供的电流为直流，而为了能产生大小、方向均保持不变的电磁转矩，每一主磁极下电枢绕组元件边中的电流方向应相同并保持不变，但因每一元件边均随转子的旋转而轮流经过**N**、**S**极，故每一元件边中的电流方向必须相应交替变化，即必须为交变电流。在有刷直流电动机中，把外部输入的直流电变换成电枢绕组中的交变电流是由电刷和机械式换向器完成的，每当一个元件边经过几何中性线由**N**极转到**S**极下或由**S**极转到**N**极下时，通过电刷和机械换向器使绕组电流改变方向。



3.2.1 无刷直流电动机的运行原理

无刷直流电动机的基本思想：为了消除电刷和机械换向器，在无刷直流电动机中将直流电动机反装，即将永磁体磁极放在转子上，而电枢绕组成为静止的定子绕组，为了使定子绕组中的电流方向能随其线圈边所在处的磁场极性交替变化，需将定子绕组与电力电子器件构成的逆变器连接，并安装转子位置检测器，以检测转子磁极的空间位置，根据转子磁极的空间位置（由此可以确定电枢绕组各线圈边所在处磁场的极性）控制逆变器中功率开关器件的通断，从而控制电枢绕组的导通情况及绕组电流的方向，显然在这里转子位置检测器和逆变器起到了“**电子换向器**”的作用。



3.2.1 无刷直流电动机的运行原理

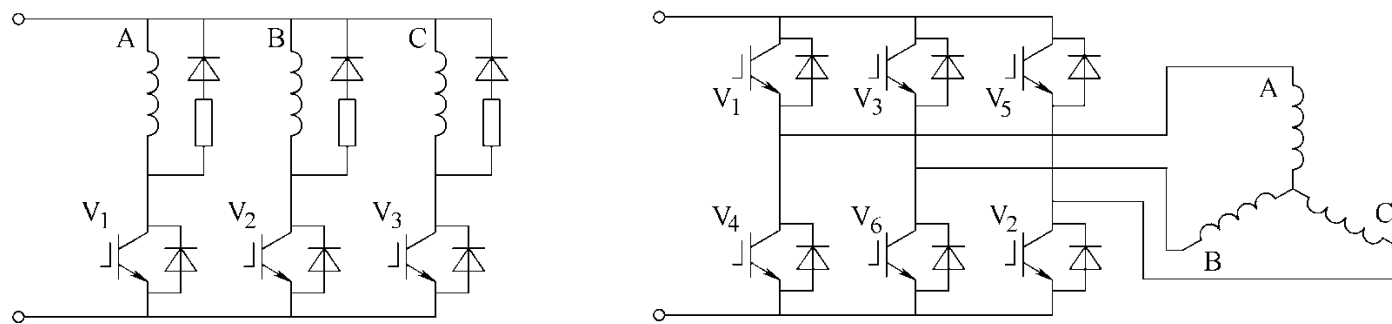
2. 电枢绕组及其与逆变器的连接

有刷直流电动机通常元件数很多，其电枢绕组相当于一个相数很多的多相绕组，而无刷直流电动机中相数的增多会造成逆变器功率开关器件数量增多，电路变得复杂，成本增高，可靠性变差，目前最常见的无刷直流电动机为三相，也有采用二相、四相和五相的。

无刷直流电动机的定子绕组可以采用星形连接，也可以采用角形（或称封闭形）连接。当绕组为星形连接时，其逆变器可以采用桥式电路，也可以采用半桥电路；当绕组为角形连接时，逆变器只能采用桥式电路。以三相无刷直流电动机为例，三种连接方式如图3-6所示。

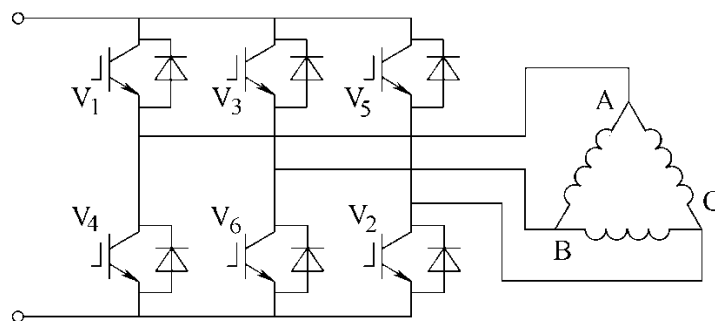


3.2.1 无刷直流电动机的运行原理



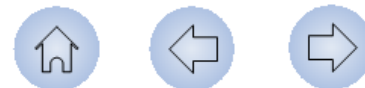
a) 半桥电路

b) 绕组星形连接的桥式电路



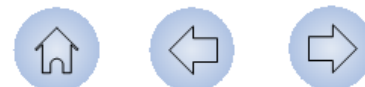
c) 绕组角形连接的桥式电路

图3-6 三相无刷直流电动机绕组连接方式



3.2.1 无刷直流电动机的运行原理

对于角形连接，当感应电动势不平衡时闭合绕组回路中会产生环流，因此在无刷直流电动机中较少采用。半桥连接由于绕组利用率较低，一般仅用于对成本敏感的小功率场合，广泛应用的是星形全桥接法。



3.2.1 无刷直流电动机的运行原理

3. 无刷直流电动机的工作原理

下面以图3-7所示的星形全桥接法三相无刷直流电动机为例，对无刷直流电动机的具体工作情况作进一步分析，为了便于分析，图中还给出了各电量的正方向。

设电机为**2**极，定子为三相整距集中绕组，转子采用表面式结构，永磁体宽度为**120°**电角度，转子按逆时针方向旋转，电角速度为 ω_r 。

工作情况分析：

$\omega_r t = 0^\circ$ 换相前；换相后

$\omega_r t = 60^\circ$ 换相前；换相后

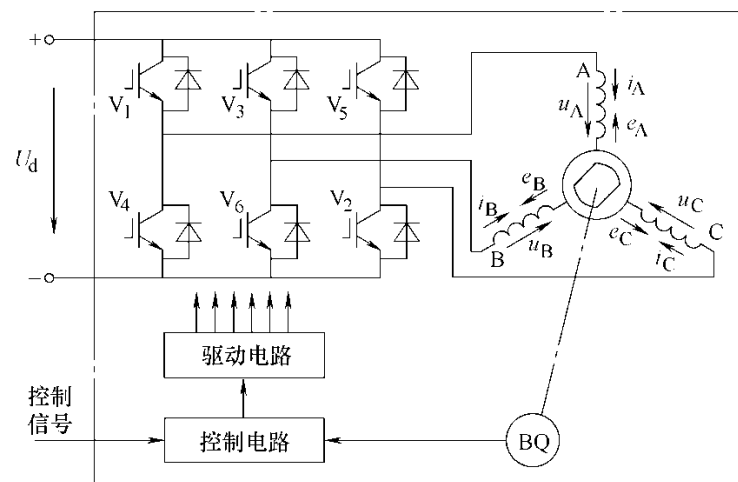
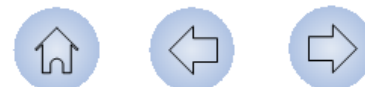


图3-7 三相无刷直流电动机原理图



3.2.1 无刷直流电动机的运行原理

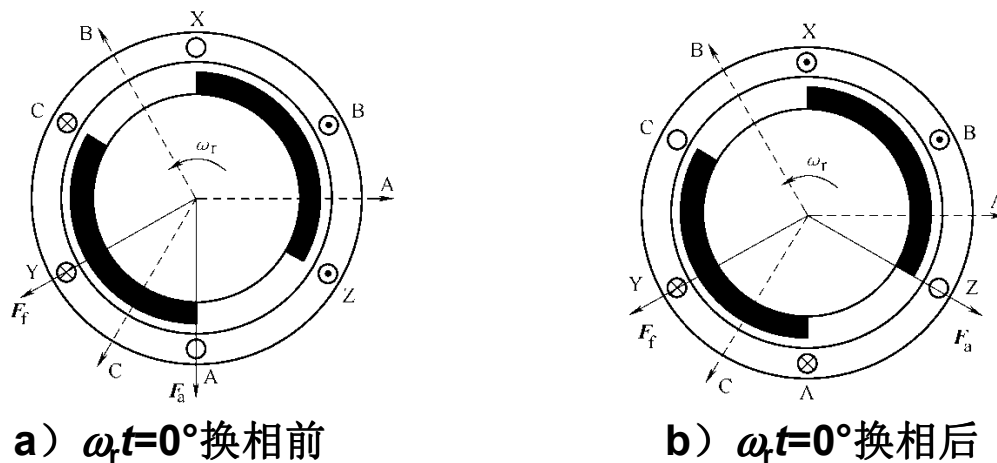


图3-8 无刷直流电动机工作原理

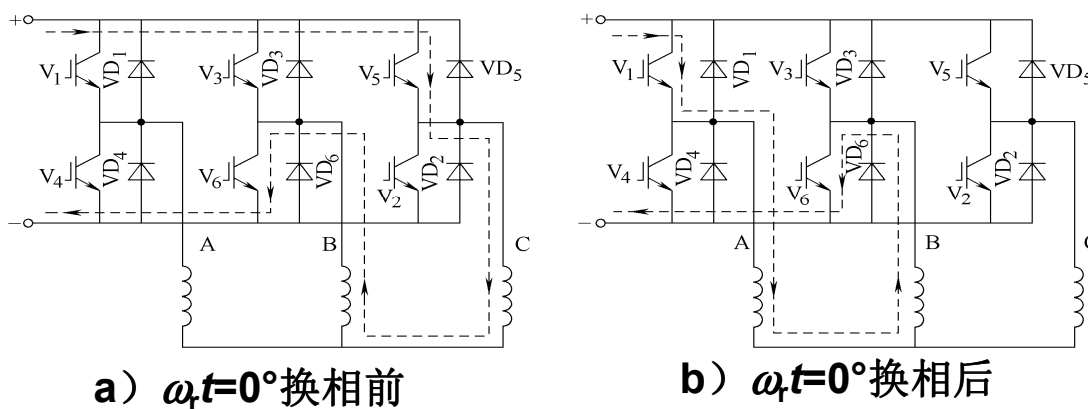
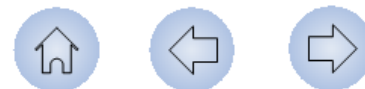


图3-9 不同时刻的电流路径



3.2.1 无刷直流电动机的运行原理

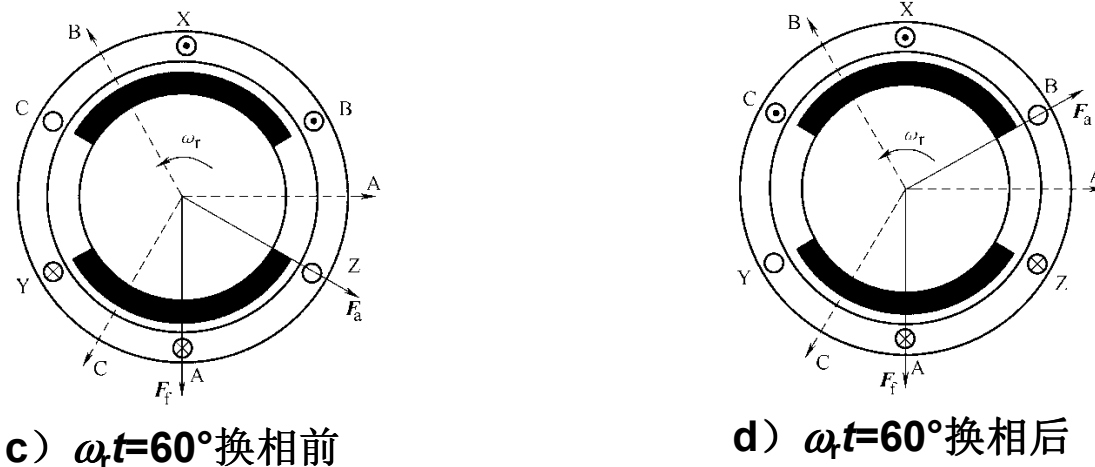


图3-8 无刷直流电动机工作原理

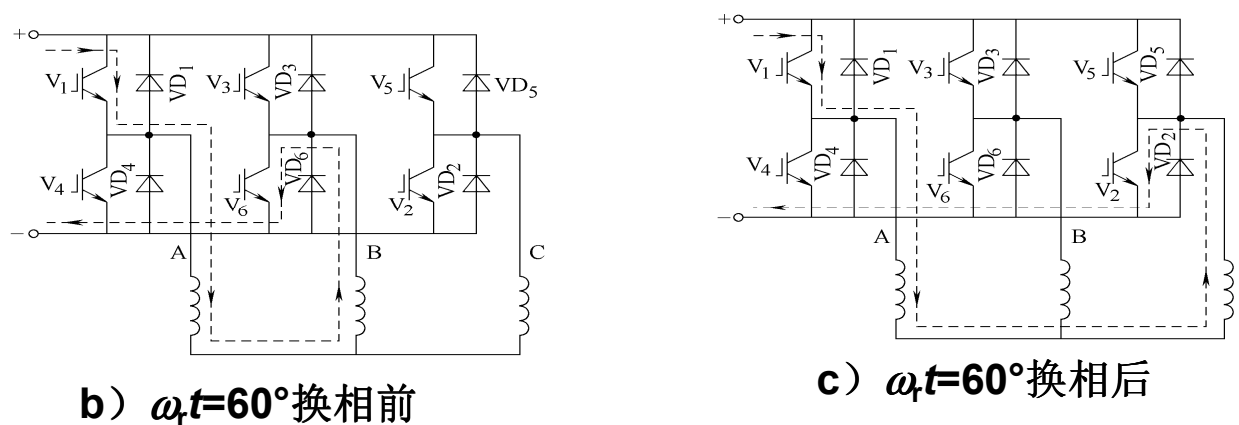


图3-9 不同时刻的电流路径

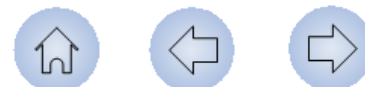


3.2.1 无刷直流电动机的运行原理

工作情况小结：转子每转过**60°**电角度，进行一次换相，使绕组导通情况改变一次，转子转过一对磁极，对应于**360°**电角度，需进行**6**次换相，相应地定子绕组有**6**种导通状态，而在每个**60°**区间都只有两相绕组同时导通，另外一相绕组电流为零，这种工作方式常称为**二相导通三相六状态**。由上述分析不难得出，各**60°**区间同时导通的功率开关依次为

$$V_6V_1 \rightarrow V_1V_2 \rightarrow V_2V_3 \rightarrow V_3V_4 \rightarrow V_4V_5 \rightarrow V_5V_6。$$

由此可见，根据转子磁极的空间位置，通过逆变器改变绕组电流的通断情况，实现绕组电流换相，在直流电流一定的情况下，只要主磁极所覆盖的空间足够宽，则任何时刻永磁磁极所覆盖线圈边中的电流方向及大小均保持不变，导体所受电磁力在转子上产生的反作用转矩大小、方向也保持不变。



3.2.1 无刷直流电动机的运行原理

4. 电枢磁动势

在图3-8a)所示 $t=0$ 时刻, 换相前电枢磁动势如图中 F_a 所示, 领先励磁磁动势 F_f 60° 电角度; 换相后, 电枢磁动势如图3-8b)所示, 可见在换相瞬间电枢磁动势跳跃前进了 60° , F_a 领先 F_f 的角度由 60° 跳变为 120° ; 在转子转过 60° 到达图3-8c)所示位置之前, 绕组导通情况不变, 电枢磁动势 F_a 保持不变, 随着转子的旋转, F_a 与 F_f 的夹角由 120° 逐渐减少到 60° ; 由图3-8d)可见, 电流换相后, 电枢磁动势再次跳跃前进 60° 。由此可见, 无刷直流电动机的电枢磁动势不是匀速旋转的圆形旋转磁动势, 而是跳跃式前进的**步进磁动势**, 对于二相导通三相六状态工作方式, 转子每转过 60° , 电枢磁动势跳跃前进 60° , 电枢磁动势领先转子磁动势的电角度保持在 $60^\circ\sim 120^\circ$ 之间。



3.2.1 无刷直流电动机的运行原理

5. 感应电动势和绕组电流波形

分析中作如下理想假定：（1）气隙磁场仅由转子上的永磁体建立，所产生的气隙磁密在永磁体所覆盖的 120° 范围内保持恒定，在N、S极两永磁体之间线性变化，其空间分布波形为如图3-10所示的平顶宽度为 120° 电角度的梯形波；（2）直流侧电流恒定；（3）绕组电流的换相是瞬间完成的。

仍以转子处于图3-8a)所示时刻为 $t=0$ 时刻，三相定子绕组感应电动势、电流波形如图3-11所示，其中各量的正方向参见图3-7。

（以A相为例说明有关波形）

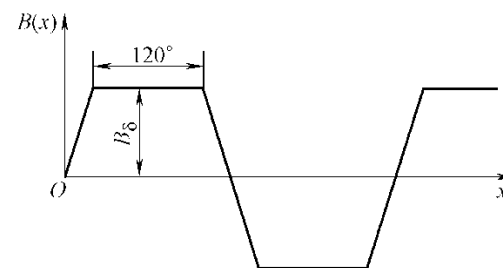
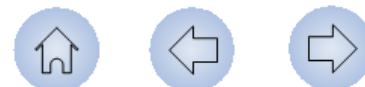


图3-10 气隙磁场的空间分布



3.2.2 无刷直流电动机的电磁转矩和机械特性

1. 电磁转矩

无刷直流电动机的电磁转矩 T_e 可根据电磁功率 P_e 求出

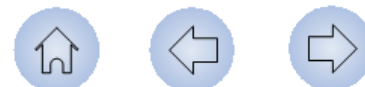
$$T_e = \frac{P_e}{\Omega_r} \quad (3-1)$$

式中， Ω_r 为转子机械角速度。

而三相无刷直流电动机的电磁功率瞬时值为

$$P_e = e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C \quad (3-2)$$

观察图3-11可以发现，在理想情况下任意时刻三相绕组中均有两相导通，一相电动势为 E_p 、电流为 I_d ；另一相电动势为 $-E_p$ 、电流为 $-I_d$ 。以 $0\sim 60^\circ$ 区间为例，有： $e_A = E_p$ ， $i_A = I_d$ ， $e_B = -E_p$ ， $i_B = -I_d$ ，而 $i_C = 0$ 。故任意时刻均有



3.2.2 无刷直流电动机的电磁转矩和机械特性

$$P_e = e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C = 2E_p I_d \quad (3-3)$$

则电动机的瞬时电磁转矩

$$T_e = \frac{e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C}{\Omega_r} = \frac{2E_p I_d}{\Omega_r} \quad (3-4)$$

可见，理想情况下无刷直流电动机的电磁转矩是恒定的，波形如[图3-11](#)所示。

考虑到绕组感应电动势幅值 E_p 与转速成正比，则应有

$$E_p = K_p n_r \quad (3-5)$$

式中， n_r 为转速，单位为r/min； K_p 为与电机结构有关的常数，并和永磁体产生的气隙磁密 B_δ 或每极磁通 Φ 成正比。



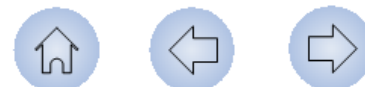
3.2.2 无刷直流电动机的电磁转矩和机械特性

将式 (3-5) 代入式 (3-4)，并考虑到 $\Omega_r = \frac{2\pi}{60} n_r$ ，可得

$$T_e = \frac{2K_p n_r I_d}{\Omega_r} = \frac{60}{\pi} K_p I_d = K_t I_d \quad (3-6)$$

式中， K_t 为电机的转矩系数， $K_t = \frac{60}{\pi} K_p$

式 (3-6) 表明，无刷直流电动机的电磁转矩公式与普通有刷直流电动机相同，若不计电枢反应磁动势对气隙磁场的影响，转矩系数 K_t 为常数，电磁转矩与定子电流成正比，通过控制定子电流大小就可以控制电磁转矩，因此无刷直流电动机具有与有刷直流电动机同样优良的控制性能。



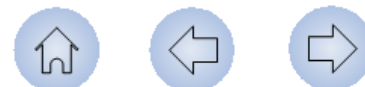
3.2.2 无刷直流电动机的电磁转矩和机械特性

2. 机械特性

仔细观察图3-9不同时刻的电流路径不难发现，对于前述无刷直流电动机，从电路连接情况看有下述特点：在任意时刻同时导通的两相绕组串联后跨接在直流电源电压 U_d 两端，第三相绕组处于开路状态，电流为零。以 $0\sim 60^\circ$ 区间为例，电流路径为：电源正极 $\rightarrow V_1 \rightarrow A$ 相绕组 $\rightarrow B$ 相绕组 $\rightarrow V_6 \rightarrow$ 电源负极。则稳态运行时，由于电流恒定，不必考虑电枢绕组电感的影响，若忽略功率开关的管压降，在上述 60° 区间直流回路的电压平衡方程应为

$$U_d = R_s i_A + e_A - (R_s i_B + e_B) = 2R_s I_d + e_{AB} \quad (3-7)$$

式中， R_s 为定子绕组每相电阻； e_{AB} 为A、B两相间的线电动势， $e_{AB} = e_A - e_B$ 。



3.2.2 无刷直流电动机的电磁转矩和机械特性

由图3-11，在 $0\sim 60^\circ$ 区间 $e_A = E_p$ ， $e_B = -E_p$ ，故 $e_{AB} = 2E_p$ ，将其代入式(3-7)，则

$$U_d = 2R_s I_d + 2E_p \quad (3-8)$$

不难看出，式(3-8)对其它区间同样适用，即式(3-8)就是三相无刷直流电动机的直流回路电压平衡方程。将式(3-5)代入式(3-8)，并解出转速 n_r ，可得无刷直流电动机的转速公式为

$$n_r = \frac{U_d - 2R_s I_d}{2K_p} = \frac{U_d}{2K_p} - \frac{R_s}{K_p} I_d \quad (3-9)$$

将式(3-6)代入上式，可得机械特性方程式

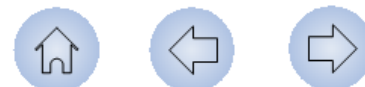
$$n_r = \frac{U_d}{2K_p} - \frac{R_s}{K_p K_t} T_e \quad (3-10)$$



3.2.2 无刷直流电动机的电磁转矩和机械特性

可见，无刷直流电动机的机械特性方程同他励直流电动机在形式上完全一致。[图3-12](#)给出了不同 U_d 下的机械特性曲线。

综合以上分析，[图3-7](#)所示的无刷直流电动机无论是转矩公式、转速公式，还是机械特性方程在形式上均与他励直流电动机相同，即其与直流电动机具有相同的电磁关系和特性，若从[图3-7](#)直流电源的正、负端子看进去，整个虚线框中的部分就等同于一台他励直流电动机，施加于逆变器的直流电压和电流就相当于直流电动机的电枢电压和电流。由此可见，“无刷直流电动机”这一术语应该是指永磁伺服电动机、逆变器、转子位置检测器及相应换相控制电路的组合物，而并非仅指电动机本体。



3.2.3 无刷直流电动机的动态数学模型

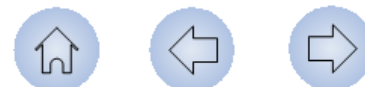
前面讨论了无刷直流电动机的工作原理及其稳态性能，为了突出主要问题，分析是在假定感应电动势波形为理想的梯形波、忽略换相过程、绕组电流为理想方波的前提下进行的。实际无刷直流电机的感应电动势、绕组电流波形往往与上述理想情况有明显差异，为了得到更接近实际的结果，在无刷直流电动机的分析研究中常采用系统仿真的方法，为此需建立无刷直流电动机的动态数学模型。另外，无刷直流电动机作为伺服电动机，除了稳态性能外，对其动态性能的分析、研究也是不可缺少的，这往往也须借助于动态数学模型和系统仿真。



3.2.3 无刷直流电动机的动态数学模型

一般交流电机的磁动势和气隙磁场等均可认为在空间按正弦规律分布，可以用空间矢量来描述，在研究动态问题时通过坐标变换的方法常常可以使动态方程得以简化，在讨论三相感应电动机矢量控制时我们便采用了这种方法。但是在无刷直流电动机中，由于气隙磁场在空间不是按正弦规律分布的，因此坐标变换理论已不是有效的分析方法。无刷直流电动机的动态数学模型通常直接建立在静止的 **ABC** 坐标系上。

假定三相无刷直流电动机定子绕组 **Y** 接，无中线引出；转子采用表面式结构，且无阻尼绕组；忽略铁心磁滞和涡流损耗，并不计磁路饱和影响。采用 [图3-7](#) 所示的正方向规定，对各相绕组分别列电压方程并写成矩阵形式，可得



3.2.3 无刷直流电动机的动态数学模型

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_A & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_B & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (3-11)$$

式中， u_A 、 u_B 、 u_C 为定子三相绕组电压； e_A 、 e_B 、 e_C 为三相绕组的感应电动势； L_A 、 L_B 、 L_C 为定子三相绕组自感； L_{AB} 、 L_{AC} 、 L_{BA} 、 L_{BC} 、 L_{CA} 、 L_{CB} 为定子三相绕组间的互感。前已述及，表面式转子结构的无刷永磁伺服电动机是一种隐极式同步电机，其自感和互感均与转子位置无关，为常值，同时考虑到定子三相绕组的对称性，故有

$$L_A = L_B = L_C = L_s$$

$$L_{AB} = L_{BA} = L_{CA} = L_{AC} = L_{BC} = L_{CB} = L_m$$

式中， L_s 为每相绕组自感， L_m 为相间互感。



3.2.3 无刷直流电动机的动态数学模型

则式 (3-11) 变为

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & L_m & L_m \\ L_m & L_s & L_m \\ L_m & L_m & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

由于定子绕组为三相Y接，无中线，故有 $i_A + i_B + i_C = 0$ ，则有 $L_m i_B + L_m i_C = -L_m i_A$ ， $L_m i_C + L_m i_A = -L_m i_B$ ， $L_m i_A + L_m i_B = -L_m i_C$ ，代入式 (3-12) 并整理，得

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s - L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_s - L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_s - L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (3-13)$$

根据式 (3-13)，无刷直流电动机的等效电路如图3-13所示。



3.2.3 无刷直流电动机的动态数学模型

由式 (3-1) 和式 (3-2)，三相无刷直流电动机的电磁转矩公式为

$$T_e = \frac{1}{\Omega_r} (e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C) \quad (3-14)$$

机械运动方程为

$$T_e = T_L + J \frac{d\Omega_r}{dt} \quad (3-15)$$

式中， T_L 为负载转矩； J 为转动惯量。

式 (3-13) ~ (3-15) 构成了无刷直流电动机电机本体的动态数学模型，进行系统仿真时还需与逆变器及控制电路相结合。

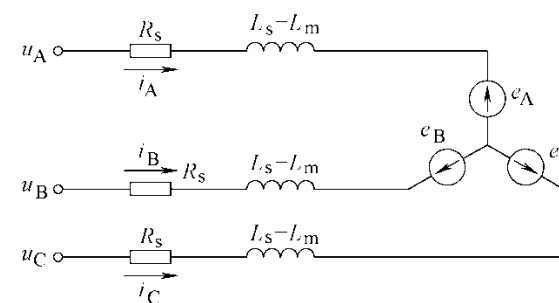
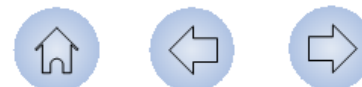


图3-13 三相无刷直流电动机的等效电路



3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

1. 转子位置传感器与换相控制

➤ 转子位置传感器简介

三相无刷直流电动机运转过程中，转子每转过**60°**电角度定子绕组导通状态就改变一次，即发生一次换相，这些换相时刻是由**转子位置传感器**提供的。由于转子每转过一对磁极（对应于**360°**电角度）转子位置传感器只需提供**6**个依次间隔**60°**的转子位置信息，对位置检测的分辨率要求不高，故通常采用低成本的以光电耦合器作为检测元件的**光电式位置传感器**或以霍尔集成电路作为检测元件的**磁敏式位置传感器**（常称作**霍尔位置传感器**），其中霍尔位置传感器由于价格低廉、结构简单、体积小等优点，近年来在无刷直流电动机中使用较多，下面以此为例进行讨论。



3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

➤ 霍尔位置传感器

霍尔集成电路：由根据霍尔效应制成的霍尔元件与相应的信号放大、整形等附加电路集成而成，分为线性型和开关型，无刷直流电动机中一般使用开关型。开关型霍尔集成电路也称为**霍尔开关**，其输出为开关量信号，随着元件所在处磁场极性及磁感应强度的变化，输出在高、低电平之间转换。

霍尔式转子位置传感器：由安装在转子轴上并与电动机转子同极数的永磁检测转子（位置传感器转子）和由**3**只在空间依次相隔**120°**（或**60°**）电角度的霍尔开关构成的位置传感器定子两部分组成。有时也直接将霍尔开关安放在电机定子铁心内表面或绕组端部紧靠铁心处，利用电机转子上的永磁体作为位置传感器的永磁体，使结构进一步简化。



3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

➤ 转子位置信号

随着转子的旋转，霍尔开关所在处磁场极性交替变化，每只霍尔开关的输出均为高低电平各为 180° 的方波信号，因空间间隔 120° 电角度，三路位置信号依次相差 120° 电角度，如图3-14中的 S_A 、 S_B 、 S_C 所示。

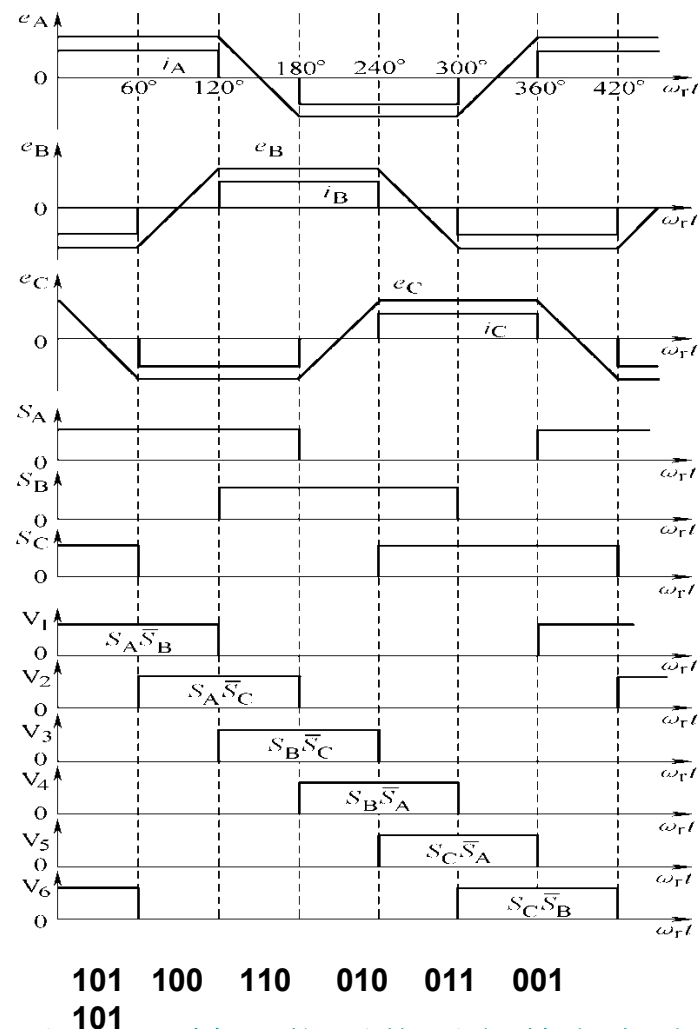
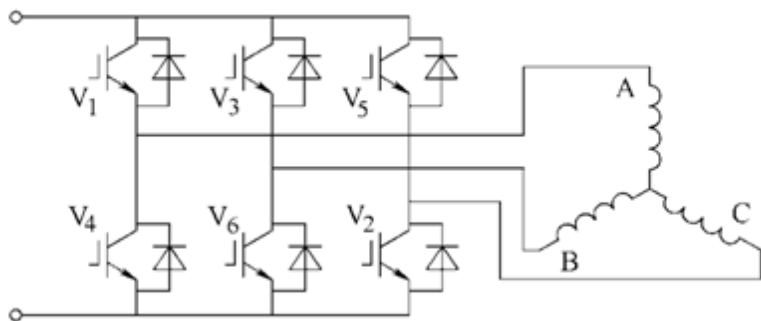
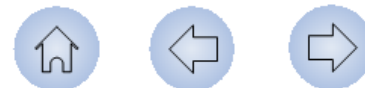


图3-14转子位置信号与换相控制



3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

➤ 换相控制

图3-14中同时给出了三相感应电动势 e_A 、 e_B 、 e_C 的波形。这里假定位置信号 S_A 滞后 e_A 30° ，则 S_A 的上升沿对应于A相所接开关 V_1 导通的时刻。若无刷直流电动机采用微处理器控制，可以将 S_A 、 S_B 、 S_C 三路位置信号作为3位二进制数由I/O端口输入，由于转子处于不同的 60° 区间，其所形成的3位二进制数代码不同，微处理器可据此产生不同时刻逆变器功率开关的通断信号。例如，在图3-14所示的 $0^\circ\sim 60^\circ$ 区间，位置代码为101，功率开关 V_1 、 V_6 导通，其余关断。

各功率开关的控制信号也可以由硬件译码电路产生，如图3-14中 $V_1\sim V_6$ 所示，由 S_A 、 S_B 、 S_C 通过逻辑运算可得 $V_1\sim V_6$ 六个功率开关的导通信号分别为 $S_A\bar{S}_B$ 、 $S_A\bar{S}_C$ 、 $S_B\bar{S}_C$ 、 $\bar{S}_B S_A$ 、 $\bar{S}_C S_A$ 、 $\bar{S}_C S_B$



3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

2. 转速调节与PWM控制方式

➤ 无刷直流电动机的转速调节

在前面的讨论中，逆变器的各功率开关在一个周期中连续导通 120° 电角度，逆变器仅起换相作用。由转速公式和机械特性方程可知，在此工作模式下，要调节无刷直流电动机的转速，需改变直流电压 U_d 。考虑到实际决定无刷直流电动机转速的应是施加到同时导通的两相绕组间的线电压，我们可以在直流电源电压 U_d 一定的情况下，通过对逆变器的功率开关进行**PWM**控制，连续地调节施加到电机绕组的平均电压和电流，从而实现转速调节，实际应用的无刷直流电动机大多采用这种方式，此时逆变器同时承担换相控制和**PWM**电压或电流调节两种功能。



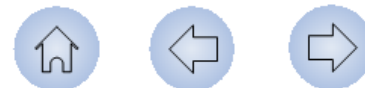
3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

➤ 反馈斩波方式与续流斩波方式

进行**PWM**控制时可以对上、下桥臂两只功率开关同时进行**PWM**通、断控制，也可以只对其中之一进行通断控制，而另一只功率开关保持连续导通状态（仅进行换相控制，而不进行**PWM**控制），前者称为**反馈斩波方式**，后者称为**续流斩波方式**。

下面以对应于**图3-14**中的**0~60°**区间为例，说明两种斩波方式的具体工作情况。

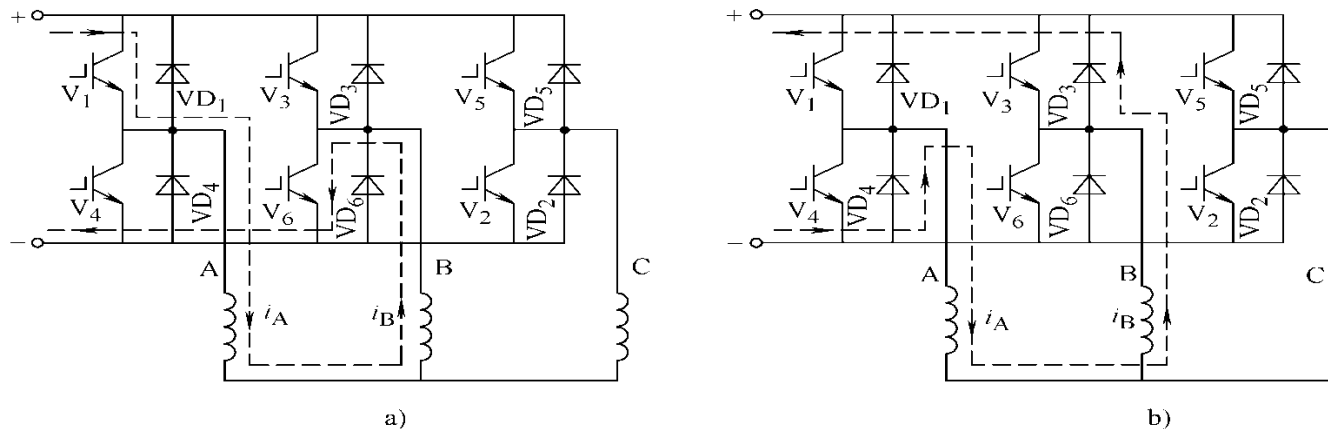
根据换相逻辑，在**0~60°**区间**V₁**、**V₆**处于工作状态，其它功率开关始终关断。



3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

● 反馈斩波方式时

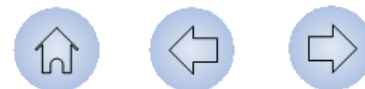
在PWM导通期间， V_1 、 V_6 均导通，电流通路如图3-15a)所示，施加在A、B两相绕组的电压为 U_d ；在PWM关断期间， V_1 、 V_6 同时关断，如图3-15b)所示，A、B两相绕组的电压为 $-U_d$ ，在此阶段实际上是电动机向直流电源回馈能量。



a) PWM导通期间的电流路径

b) PWM关断期间的电流路径（反馈）

图3-15 PWM控制时的电流路径



3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

反馈斩波方式时绕组电压波形如图3-16a)所示。

若PWM周期为 T ，每个开关周期中导通时间为 t_{on} ，则施加到定子绕组的电压平均值为

$$U_d' = \frac{1}{T} [t_{on} U_d + (T - t_{on})(-U_d)] = (2\alpha - 1)U_d \quad (3-16)$$

式中， $\alpha = t_{on}/T$ 为导通占空比。

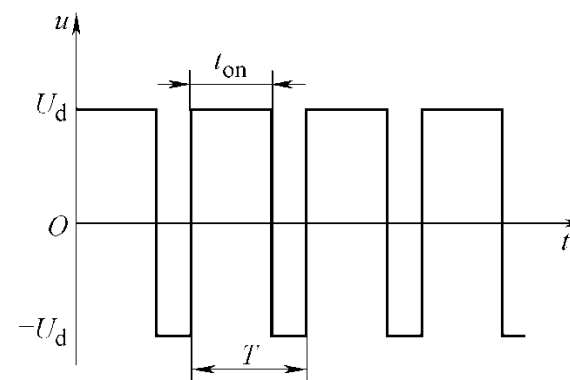


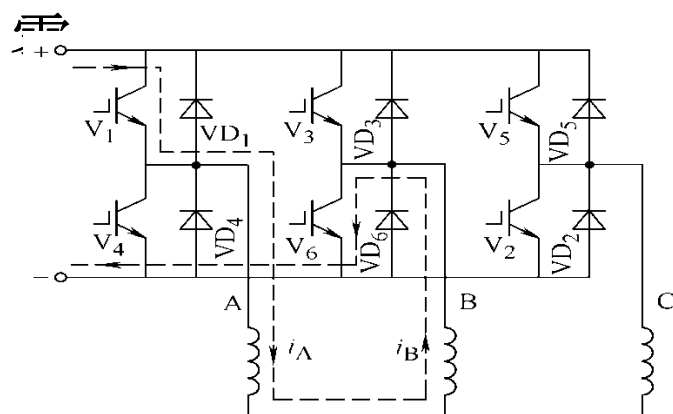
图3-16 a) 反馈方式时的绕组电压波形



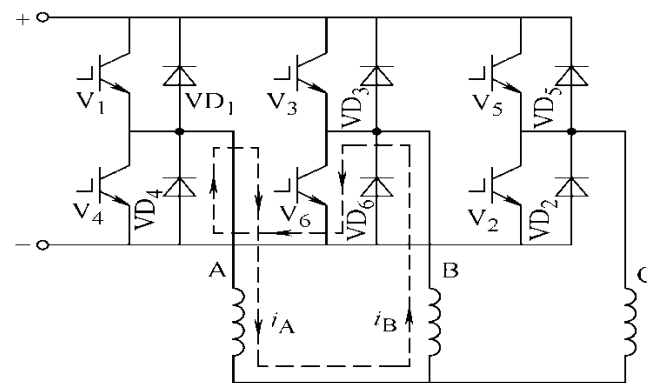
3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

● 续流斩波方式时

只对 V_1 或 V_6 进行PWM控制，另一只开关始终导通。以对 V_1 斩波为例，在PWM导通期间 V_1 导通，电流路径如图3-15a)所示与反馈斩波相同，绕组电压为 U_d ；在PWM关断期间， V_1 关断，而 V_6 持续导通，电流路径如图3-15c)所示，电流经 D_4 、 V_6 续流，A、B两相绕组短路，电压为

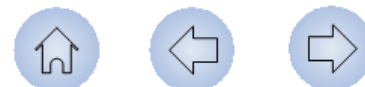


a) PWM导通期间的电流路径



c) PWM关断期间的电流路径（续流）

图3-15 PWM控制时的电流路径



3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

续流斩波方式时绕组电压波形如图3-16b)所示。

定子绕组的电压平均值为

$$U_d' = \frac{t_{\text{on}}}{T} U_d = \alpha U_d \quad (3-17)$$

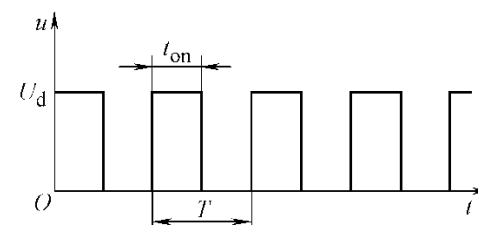
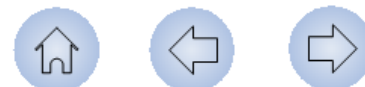


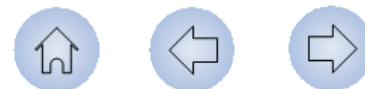
图3-16 b) 续流方式时的绕组电压波形

可见采用**PWM**方式时，在直流电压 U_d 一定的条件下，通过改变**PWM**信号的占空比 α ，就可以改变加到无刷直流电动机定子绕组的电压平均值，从而调节电机的转速，此时式(3-9)、(3-10)转速公式和机械特性方程中的 U_d 应代入 U_d' 。



3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

续流斩波方式中，在每个 60° 区间既可以对上桥臂功率开关进行PWM控制，也可以对下桥臂开关进行PWM控制；在各个 60° 区间既可以始终只对上桥臂或下桥臂开关进行PWM控制，也可以交替对上、下桥臂进行PWM控制。为了实现简单，常采用前者。仅对上桥臂进行PWM控制时，6个功率开关的控制信号波形如[图3-17](#)所示。这种控制方式的不足之处是，开关损耗在各功率开关之间分配不均匀，当各桥臂使用相同的功率器件时，其电流容量不能得到充分利用。



3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

➤ PWM电压控制方式与PWM电流控制方式

前述**PWM**方式直接通过改变占空比 α 调节施加到定子绕组电压的平均值，常称为**PWM电压控制方式**。采用**PWM**电压控制方式时，若无电流环，由于感应电动势波形不理想及绕组电感的存在，无刷直流电动机的实际电流波形与理想方波相差较大，会导致转矩脉动大，只能用于一般驱动。为了改善电流波形，可采用**PWM**电流控制方式。

● PWM电流控制方式

所谓**PWM**电流控制方式是指根据电流实测值与给定值的偏差产生**PWM**控制信号，对电流瞬时值进行控制，以使实际电流跟踪电流给定值的一种**PWM**方式。



3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

● PWM电流控制方式的实现

在三相无刷直流电动机中，可以使用**3**只电流传感器分别检测**3**相绕组电流，直接对**3**相电流瞬时值进行控制。由于除了换相期间之外，其余时刻只有两相绕组导通，绕组电流与直流侧电流一致，故也可以只用一只电流传感器检测直流侧电流，通过**PWM**方式对直流侧电流进行控制。

● 采用反馈斩波对直流侧电流进行**PWM**电流控制的原理

设在**A**相正向导通、**B**相反向导通的**60°**区间，若 $I_d < I_d^*$ ，则**V**₁、**V**₆导通，在电压 U_d 作用下电流 I_d 增大；若 $I_d > I_d^*$ ，则使**V**₁、**V**₆关断，绕组电压 $u_{AB} = -U_d$ ，电流迅速下降。由此，根据实测电流与给定值的偏差控制相应功率开关的通断，可以使实际电流 I_d 在给定值 I_d^* 附近的小范围内波动。在性能要求较高的伺服系统中，常采用**PWM**电流控制方式。



3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

3. 控制系统举例

图3-18给出了一个无刷直流电动机速度控制系统，该系统采用三只电流传感器分别检测三相绕组电流，并通过**PWM**逆变器对三相绕组电流瞬时值进行控制。需要说明的是，对于中性点隔离的三相**Y**接无刷直流电动机，由于 $i_A+i_B+i_C=0$ ，可以只用两只电流传感器，另一相（如**C**相）绕组电流可以由 $i_C=-（i_A+i_B）$ 得到。

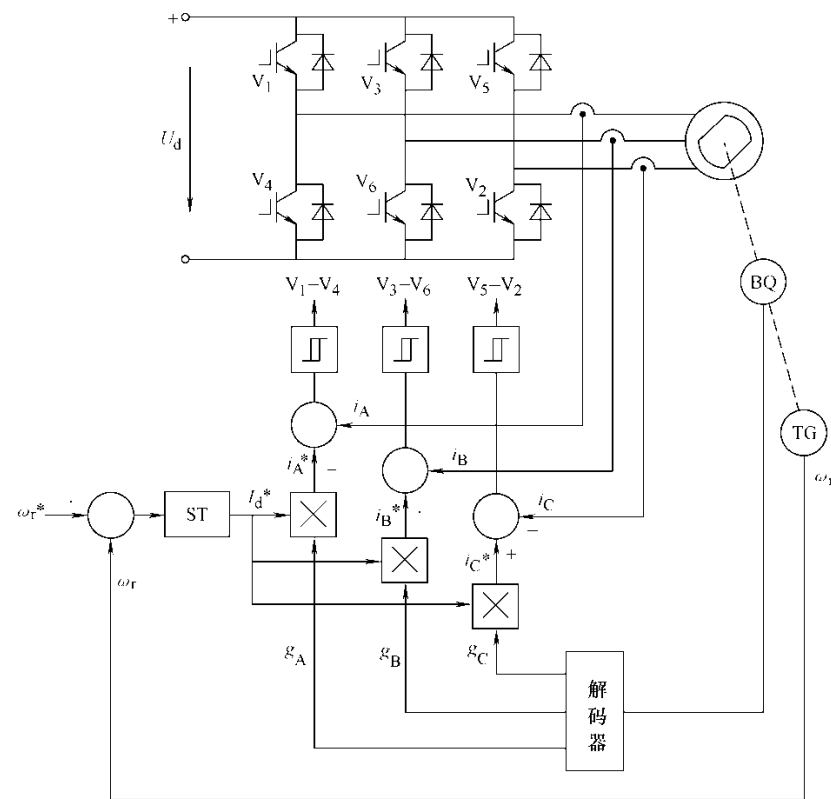
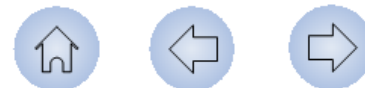


图3-18 三相无刷直流电动机控制系统举例



3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

► 三相电流给定值 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* 的产生

在该系统中，转子位置传感器BQ输出3路相位依次差 120° 的方波信号如图3-14 S_A 、 S_B 、 S_C 所示，经解码器产生3路正负半波宽度各为 120° 并与感应电动势波形同相位、幅值为1的方波信号，波形如图3-19中的 g_A 、 g_B 、 g_C 所示。注意： g_A 、 g_B 、 g_C 与各相绕组电流的理想波形相同，只是幅值为1。转速控制环根据实测转速 ω_r 与转速给定值 ω_r^* 的差值，经速度调节器ST产生相电流幅值给定值 I_d^* ， I_d^* 与 g_A 、 g_B 、 g_C 分别相乘，即为各相电流给定值 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* 。

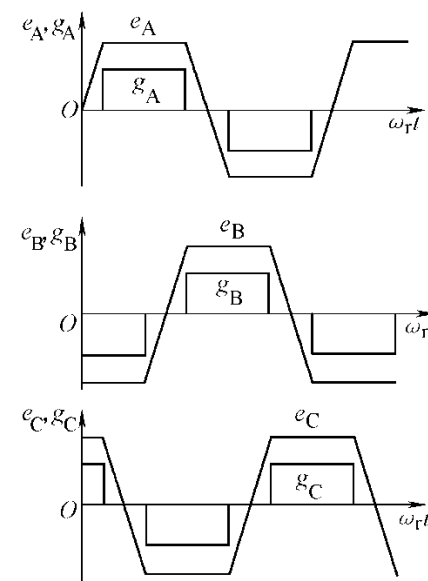


图3-19 解码器输出信号波形

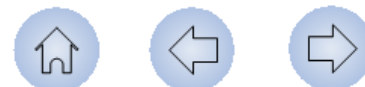


3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

► 控制系统的工作原理

如**图3-18**所示，各相电流瞬时值 i_A 、 i_B 、 i_C 分别与其给定值 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* 比较，经滞环比较器产生各功率开关的导通和关断信号，使各相绕组电流跟踪相应电流给定值。

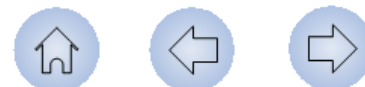
另外，**图3-18**中位置检测和转速检测分别由位置传感器**BQ**和速度传感器**TG**产生，实际系统中也可以由一个传感器同时完成位置和转速的检测。



3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

4. 无刷直流电动机的再生制动与正反转运行

到目前为止的讨论仅限于无刷直流电动机的正向电动运行状态，对于一些高性能运动控制系统，制动运行也是十分重要的，有时还需正、反向运转。由无刷直流电动机的工作原理可知，当转子磁极处于某一空间位置时，只要改变N、S极下导通绕组中电流的方向，就可以改变电磁转矩的方向，因此只要使各相绕组电流波形与图3-11所示波形反相，就可以使无刷直流电动机由正向电动转入正向制动运行状态。即正向制动状态下，各相电动势波形正半波平顶部分应使绕组流过反向电流，为此应使相应下桥臂功率开关导通；在各相感应电动势负半波平顶部分，应使绕组流过正向电流，为此应使相应上桥臂功率开关导通。



3.2.4 无刷直流电动机的控制系统

由此可见，正向制动状态下的换相控制信号与正向电动状态下是不同的，对应于正向电动状态的上桥臂导通信号，在正向制动状态下应作为该相下桥臂导通信号，反之亦然。

对于图3-18所示的系统，正向电动运行状态下转速调节器输出的相电流幅值给定值 I_d^* 为正；若 I_d^* 变为负值，则各相电流反相，电机即工作在正向制动运行状态。

无刷直流电动机在反向转矩作用下也可以反向旋转，在反向运转时同样可以通过换相控制实现反向电动运行和反向制动运行，即无刷直流电动机通过改变逆变器功率开关通断信号与转子位置信号的逻辑关系，可以方便地实现四象限运行。



3.2.5 无刷直流电动机的转矩脉动

在图3-11所示的理想情况下，相绕组感应电动势为平顶宽度大于 120° 的梯形波，绕组电流为正、负半波各 120° 电角度的方波，且方波电流与梯形波电动势相位一致，则无刷直流电动机的电磁转矩无脉动，但对于实际电机上述理想条件很难满足。

感应电动势波形既与永磁励磁磁场的空间分布有关，又与定子绕组结构及是否采用斜槽等有关，典型电动势波形如图3-20所示，平顶宽度小于 120° 电角度。当定子为整距集中绕组，且无定子斜槽和转子斜极时，波形畸变较小。

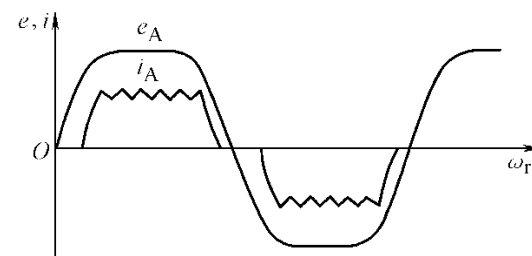
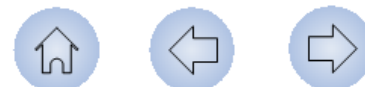


图3-20 典型的感应电动势和绕组电流波形



3.2.5 无刷直流电动机的转矩脉动

由于电枢绕组电感的存在，绕组电流不能突变，一相绕组关断、另一相绕组导通的换相不能瞬间完成，关断相电流的下降和导通相电流的上升都需要一个过程，称为换相过程。当逆变器采用PWM控制时，还会导致绕组电流产生纹波。计及上述两个方面因素，典型的绕组电流波形如图3-20中的 i_A 所示。

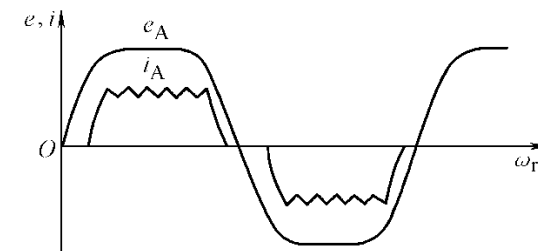


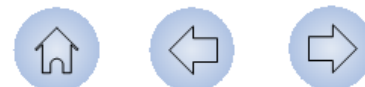
图3-20 典型的感应电动势和绕组电流波形

感应电动势和绕组电流波形与理想波形的偏差均会导致电磁转矩脉动。其中电流换相影响最大，可能产生很大的转矩尖峰。而由PWM控制产生的电流纹波由于频率较高（一般大于5kHz），考虑到电机机械惯性的滤波作用，由此产生的转矩脉动对转速影响很小，一般可不必考虑。



3.2.5 无刷直流电动机的转矩脉动

此外，如果绕组电流相位与感应电动势相位不一致，也会使转矩脉动增大，为避免出现这种情况，转子位置信号及换相时刻必须准确。无刷直流电动机与正弦波永磁同步电动机相比，控制要求及控制系统都相对简单，成本较低，而且具有更高的功率密度，因此得到了广泛应用。但由于转矩脉动较大，使其在高性能伺服系统中的应用受到一定限制。

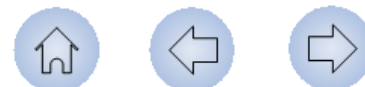


3.3 正弦波永磁同步电动机及其矢量控制伺服驱动系统

概述

3.3.1 正弦波永磁同步电动机的数学模型

3.3.2 正弦波永磁同步电动机矢量控制伺服驱动系统



及其矢量控制伺服驱动系统·概述

前已述及，正弦波永磁同步电动机具有正弦波的感应电动势波形和绕组电流波形，其运行原理、分析方法等与普通电励磁同步电机基本相同，只是用永磁体取代了电励磁同步电机中的转子励磁绕组。正弦波永磁同步电动机通过采用**矢量控制**可以获得很高的静态和动态性能。

与三相感应伺服电动机相比，正弦波永磁同步电动机体积小、重量轻、效率高，转子无发热问题，控制系统也较简单；与无刷直流电动机相比，正弦波永磁同步电动机不存在换相转矩脉动问题，转矩脉动小，因此在高性能伺服驱动领域得到了广泛应用，尤其是在数控机床、工业机器人等小功率场合，比三相感应伺服电动机应用更为广泛。



3.3.1 正弦波永磁同步电动机的数学模型

► 转子dq坐标系

在对正弦波永磁同步电动机进行分析、控制和仿真研究时，通常采用建立在转子dq坐标系上的动态数学模型。如图3-21所示，取永磁体基波励磁磁场轴线（磁极轴线）为d轴（直轴），顺着旋转方向超前d轴 90° 为q轴（交轴），dq坐标系随同转子一道以电角速度 ω_r 在空间旋转。

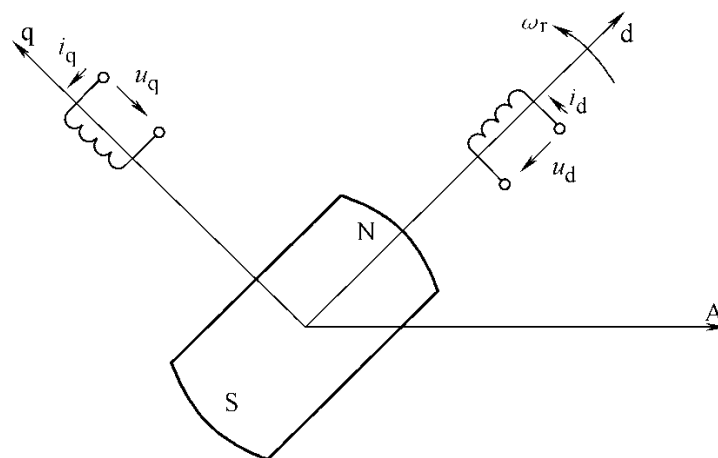
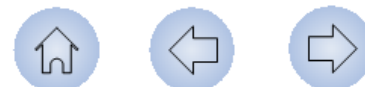


图3-21 dq坐标系中的永磁同步电动机



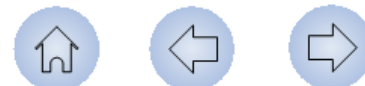
3.3.1 正弦波永磁同步电动机的数学模型

► 动态数学模型

对于正弦波永磁同步电动机来讲，由于转子上通常没有绕组，建立动态方程时只需考虑定子绕组。通过三相静止坐标系到两相旋转坐标系的坐标变换，可将实际三相静止定子绕组等效成dq坐标系中的两相伪静止绕组，这样在dq坐标系中就可以方便地建立正弦波永磁同步电动机的动态方程。

电压方程

参考第2.6节两相旋转坐标系MT中三相感应电动机定子绕组电压方程的建立过程及式(2-91)不难得到，永磁同步电动机定子绕组电压方程应为



3.3.1 正弦波永磁同步电动机的数学模型

$$\left. \begin{aligned} u_d &= R_s i_d + p\psi_d - \omega_r \psi_q \\ u_q &= R_s i_q + p\psi_q + \omega_r \psi_d \end{aligned} \right\} \quad (3-18)$$

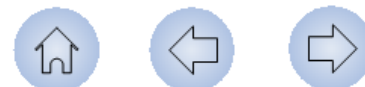
磁链方程

由图3-21，定子绕组磁链方程为

$$\left. \begin{aligned} \psi_d &= L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q &= L_q i_q \end{aligned} \right\} \quad (3-19)$$

式中， L_d 、 L_q 为d、q轴绕组的自感； ψ_f 为转子永磁体在d轴绕组中产生的永磁励磁磁链。

注意：对于三相感应电动机由于转子结构对称，M、T绕组的自感相同，均为 L_{11} 。而在永磁同步伺服电动机中，由于d、q轴转子磁路不一定对称，故分别用 L_d 、 L_q 表示。



3.3.1 正弦波永磁同步电动机的数学模型

转矩方程

参考式 (2-96)，永磁同步电动机的转矩方程应为

$$T_e = p_n (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (3-20)$$

将式 (3-19) 代入式 (3-20)，得电磁转矩的另一表达形式

$$T_e = p_n [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_q i_d] \quad (3-21)$$

由上式可以看出，正弦波永磁同步电动机的电磁转矩包含两个部分，第一部分对应于式(3-21)等号右边第一项，是由定子电流与永磁体励磁磁场相互作用产生的，称为**永磁转矩**或**励磁转矩**；第二部分对应于式(3-21)等号右边第二项，是由转子凸极效应引起的，称为**磁阻转矩**。磁阻转矩只有在交、直轴磁路磁阻不等，即 $L_d \neq L_q$ 时才会产生。



3.3.1 正弦波永磁同步电动机的数学模型

磁阻转矩与转子结构

如转子采用表面式结构，由于永磁体的磁导率与气隙相近，转子交、直轴磁路对称， $L_d=L_q$ ，故磁阻转矩为零；如转子为嵌入式或内置式，直轴上由于永磁体的存在使磁阻增大，故 $L_d<L_q$ ，则当 i_d 、 i_q 均不为零时，就要产生磁阻转矩。考虑到 $(L_d-L_q)<0$ ，为使磁阻转矩与永磁转矩方向相同，应使电动机的直轴电流分量 $i_d<0$ 。

稳态方程

当电机稳态运行时，考虑到 ψ_d 、 ψ_q 均为常数，由式（3-18）和式（3-19）可得

$$\left. \begin{aligned} u_d &= R_s i_d - \omega_r L_q i_q \\ u_q &= R_s i_q + \omega_r \psi_f + \omega_r L_d i_d \end{aligned} \right\} \quad (3-22)$$



3.3.2 正弦波永磁同步电动机矢量控制伺服驱动系统

➤ 正弦波永磁同步电动机矢量控制原理

正弦波永磁同步电动机运行过程中 ψ_f 保持恒定，由式(3-21)转矩公式可知，通过控制定子电流在dq坐标系中的两个分量 i_d 、 i_q 就可有效地控制电动机的电磁转矩。

由于实际馈入电动机电枢绕组的电流是三相交流电流 i_A 、 i_B 、 i_C ，因此实现时一般需将dq坐标系中的电流给定值 i_d^* 、 i_q^* ，经二相旋转坐标系到三相静止坐标系的坐标变换得到三相电流的给定值 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* 。由附录A中式(A-19)，考虑到 $i_0=0$ ，可得

$$\begin{bmatrix} i_A^* \\ i_B^* \\ i_C^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) \\ \cos(\theta - 240^\circ) & -\sin(\theta - 240^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (3-23)$$

式中， θ 为d轴领先定子A相绕组轴线的电角度。

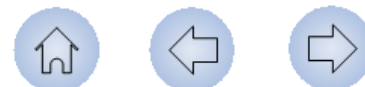


3.3.2 正弦波永磁同步电动机矢量控制伺服驱动系统

需要指出的是，在正弦波永磁同步电动机矢量控制系统中，dq坐标系的d轴就是转子磁极轴线，其空间位置角 θ 通常是由位于电动机非负载端轴伸上的转子位置传感器（如光电编码器或旋转变压器等）直接检测，而不必象感应电动机矢量控制系统那样通过各种计算模型或观测器估算，从这一角度讲，永磁同步电动机的矢量控制系统较感应电动机容易实现。

➤ 控制策略

正弦波永磁同步电动机因结构或用途不同，所采用的控制策略也有所不同，其中最简单，也是伺服驱动系统中最常用的是 $i_d=0$ 控制。



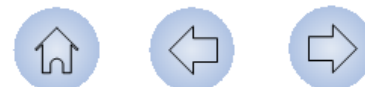
3.3.2 正弦波永磁同步电动机矢量控制伺服驱动系统

所谓 $i_d=0$ 控制就是在控制过程中始终使定子电流的d轴分量 i_d 为零，而仅通过对电流q轴分量 i_q 的控制，实现对电动机的转矩控制。由式(3-21)的转矩公式可知，当 $i_d=0$ 时，有

$$T_e = p_n \psi_f i_q = p_n \psi_f i_s \quad (3-24)$$

式中， i_s 为定子电流矢量 \mathbf{i}_s 的模， $i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$ ，对于 $i_d=0$ 控制，有 $i_s=i_q$ 。 i_s 与定子绕组电流的幅值相对应。

由于 ψ_f 恒定，式(3-24)表明，采用 $i_d=0$ 控制的正弦波永磁同步电动机中，电磁转矩与定子电流的幅值成正比，控制定子电流的大小就能很好地控制电磁转矩，和直流电动机完全相同。



3.3.2 正弦波永磁同步电动机矢量控制伺服驱动系统

$i_d=0$ 控制时的矢量图如图3-22所示，图中同时画出了电机稳态运行，并忽略电阻压降时的电压矢量图。由式（3-22）， $i_d=0$ 控制并忽略电阻压降时的d、q轴电压为

$$\left. \begin{aligned} u_d &= -\omega_r L_q i_q \\ u_q &= \omega_r \psi_f \end{aligned} \right\} \quad (3-25)$$

相应定子电压矢量 \mathbf{u}_s 的模为

$$u_s = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} = \omega_r \sqrt{(L_q i_q)^2 + \psi_f^2} \quad (3-26)$$

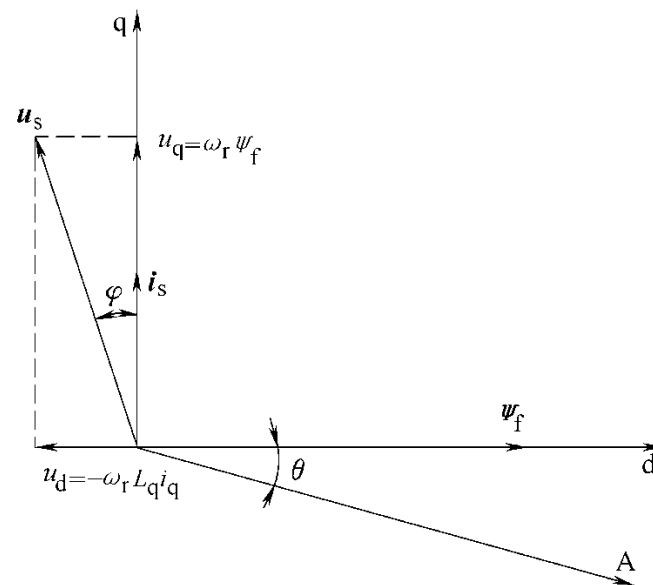
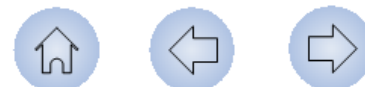


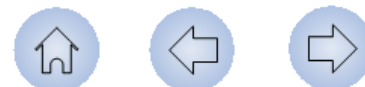
图3-22 $i_d=0$ 控制时的矢量图



3.3.2 正弦波永磁同步电动机矢量控制伺服驱动系统

➤ 正弦波永磁同步电动机矢量控制伺服系统

采用 $i_d=0$ 控制的正弦波永磁同步电动机矢量控制伺服系统如图3-23所示，图中通过三个串联闭环分别实现位置、速度和转矩控制。转子位置反馈值与给定值的差值作为位置调节器的输入，位置调节器的输出作为速度给定值 ω_r^* ，与转速反馈值比较后的差值作为速度调节器的输入，速度调节器的输出即为转矩给定值 T_e^* ，转矩给定值与转矩反馈值比较后经转矩调节器产生定子电流q轴分量的给定值 i_q^* ，与恒为零的 i_d^* 一起经坐标变换得到电动机的三相电流给定值 i_A^* 、 i_B^* 、 i_C^* 。位置和转速反馈值均由安装在电机轴上的转子位置传感器提供，转矩反馈值 T_e 是由励磁磁链 ψ_f 和实测三相电流经坐标变换得到的 i_q 按转矩公式计算而得。



3.3.2 正弦波永磁同步电动机矢量控制伺服驱动系统

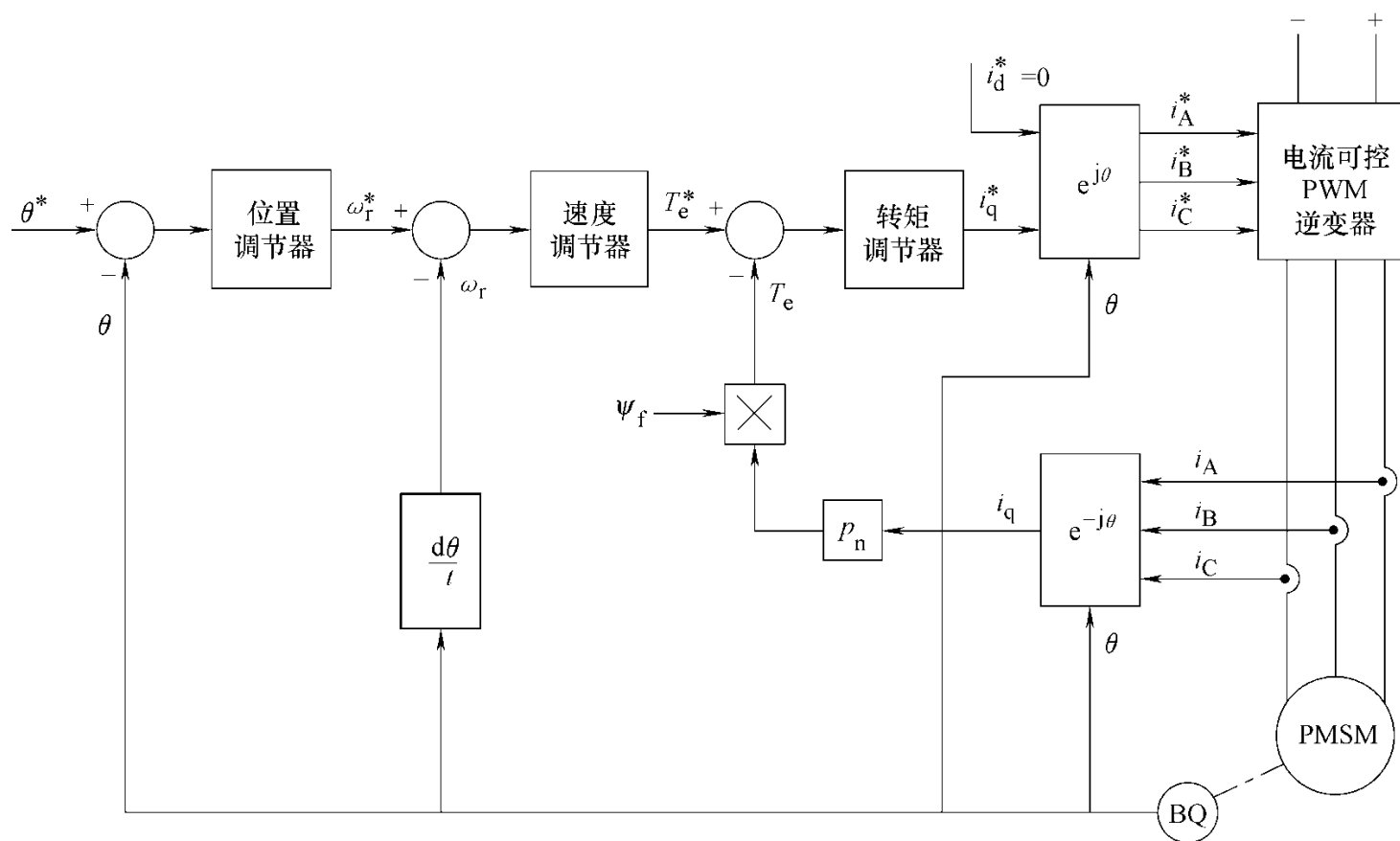


图3-23 采用 $i_d=0$ 控制的正弦波永磁同步电动机矢量控制伺服系统

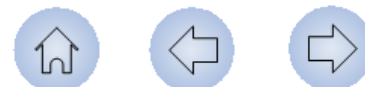


3.3.2 正弦波永磁同步电动机矢量控制伺服驱动系统

➤ 弱磁控制

图3-23所示的 $i_d=0$ 控制正弦波永磁同步电动机矢量控制系统仅在恒转矩工作区有效。由图3-22的电压矢量图和式(3-26)可知,当负载转矩一定,即 i_q 一定时,采用 $i_d=0$ 控制所需电压矢量 \mathbf{u}_s 的幅值 u_s 随着转速升高成比例增加,考虑到逆变器输出电压的限制,当转速升高到一定值, $i_d=0$ 控制所需电压 u_s 将达到逆变器输出电压最大值 u_{smax} ,如果转速继续升高,由于逆变器的输出电压不能继续增加,将无法产生矢量控制所需的电流,矢量控制失效。为了扩大转速范围,在此转速之上应该像直流电动机那样进行弱磁控制。

但永磁同步电动机转子为永磁体励磁,无法象直流电动机那样通过调节励磁电流实现弱磁。



3.3.2 正弦波永磁同步电动机矢量控制伺服驱动系统

永磁同步电动机的弱磁控制是通过定子直轴电流来实现的，即利用负的定子直轴电流 i_d 产生去磁的直轴电枢反应磁链，部分地抵消永磁励磁磁链的作用，从而使直轴磁链 ψ_d 及由此产生的旋转电动势 $\omega_r \psi_d$ 减少，以降低高速运行时所需的外加电压，提高极限电压下电动机的转速，矢量图如图3-24所示。

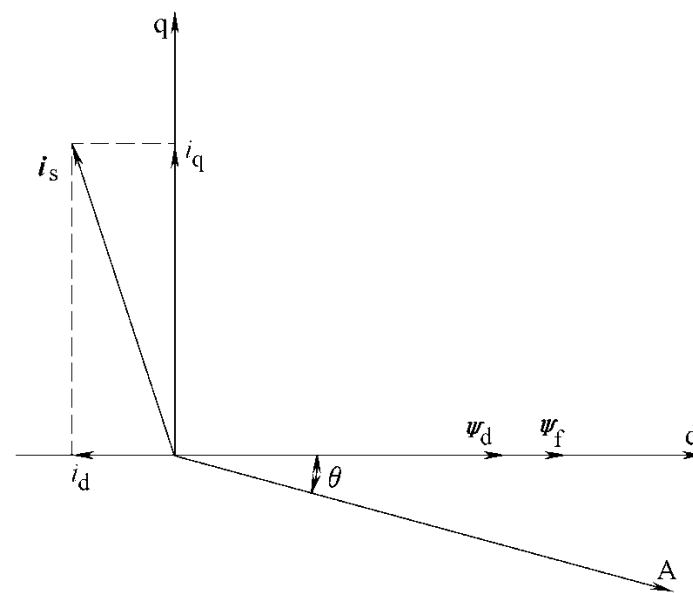
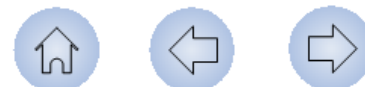


图3-24 弱磁控制时的矢量图

对于表面式转子结构，由于电机有效气隙较大，电感 L_d 数值很小，电枢反应作用较弱，弱磁调速范围不大。



3.3.2 正弦波永磁同步电动机矢量控制伺服驱动系统

➤ $i_d=0$ 控制的特点及应用

优点： $i_d=0$ 控制实现简单，转矩与定子电流幅值成正比，而且对于表面式正弦波永磁同步电动机，由于 $L_d=L_q$ ，不产生磁阻转矩， i_d 的大小与电磁转矩无关，通过使 $i_d=0$ 可以使产生给定转矩所需的定子电流最小，从而减少损耗、提高效率。因此表面式正弦波永磁同步电动机通常采用 $i_d=0$ 控制。

不足：由图3-22可见，电流 i_s 总是滞后电压 u_s 一个 φ 角，这意味着电动机的功率因数总是滞后的，而且随着负载转矩的增加，电流 i_q 增大， φ 角增大，功率因数降低。另外随负载增加，所需定子电压也相应增大，因此对变频器的容量要求较高。不过对于表面式电机，由于有效气隙大，电感 $L_d=L_q$ 的值很小，因此 φ 角始终较小，上述问题并不严重。



3.3.2 正弦波永磁同步电动机矢量控制伺服驱动系统

对于内置式正弦波永磁同步电动机，由于q轴电感 L_q 较大，随着负载增加会导致 φ 角显著增大，功率因数明显降低，而且同样情况下所需的定子电压也较大，考虑逆变器输出电压限制时的恒转矩调速范围减少，可见内置式永磁同步电动机采用 $i_d=0$ 控制时性能不如表面式。

内置式电机常采用**最大转矩/电流控制**。由于 $L_d < L_q$ ，有磁阻转矩产生，由式（3-21），对于每一给定转矩 T_e^* ，都有无数对 i_d 、 i_q 值与之对应，如果选择其中电流矢量幅值最小的一个用于控制，则产生给定转矩所需定子电流最小，即转矩/电流最大，这就是所谓的最大转矩/电流控制。

注意：对表面式电机， $i_d=0$ 控制就是最大转矩/电流控制。

内置式永磁电动机经适当设计可获得较大的弱磁调速范围。



三相感应伺服电动机的比较

- 概述

- 性能比较

- 1. 成本

- 2. 转矩 / 惯量和功率密度

- 3. 转速范围

- 4. 转矩 / 电流

- 5. 脉动转矩

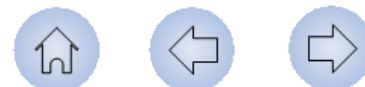
- 其它差异



三相感应伺服电动机的比较

概述

传统的交流伺服电动机是指采用幅值控制或幅值-相位控制等的两相感应伺服电动机，其性能与直流伺服电动机相比存在明显差距，只能用于性能要求不高的小功率场合。而由采用矢量控制技术的三相感应电动机或无刷永磁伺服电动机构成的现代伺服驱动系统在动静态性能方面已可与直流伺服系统相媲美，在某些性能上甚至已超过了直流伺服系统，例如：在转矩 / 惯量、峰值扭矩能力、功率密度等方面，现代交流伺服电动机均优于直流伺服电动机。因此，在很多应用场合，特别是在高性能应用领域，现代交流伺服电动机正在取代直流伺服电动机。



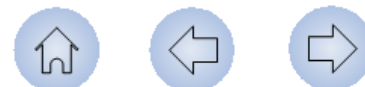
三相感应伺服电动机的比较

三相感应伺服电动机、无刷直流电动机和正弦波永磁同步电动机，在伺服系统构成及动、静态性能等许多方面都非常相似，特别是三相感应伺服电动机和正弦波永磁同步电动机，在很多性能指标上更是难分优劣，但在成本、转矩 / 惯量、转速范围、转矩 / 电流等方面还是各有千秋。

性能比较

1. 成本

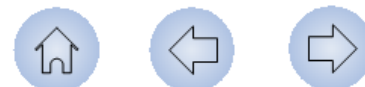
交流伺服驱动系统主要包括三大组成部分：伺服电动机、变频装置、控制系统。对于由三相感应电动机、无刷直流电动机和正弦波永磁同步电动机组成的伺服驱动系统而言，后两部分的成本差不多，因为逆变器和控制器的功能几乎是相同的，而就电动机本身来讲，无刷永磁伺服电动机要比三相感应伺服电动机昂贵得多。



与三相感应伺服电动机的 比较

2. 转矩 / 惯量和功率密度

在某些高性能领域（如机器人、航空航天系统等），体积和重量是十分重要的技术指标，对于电动机来讲，这方面的性能评价指标有两个，即功率密度和转矩 / 惯量。三相感应伺服电动机的功率密度大约为**100W / kg**，正弦波永磁同步电动机约为**115W / kg**，而无刷直流电动机约为**130W / kg**。转矩 / 惯量方面无刷永磁伺服电动机明显优于三相感应伺服电动机，无刷直流电动机和正弦波永磁同步电动机的转矩 / 惯量最高可达**4.2krad / s²**，而三相感应伺服电动机只能达到**2krad / s²**。



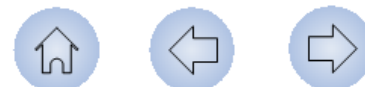
与三相感应伺服电动机的比较

3. 转速范围

三相感应伺服电动机在基速以下为恒转矩运行，在基速以上可以方便地实现近似恒功率运行，只要电压保持恒定，随着频率的升高，磁通自然地近似成反比减少。

而正弦波永磁同步电动机，由于转子采用永磁体励磁，励磁磁通不可调，空载电动势随着转速升高成比例增加，使其最高运行转速受到逆变器输出电压的限制，虽可通过直轴电枢反应的去磁作用来削弱励磁磁场的作用，实现弱磁调速，但对于表面式电机其转速范围仍小于三相感应伺服电动机，内置式电机通过适当设计可获得较大的弱磁调速范围。

无刷直流电动机，由于受感应电动势和绕组电流波形的限制，其转速范围比正弦波永磁同步电动机还要窄。



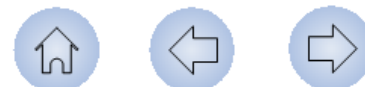
与三相感应伺服电动机的比较

4. 转矩 / 电流

三相感应伺服电动机定子电流中除了转矩分量 i_{sT} 之外，还需要有励磁分量 i_{sM} 。而正弦波永磁同步电动机若按 $i_d=0$ 控制，定子绕组电流全部为转矩分量，因此其转矩 / 电流要大于三相感应伺服电动机。而无刷直流电动机的转矩 / 电流比正弦波永磁同步电动机还要高一些。

5. 脉动转矩

三相感应伺服电动机和正弦波永磁同步电动机中，定子绕组电流除了正弦基波分量之外，还不可避免地存在谐波，它们与转子磁场相互作用将产生脉动转矩，称为**纹波转矩**。对于正弦波永磁同步电动机，除了纹波转矩外，定子齿槽与转子永磁体相互作用还会产生**齿槽转矩**。



三相感应伺服电动机的比较

脉动转矩的存在会严重影响电动机的伺服性能，特别是低速运行时的性能。高速运行时，脉动转矩的脉动频率较高，由于转动惯量的存在，脉动转矩一般不会引起转速的波动，而主要表现为振动和噪声；而低速运行时，转矩的脉动频率也随着降低，从而会引起转速的波动，对高性能伺服系统这是不允许的，因此在电动机和控制系统的设计中必须采取有效措施，尽可能减少转矩脉动。

第3.2.5节专门讨论过无刷直流电动机的转矩脉动问题，在无刷直流电动机中，感应电动势波形的畸变、PWM控制引起的电流纹波及绕组电流换相均会使转矩产生脉动，此外作为永磁电动机还要受到齿槽转矩的影响。特别是电流换相会产生幅值较大的6倍基波频率的脉动转矩，使无刷直流电动机在高性能伺服领域中的应用受到一定限制。



与三相感应伺服电动机的 比较

● 三种现代交流伺服电动机还在下述方面存在差异：

(1) 参数敏感性不同。电动机参数会随工作条件的变化而变化，如温度升高会使永磁电动机永磁材料性能下降，导致转矩 / 电流值和峰值转矩能力下降；对于感应伺服电动机，温度升高转子电阻随之增大，若无相应措施，矢量控制中磁场定向坐标系就会发生偏差，从而影响系统的动、静态性能。

(2) 对转子位置传感器要求不同。对于无刷直流电动机，由于每隔 60° 电角度绕组电流才进行一次换相，转子位置传感器提供的转子位置信号每 60° 电角度变化一次即可，因此如果作为速度伺服使用，无刷直流电动机采用低分辨率的位置传感器就足够了，与正弦波永磁同步电动机相比这是一个优点。但如作为位置伺服，由于仍需要作为转子位置反馈用的角位置传感器，在这方面就没有什么优势了。



与三相感应伺服电动机的比较

(3) 三相感应伺服电动机由于转子铜耗的存在，运行中转子温度会升高，在数控机床等应用中若电机的转轴直接与传动丝杠相联，由于热传导的原因，将会影响机床的传动精度，而无刷永磁伺服电动机转子无绕组，故无此问题。



图3-1 表面式转子结构

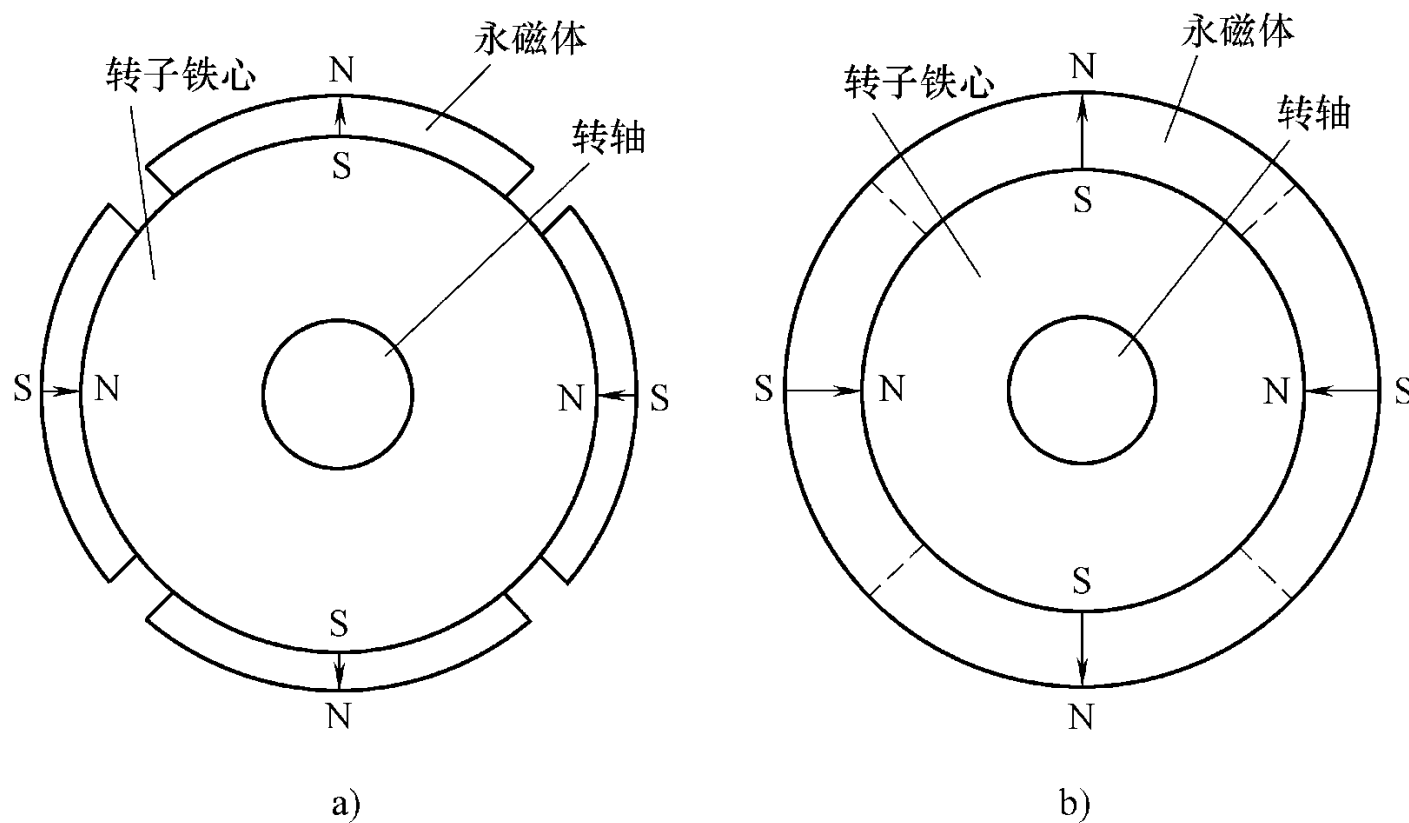


图3-1 表面式转子结构

a) 永磁体为瓦片形

b) 永磁体为圆环形



图3-2 嵌入式转子结构

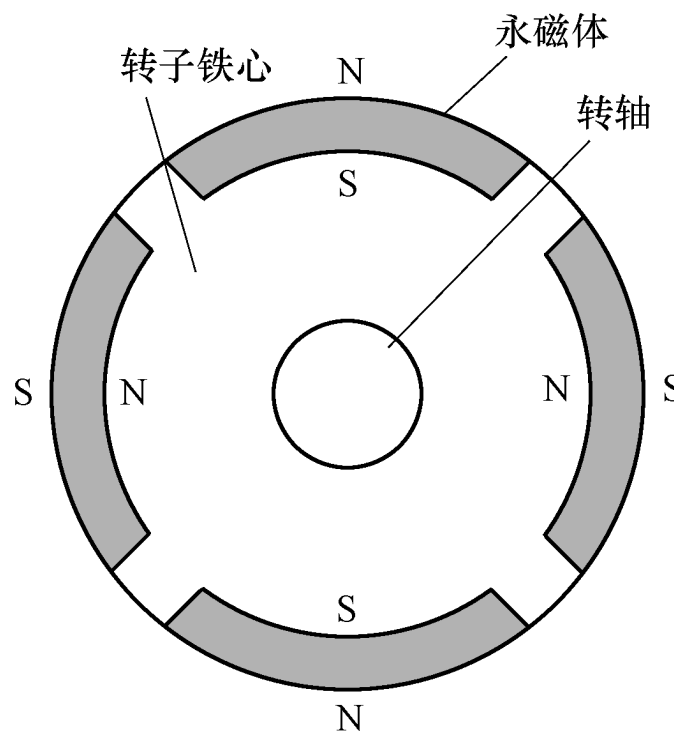


图3-2 嵌入式转子结构



图3-3 内置式转子结构

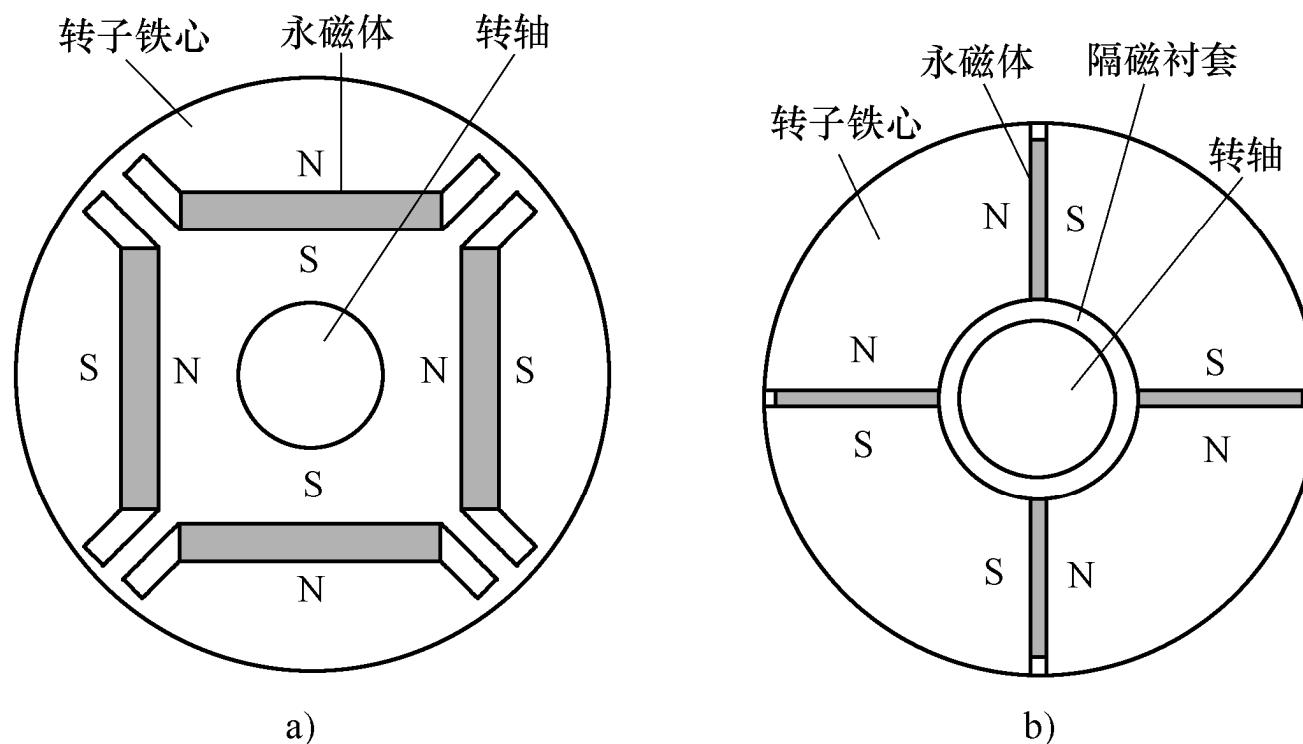


图3-3 内置式转子结构

a) 永磁体径向充磁

b) 永磁体横向充磁



图3-4 内置式无刷永磁伺服电动机的交、直轴磁路

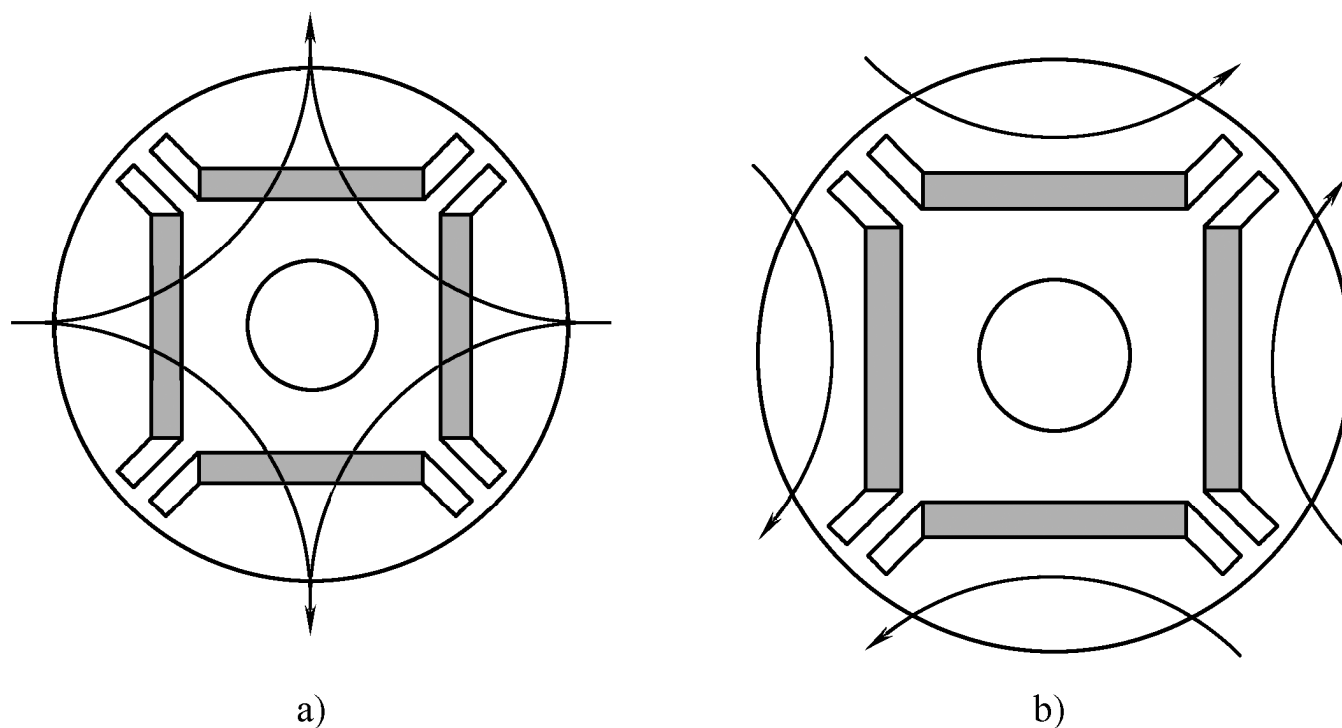


图3-4 内置式无刷永磁伺服电动机的交、直轴磁路

a) 直轴磁通路径

b) 交轴磁通路径



图3-5 无刷永磁电动机伺服系统的组成

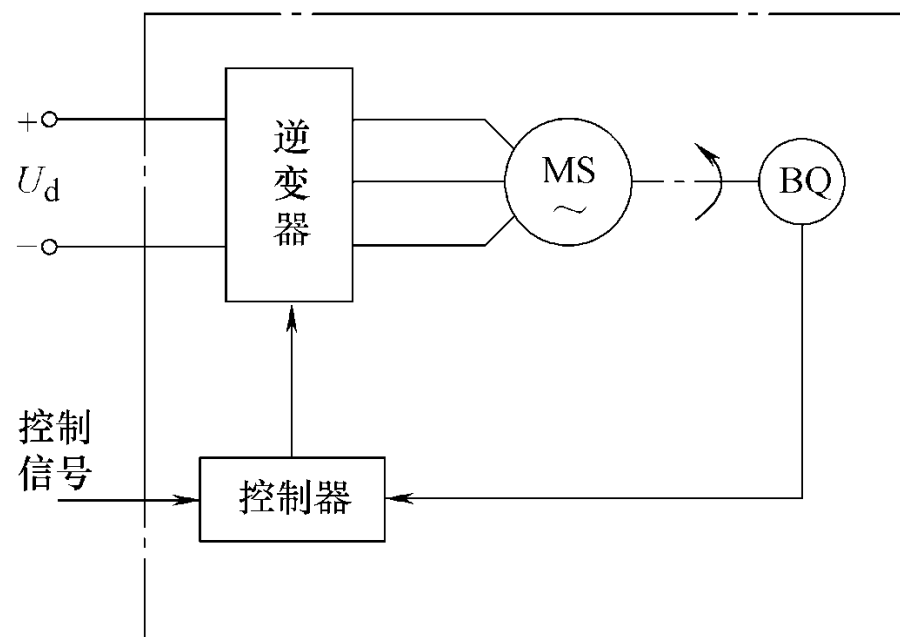


图3-5 无刷永磁电动机伺服系统的组成



图3-6 三相无刷直流电动机绕组连接方式

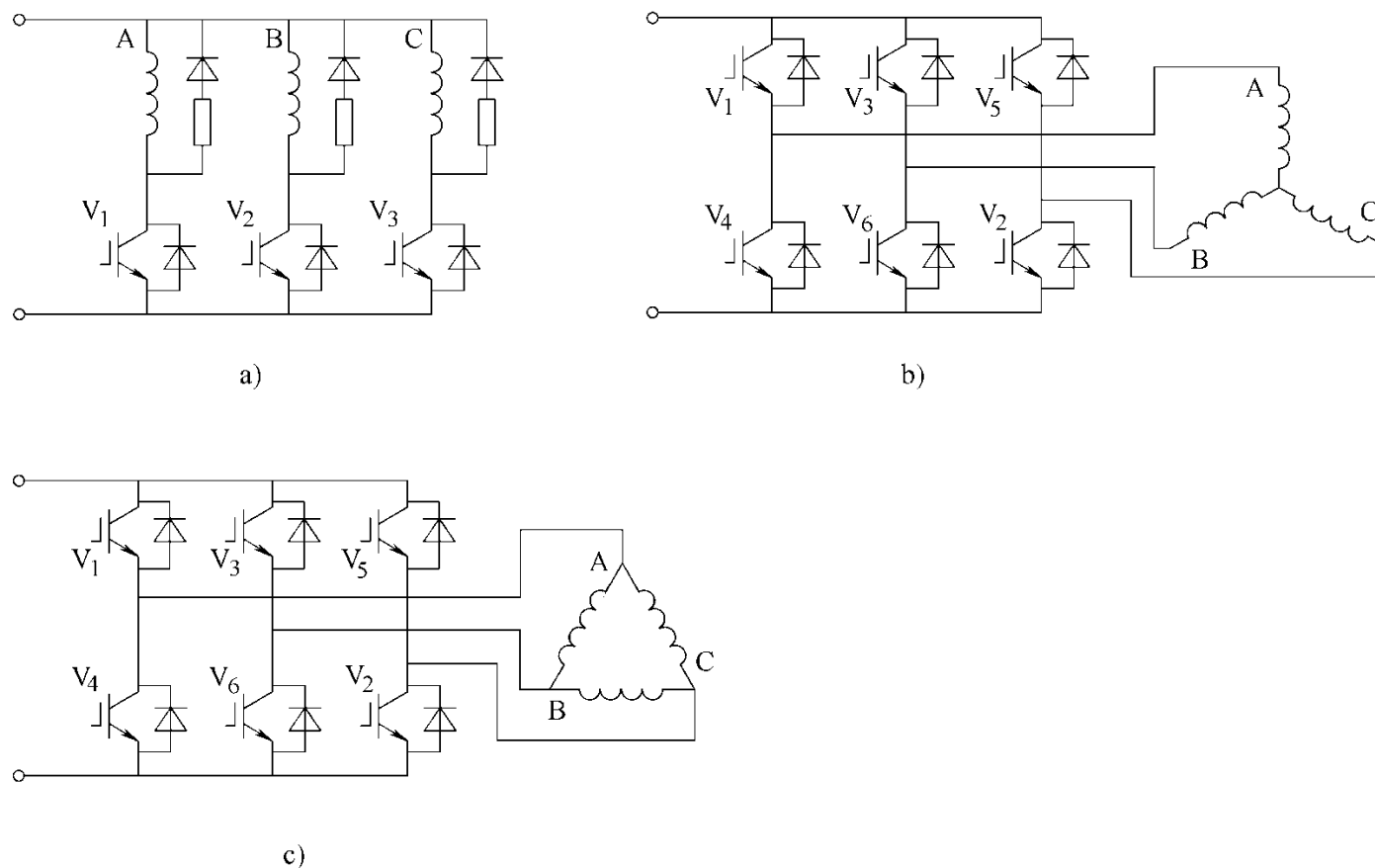


图3-6 三相无刷直流电动机绕组连接方式

a)半桥电路； b) 绕组星形连接的桥式电路； c) 绕组角形连接的桥式电路



图3-7 三相无刷直流电动机原理图

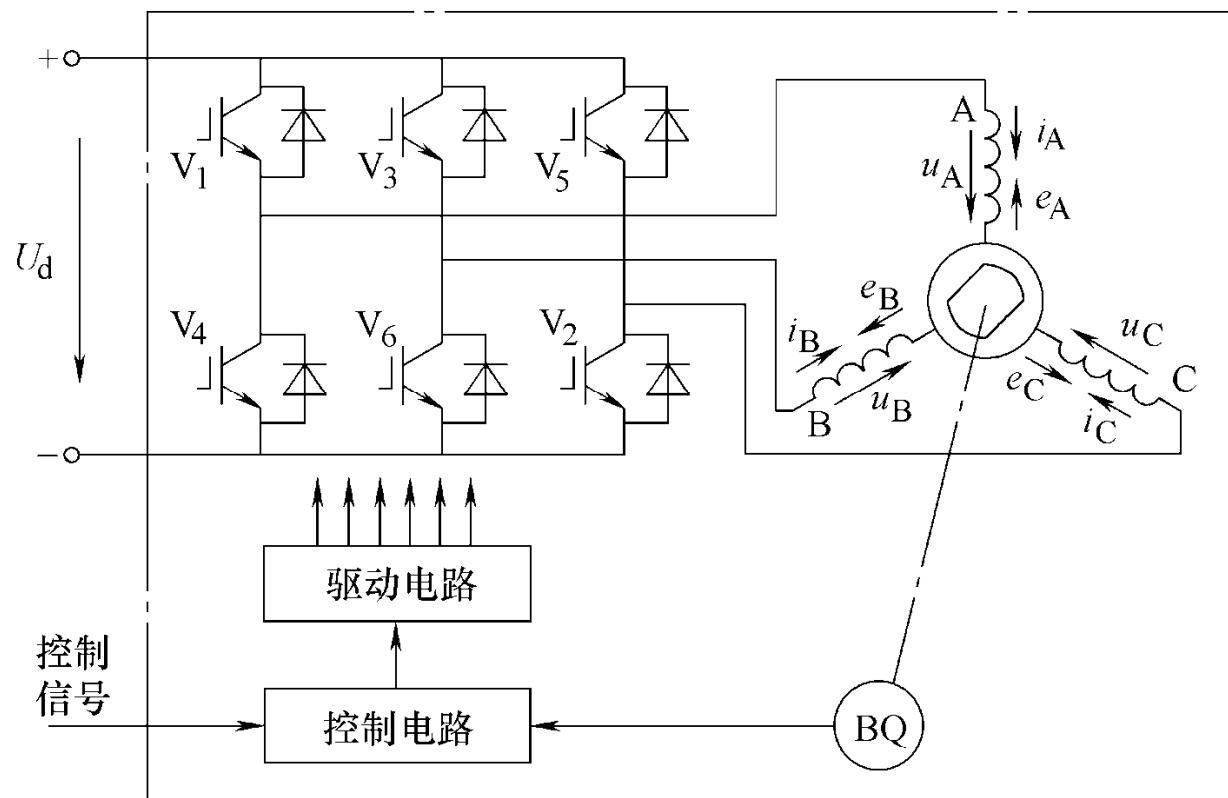


图3-7 三相无刷直流电动机原理图



图3-8 无刷直流电动机工作原理

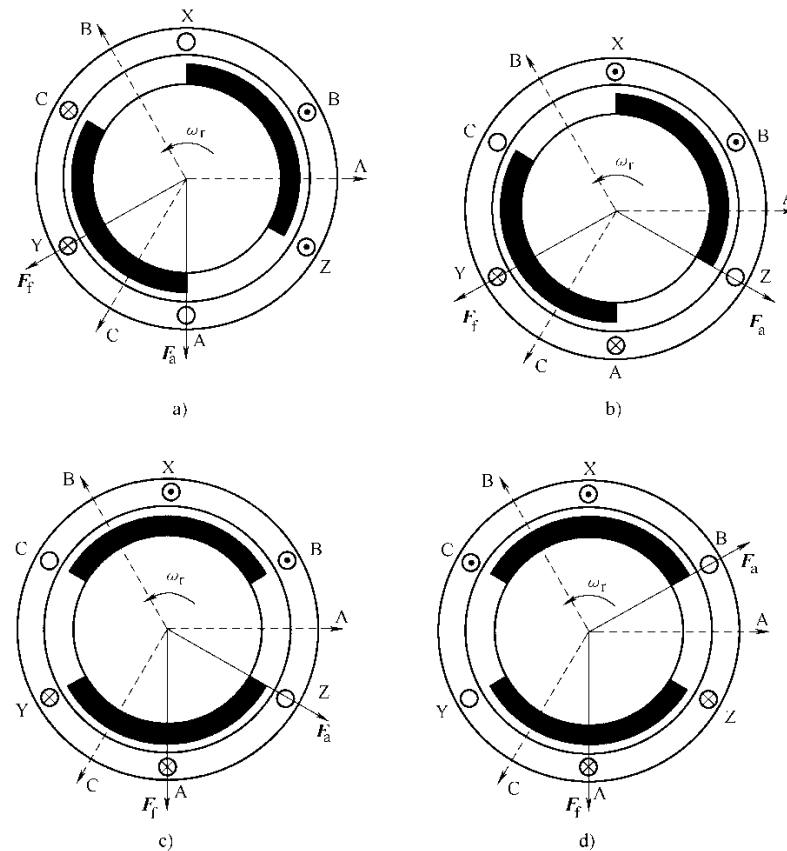


图3-8 无刷直流电动机工作原理

- a) $\omega_r t = 0^\circ$ (换相前); b) $\omega_r t = 0^\circ$ (换相后)
 c) $\omega_r t = 60^\circ$ (换相前); d) $\omega_r t = 60^\circ$ (换相后)



图3-9 不同时刻的电流路径

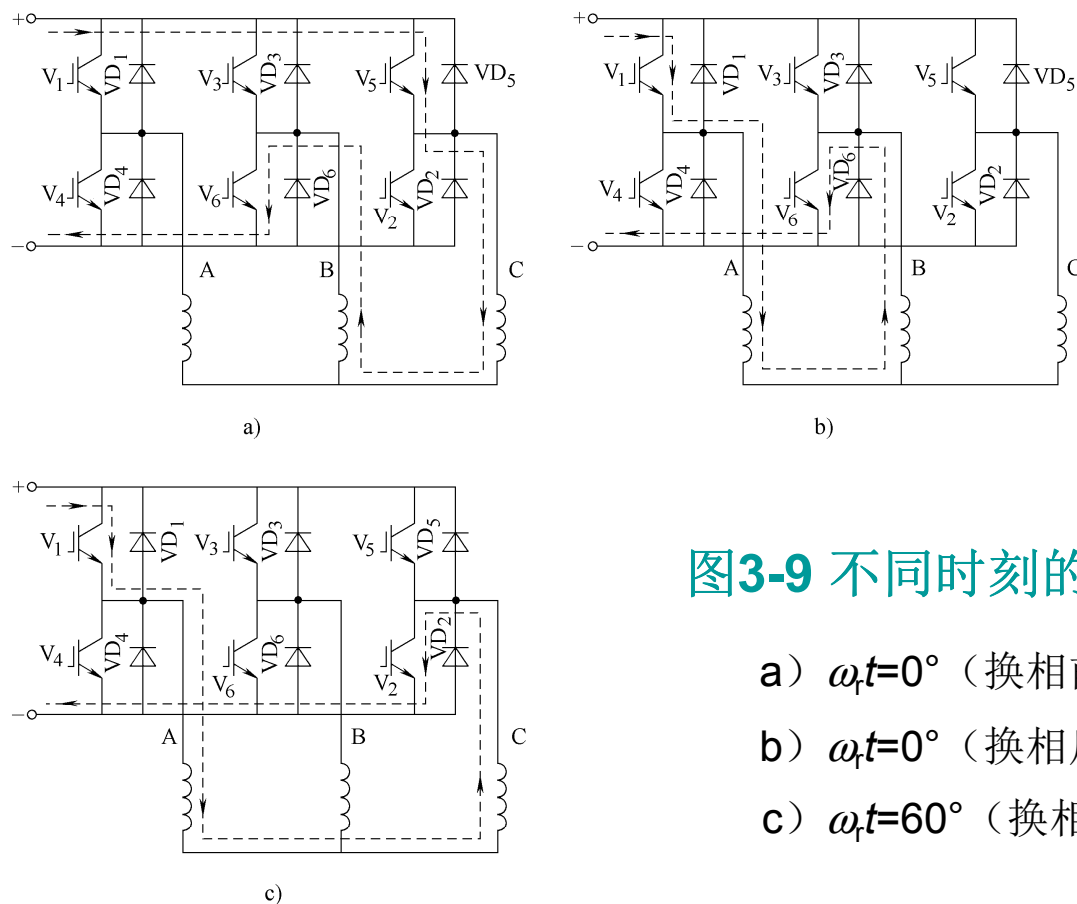


图3-9 不同时刻的电流路径

- a) $\omega_1 t = 0^\circ$ (换相前)
- b) $\omega_1 t = 0^\circ$ (换相后)
- c) $\omega_1 t = 60^\circ$ (换相后)



图3-10 气隙磁场的空间分布

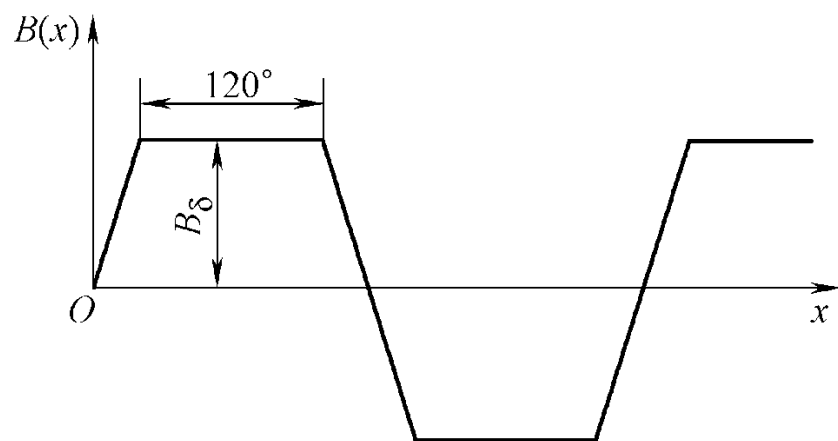


图3-10 气隙磁场的空间分布



图3-11 感应电动势、绕组电流及电磁转矩波形

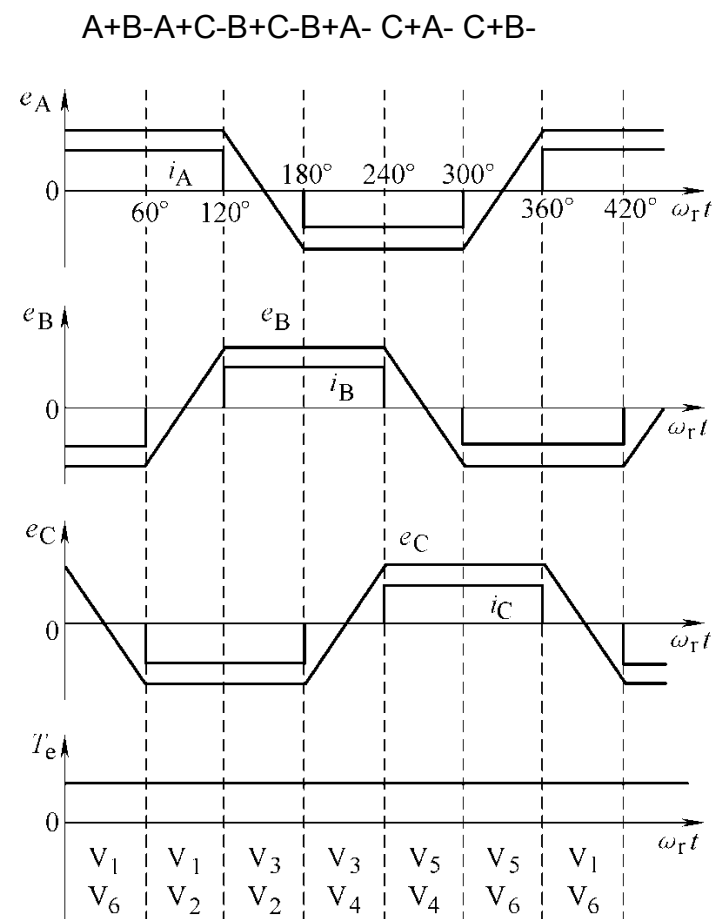


图3-11 感应电动势、绕组电流及电磁转矩波形



图3-12 无刷直流电动机的机械特性曲线

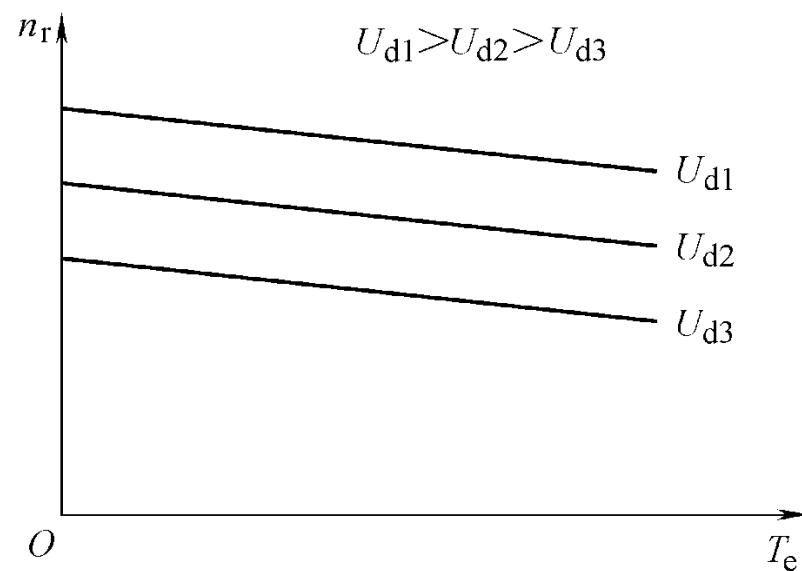


图3-12无刷直流电动机的机械特性曲线



图3-13 三相无刷直流电动机的等效电路

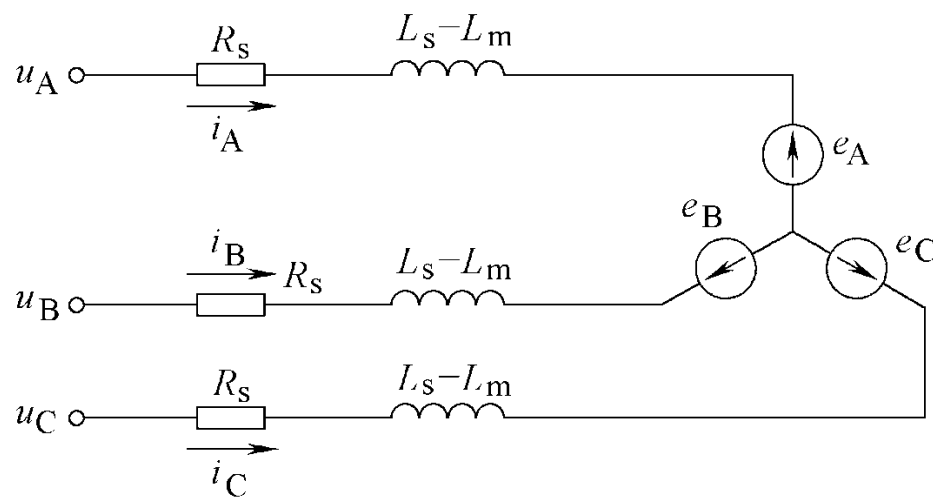


图3-13 三相无刷直流电动机的等效电路



图3-14 转子位置信号 与换相控制

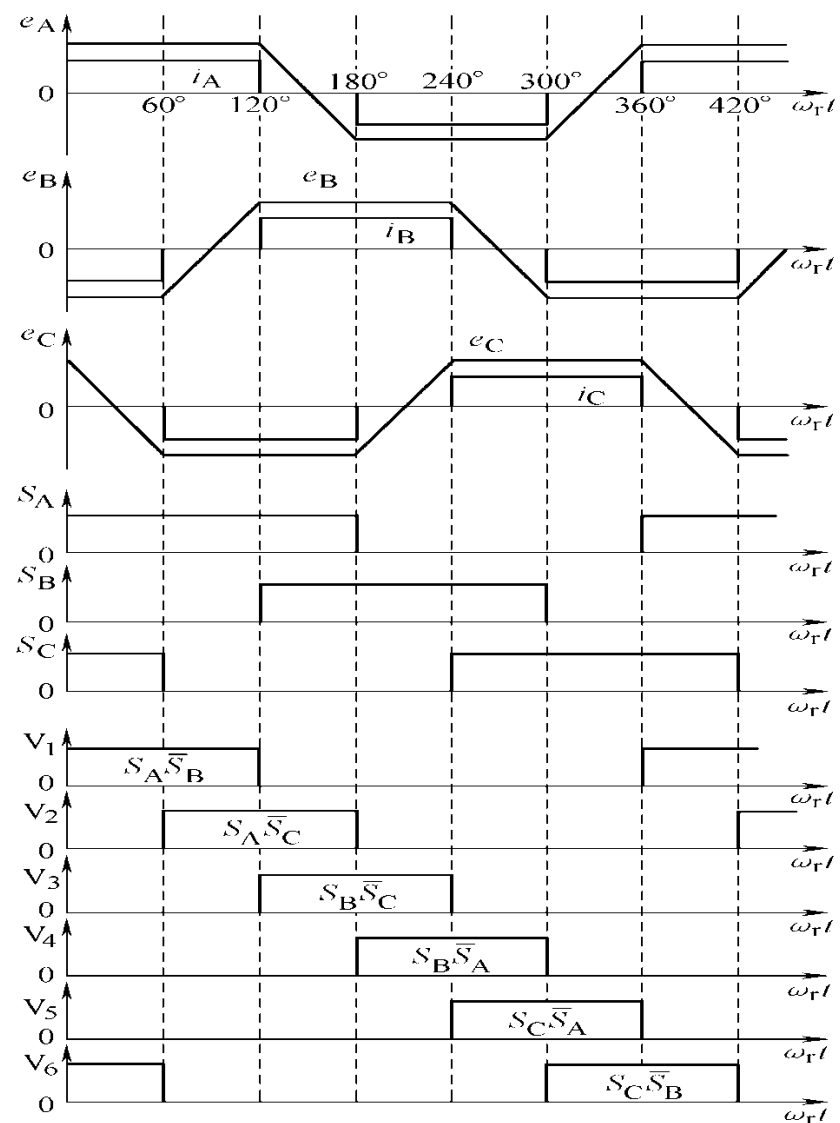


图3-14转子位置信号与换相控制



图3-15 PWM控制时的电流路径

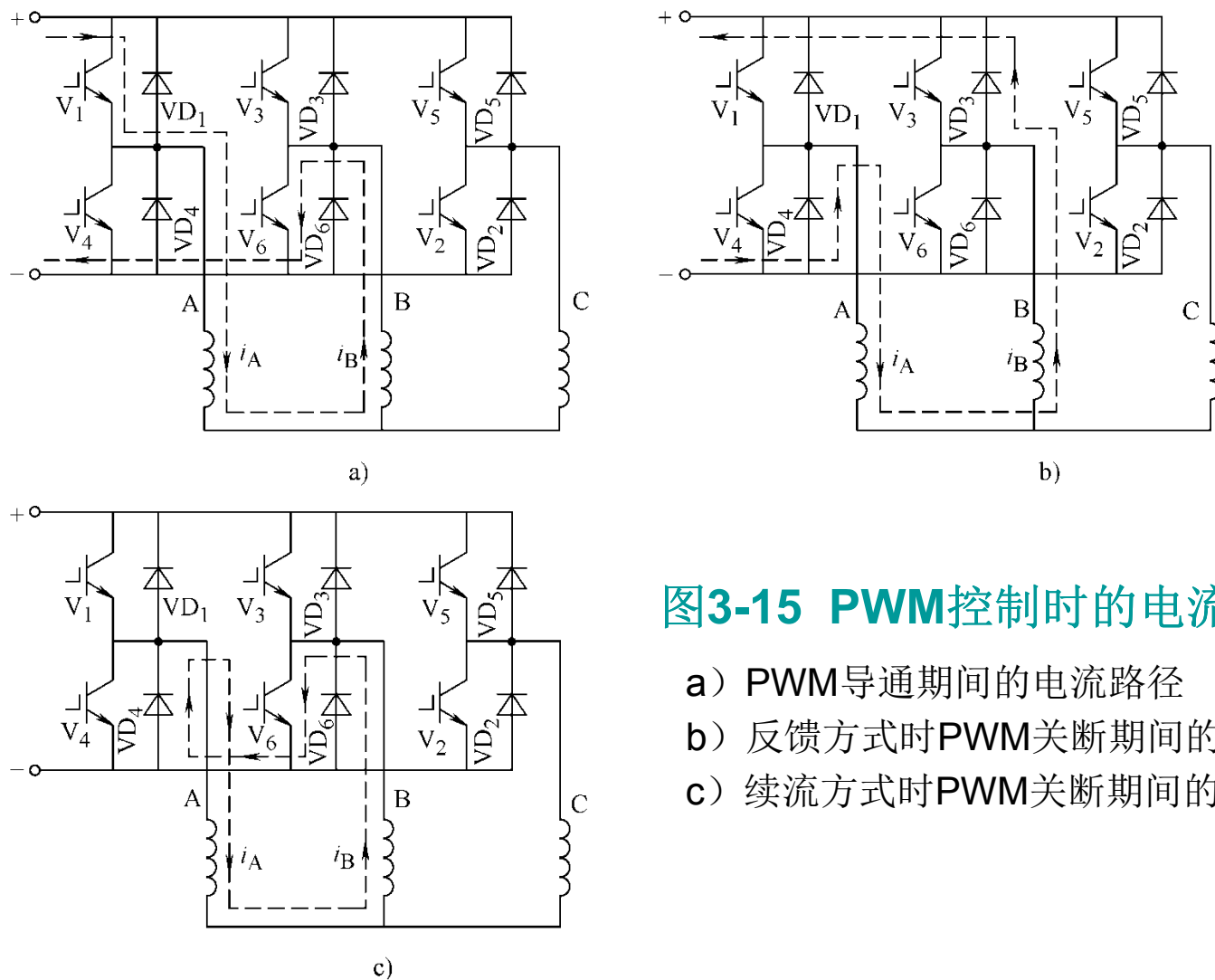


图3-15 PWM控制时的电流路径

- a) PWM导通期间的电流路径
- b) 反馈方式时PWM关断期间的电流路径
- c) 续流方式时PWM关断期间的电流路径



图3-16 不同斩波方式时的绕组电压波形

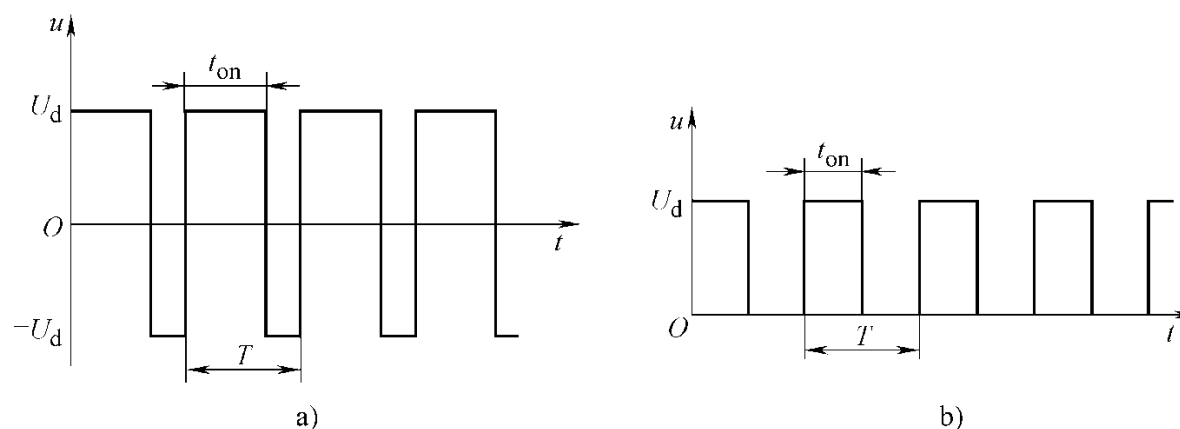


图3-16 不同斩波方式时的绕组电压波形

a) 反馈方式时的绕组电压波形

b) 续流方式时的绕组电压波形



图3-17 仅对上桥臂进行PWM控制时的控制信号波形

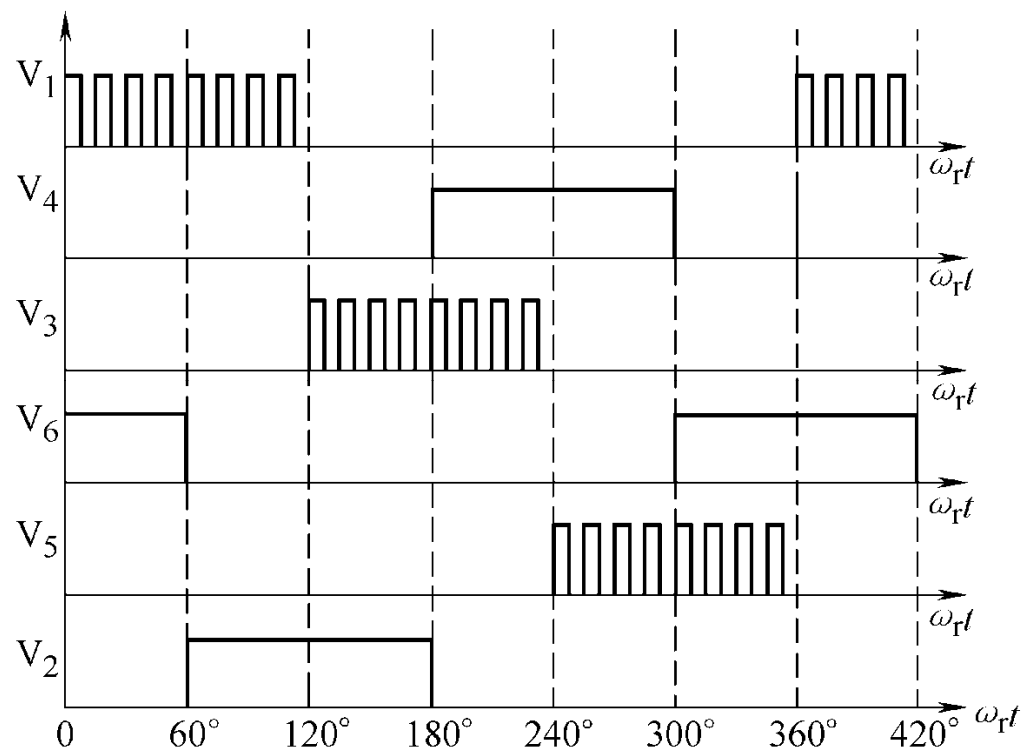


图3-17 仅对上桥臂进行PWM控制时的控制信号波形



图3-18 三相无刷直流电动机控制系统举例

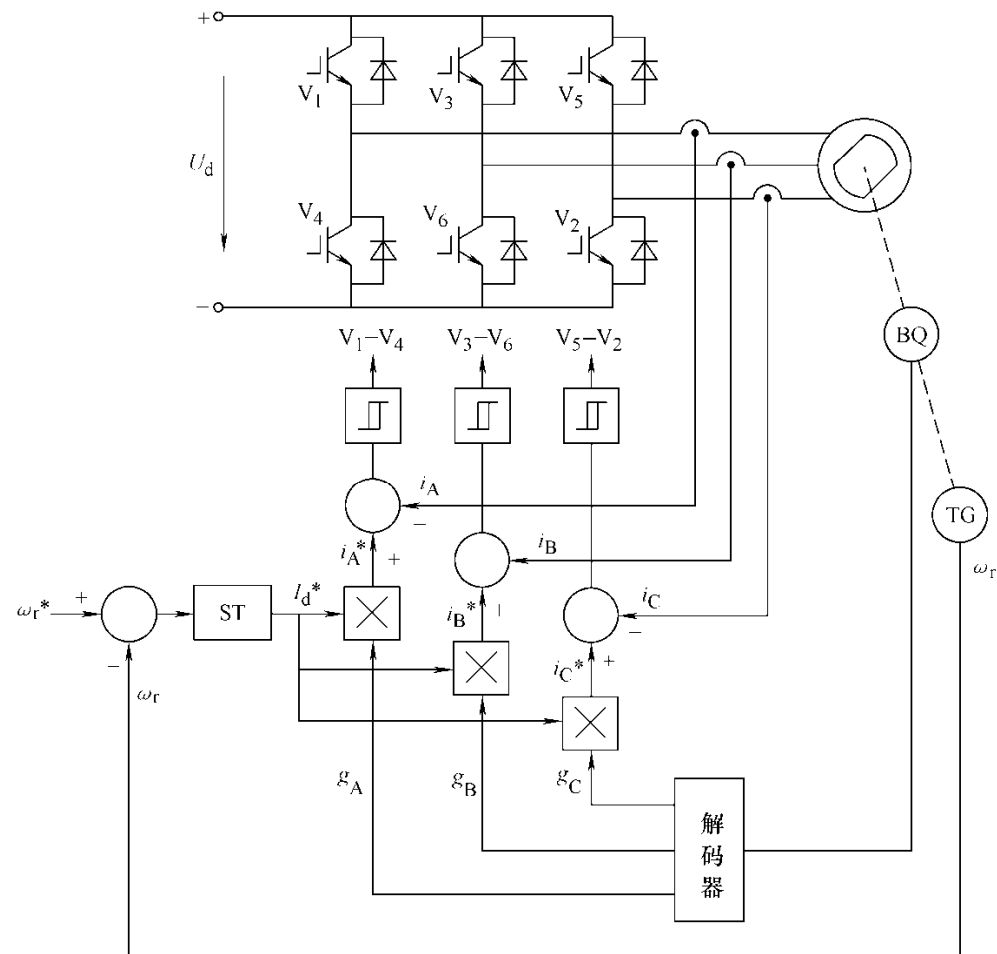


图3-18 三相无刷直流电动机控制系统举例



图3-19 解码器输出信号波形

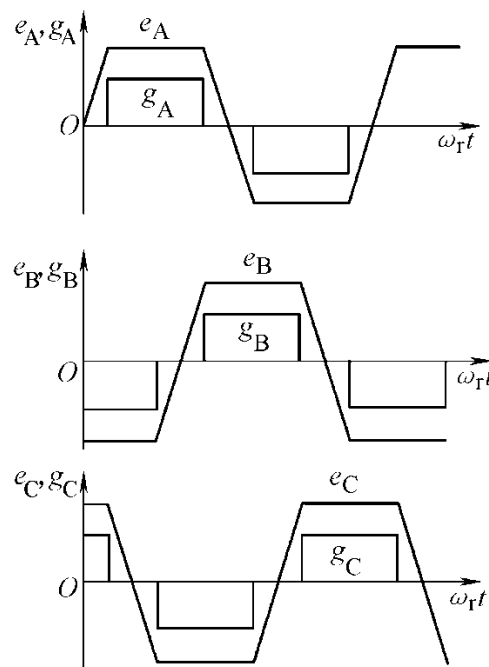


图3-19 解码器输出信号波形



图3-20 典型的感应电动势和绕组电流波形

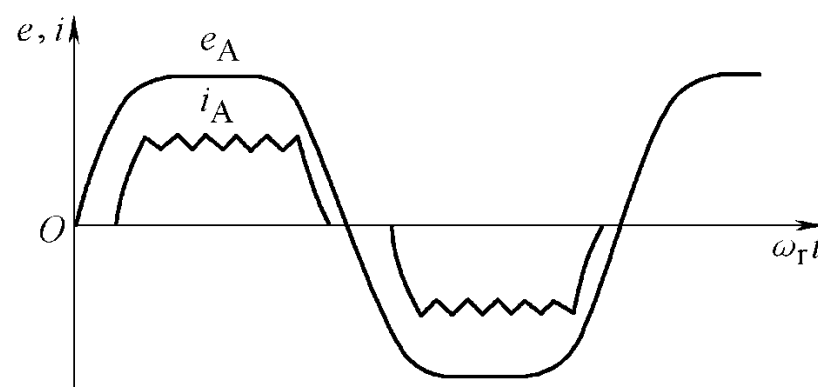


图3-20 典型的感应电动势和绕组电流波形



图3-21 dq坐标系中的永磁同步电动机

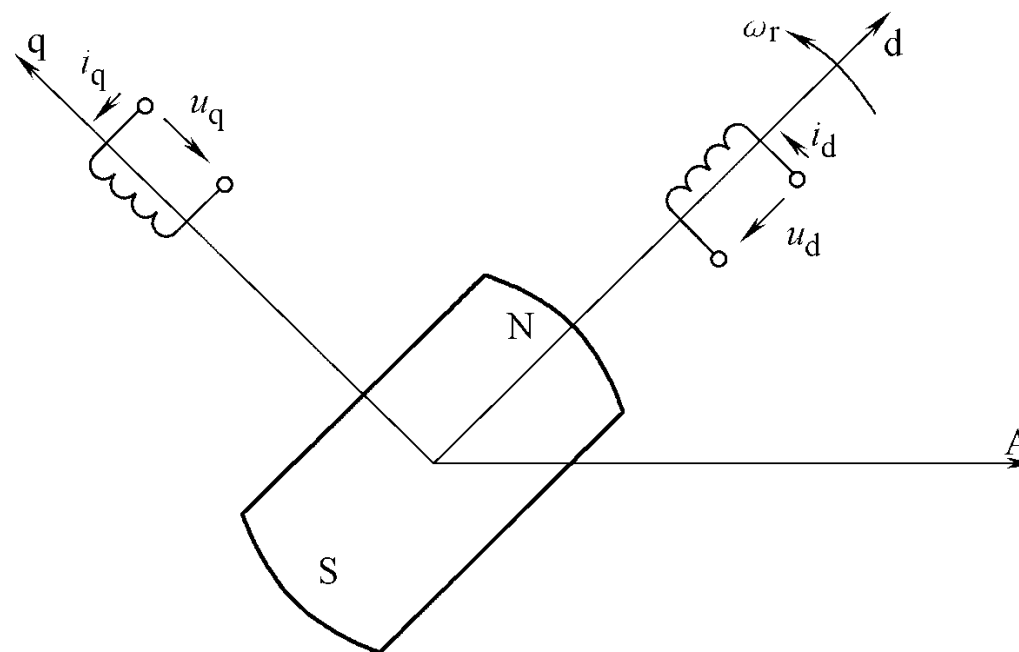


图3-21 dq坐标系中的永磁同步电动机



图3-22 $i_d=0$ 控制时的矢量图

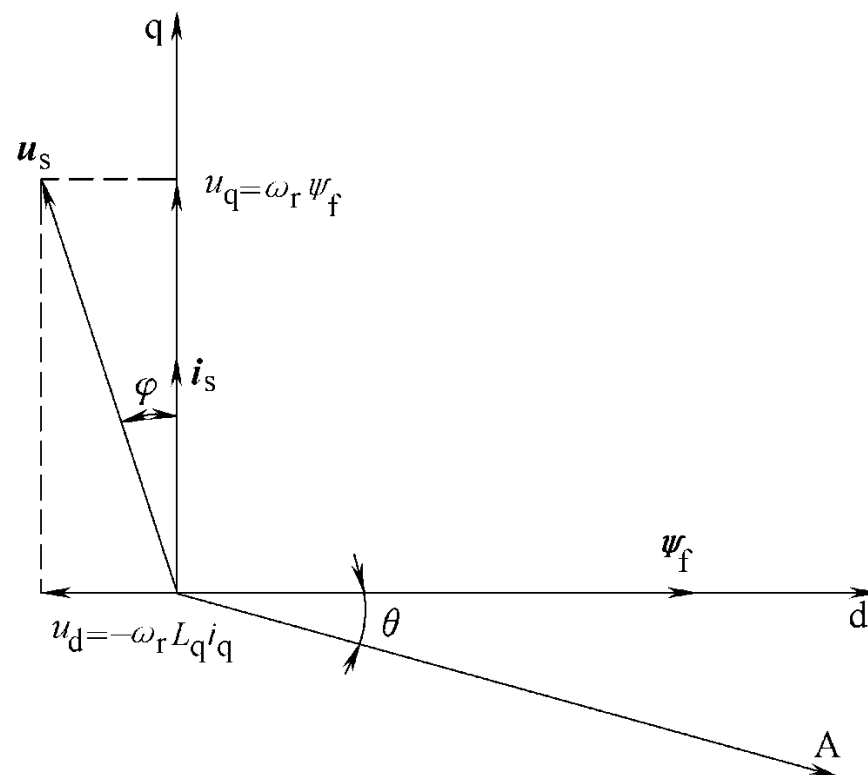


图3-22 $i_d=0$ 控制时的矢量图



正弦波永磁同步电动机矢量控制 伺服系统

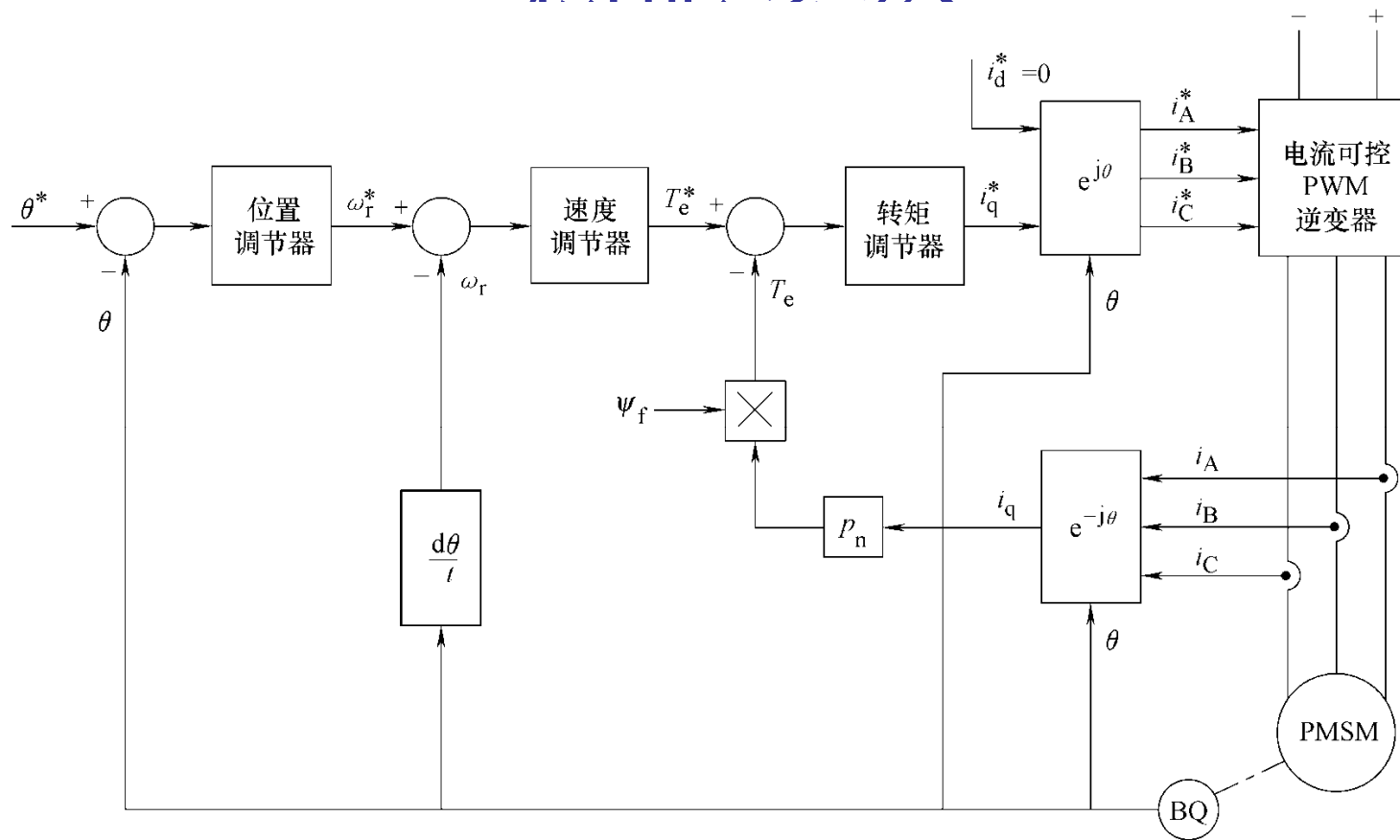


图3-23 采用 $i_d=0$ 控制的正弦波永磁同步电动机矢量控制伺服系统



图3-24 弱磁控制时的矢量图

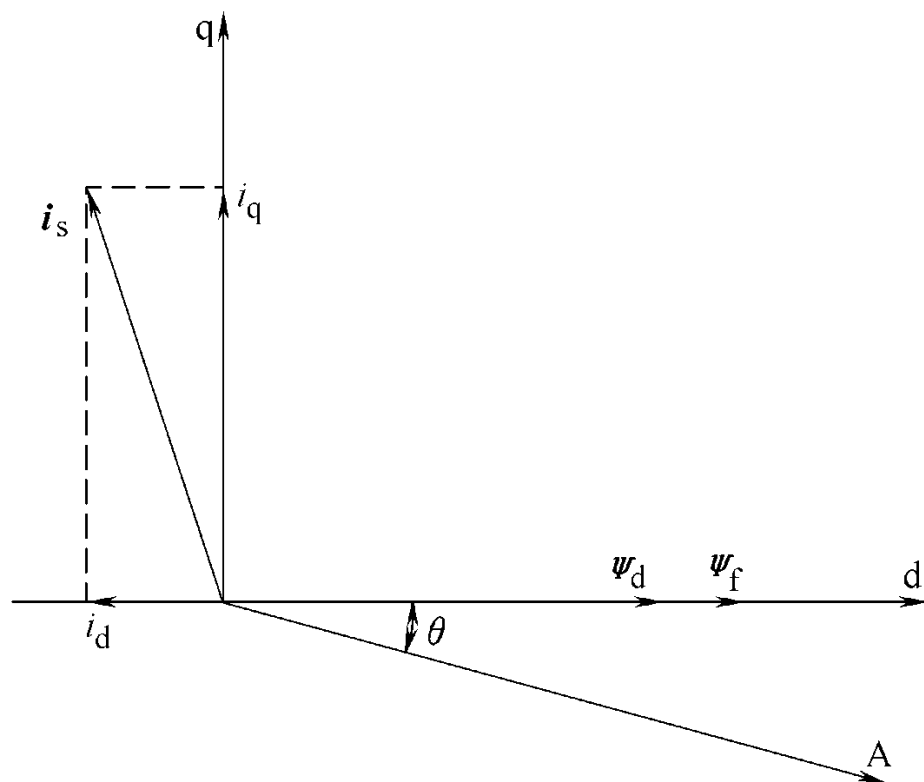
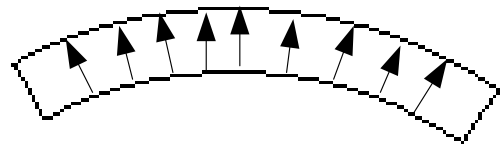
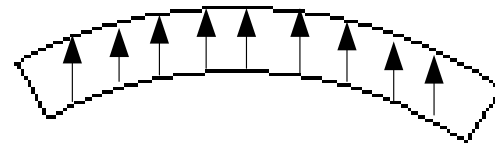


图3-24 弱磁控制时的矢量图



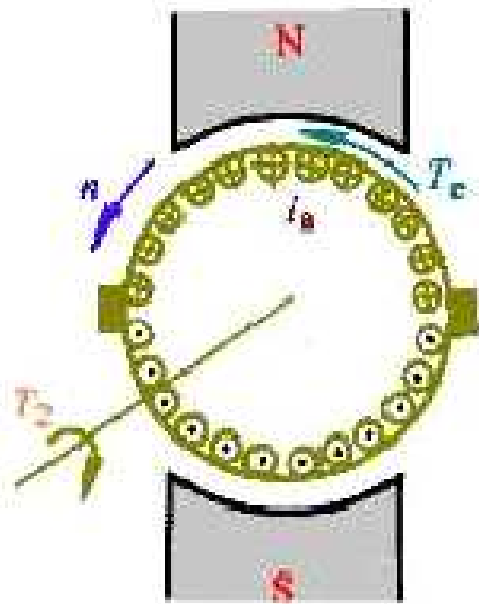


径向充磁

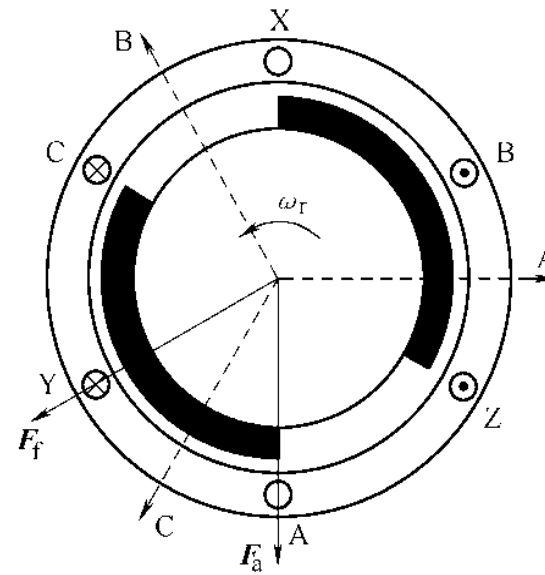


平行充磁





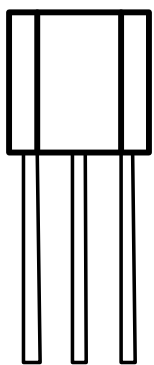
直流电动机



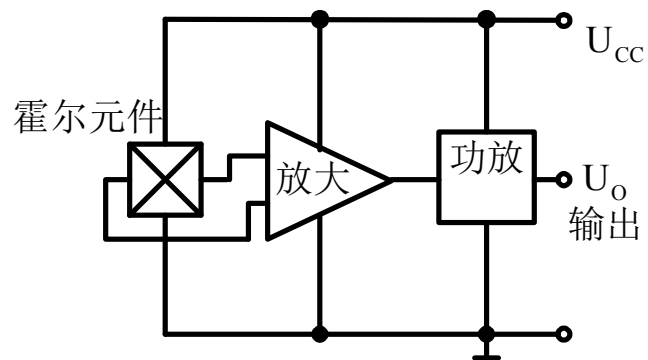
无刷直流电动机



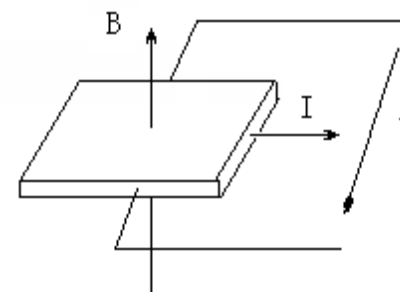
霍尔集成电路



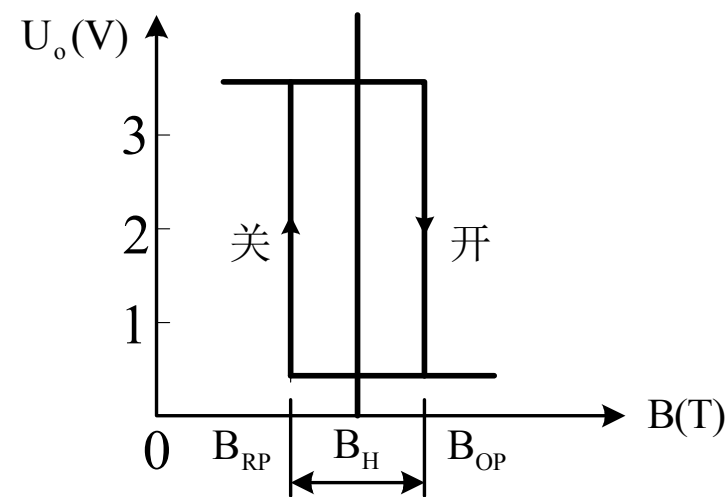
外形



电路原理

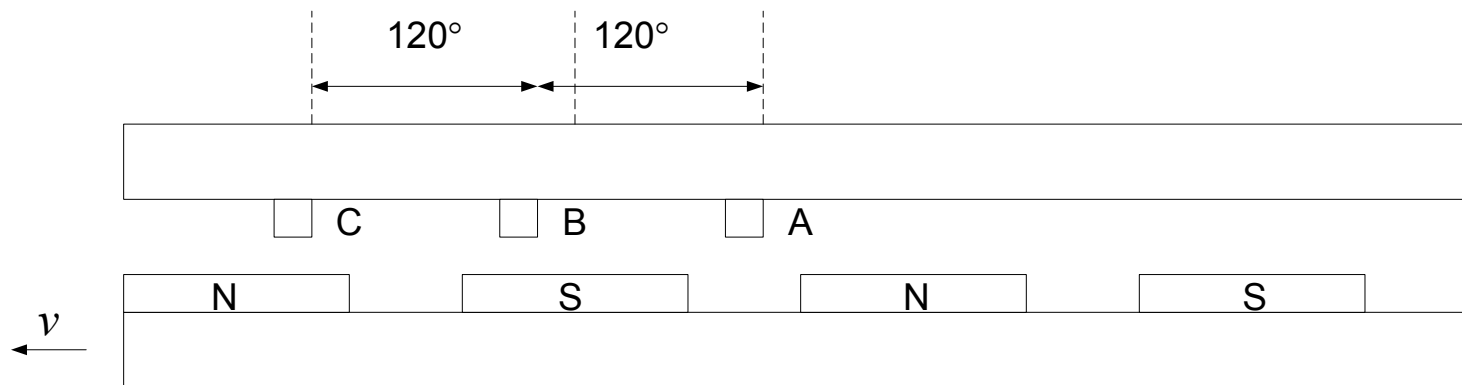


霍尔效应



开关特性





霍尔位置传感器示意图





第4章 步进电动机

- 4.1 概述
- 4.2 反应式步进电动机的结构和工作原理
- 4.3 反应式步进电动机的静态特性
- 4.4 反应式步进电动机的动态特性
- 4.5 步进电动机的其它类型及主要性能指标
- 4.6 步进电动机的驱动电源



4.1 概述



步进电动机将输入的脉冲电信号变换为阶跃的角位移或直线位移。给一个脉冲信号，电动机前进一步，因此称为**步进电动机**。

(1) 控制系统对步进电动机的基本要求

- 在电脉冲的控制下，步进电动机能迅速起动、正反转、制动和停车，调速范围宽广；
- 步进电动机的步距角要小，步距精度要高，不丢步不越步；
- 工作频率高，响应速度快。

(2) 步进电动机的分类

按其工作方式不同，可分为**功率步进电动机**和**伺服步进电动机**两类。按励磁方式的不同，步进电动机可分为**反应式**、**永磁式**和**感应子式**三类。





4.2 反应式步进电动机的结构和工作原理

4.2.1 结构

4.2.2 工作原理

4.2.3 基本特点





4.2 反应式步进电动机的结构和工作原理

4.2.1 结构

定子铁心 定子铁心为凸极结构，由硅钢片迭压而成。在面向气隙的定子铁心表面有齿距相等的小齿。

定子绕组 定子每极上套有一个集中绕组，相对两极的绕组串联构成一相。步进电动机可以做成二相、三相、四相、五相、六相、八相等。

转子 转子上只有齿槽没有绕组，系统工作要求不同，转子齿数也不同。定转子齿形相同。

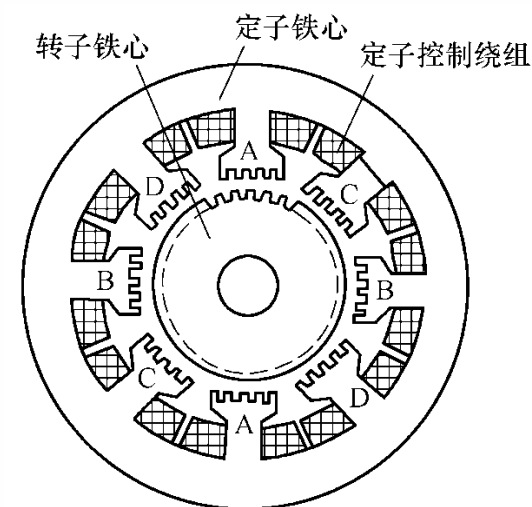


图4-1 四相反应式步进电动机的结构





4.2.2 工作原理

1. 工作原理

以四相反应式步进电动机为例。定子有八个极，相对两极的绕组串联成一相，构成四相；转子六个齿，齿宽等于定子极靴的宽度。

A相绕组通电时，在磁阻转矩作用下，转子齿**1**和**4**的轴线与定子**A**极轴线对齐；

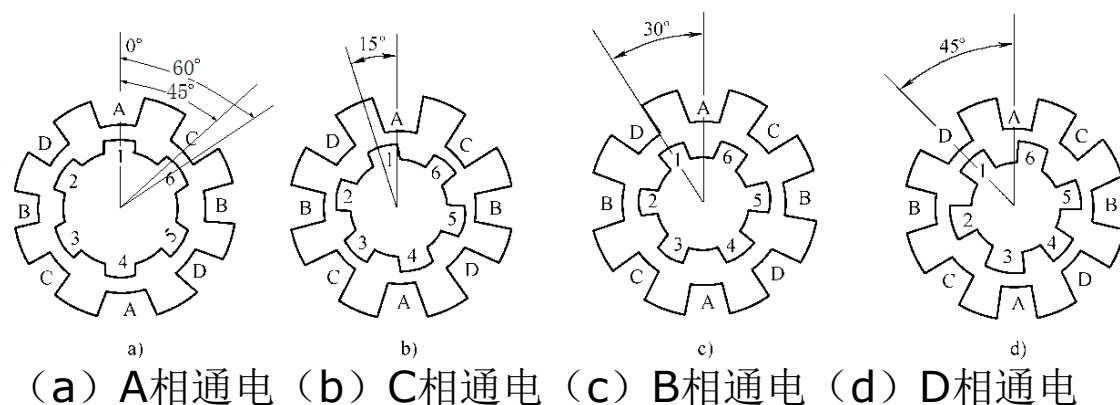


图4-2 四相单四拍运行

断开**A**相接通**C**相，转子齿**3**和**6**的轴线与**C**极轴线对齐，转子逆时针方向转过**15°**；断开**C**相接通**B**相，转子又转过**15°**；断开**B**相接通**D**相，转子再转过**15°**；...。经过**A C B D**一个通电循环转子转过**60°**，为一个齿距角。





4.2.2 工作原理

2. 运行方式

- 拍和步距角

电机通电方式变换一次，称为一拍。每一拍转子所转过的角度，称为步距角 θ_s 。

- 四相单四拍 [\(图\)](#)

每次只接通一相绕组的四相供电方式称为四相单四拍。

- 四相双四拍 [\(图\)](#)

每次同时接通两相绕组，如 **AC**→**CB**→**BD**→**DA**→...，也是四拍一个循环，则称为四相双四拍。

双拍运行与单拍运行时步距角相同，产生的转矩一般会增加。

- 四相八拍 [\(图\)](#)

A→**AC**→**C**→**CB**→**B**→**BD**→**D**→**DA**→...。步距角变为原来的二分之一。

如何使步进电动机反转？





4.2.2 工作原理

3. 实用反应式步进电动机

如何减小步距角？增加转子齿数，同时在定子极面上开槽，定、转子的齿形要相同。

如图转子上共有**50**个齿，齿距角

$$\theta_t = \frac{360^\circ}{Z_t} = \frac{360^\circ}{50} = 7.2^\circ$$

定子极距为 $50 / (2 \times 4) = 6.25$ 个齿。

转子齿数应满足 $\frac{Z_t}{2m} = k \pm \frac{1}{m}$

$$Z_t = 2mk \pm 2$$

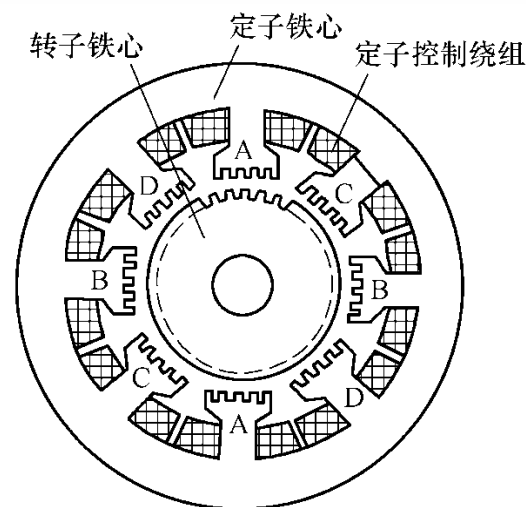


图4-1 四相反应式步进电动机的结构





4.2.2 工作原理

● 四相单四拍运行

通电方式为**A→C→B→D→…**。

A相绕组通电，转子齿轴线和定子磁极**A**上的齿轴线对齐；

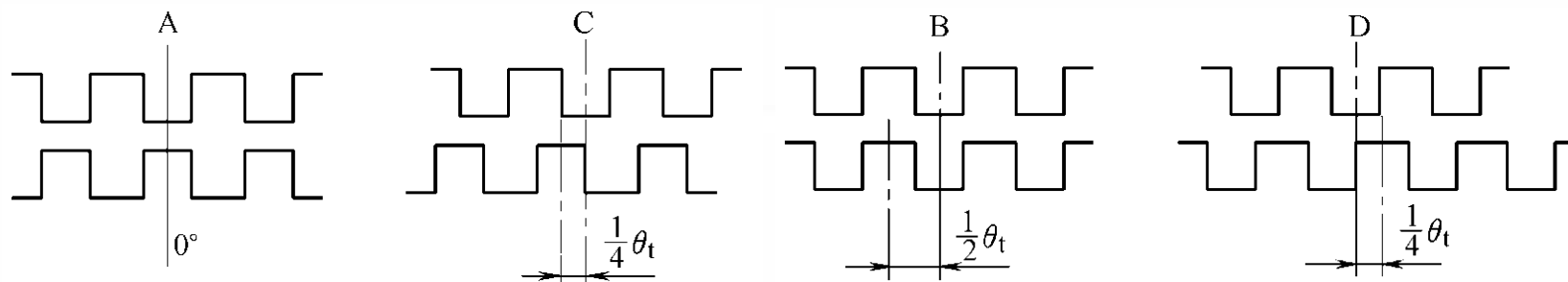


图4-4 **A**相通电时定、转子齿的相对位置

断开**A**相接通**C**相，在磁阻转矩作用下，转子顺时针方向转过四分之一齿距角（**1.8°**），使转子齿轴线和定子磁极**C**下的齿轴线对齐；…。

每换接一次绕组，转子就转过**1 / 4**齿距角。四步完成一个循环，转子转过**7.2°**。



4.2.2 工作原理



● 四相八拍运行

通电方式为**A→AC→C→CB→B→BD→D→DA→...**

A相绕组通电，转子齿轴线和定子磁极**A**上的齿轴线对齐；

A、C两相同时通电时，转

子顺时针方向只转过**1/8**

齿距角（**0.9°**）；...

每换接一次绕组，转子就转

过**1 / 8**齿距角。

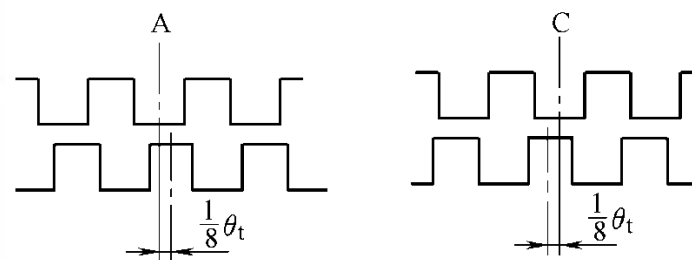


图4-5 A、C两相通电时定、转子齿的相对位置

四相八拍运行时的步距角是四相四拍时的一半。

● 四相双四拍运行

通电方式为**AC→CB→BD→DA→...**。步距角与四相单四拍运行时一

样为**1/4**齿距角，即**1.8°**。





4.2.3 基本特点

1. 每相脉冲频率 f_{φ}

- 步进电机的系统框图 脉冲电源 → 环形分配器 → 放大器 → 步进电动机

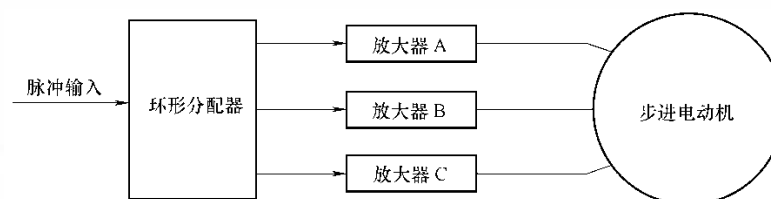


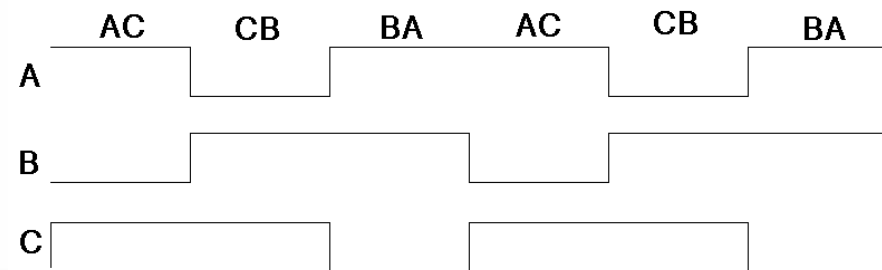
图4-6 脉冲控制方框图

- “环形分配器”按给定规律分配输入脉冲。对于三相步进电动机，环形分配器是一路输入，三路输出。
- 三相单三拍运行时，第一个电脉冲分给**A**相；第二个电脉冲分给**B**相；第三个电脉冲分给**C**相，完成一个循环。



4.2.3 基本特点

- 三相双三拍运行时各相驱动信号波形图。



正向旋转

反向旋转

图4-7 三相单三拍驱动信号波形图

- 每个循环包含的通电状态数称为“拍数”。拍数可等于相数或相数的二倍。

- 每相脉冲频率** 每循环一次，控制电脉冲的个数总等于拍数 N ，而加在每相绕组上的脉冲电压的个数却等于1。若控制电脉冲频率为 f ，每相脉冲频率用 f_{ϕ} 表示，则 $f_{\phi} = f / N$

三相单三拍	A	B	C			
三相双三拍	AB	BC	CA			
三相六拍	A	AB	B	BC	C	CA





4.2.3 基本特点

2. 步距角 θ_s

每输入一个脉冲电信号转子转过的角度称为步距角，用符号 θ_s 表示。

步距角为
$$\theta_s = \frac{\theta_t}{N} = \frac{360^\circ}{NZ_r} \quad (\text{机械角度})$$

N 为运行拍数, $N = m$ 或 $2m$, m 为电机相数。

步距角与拍数 N 及转子齿数 Z_t 有关。减小步距角，可提高控制精度。

在一个齿距内磁场变化一个周期，用电角度表示时，一个齿距就对应

360°电角度（或 2π 电弧度）。用电角度（或电弧度）表示的齿距角

为 $\theta_{te} = 360^\circ$ 。

用电角度表示时，步距角为
$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_{se} = \frac{\theta_{te}}{N} = \frac{360^\circ}{N} \quad (\text{电角度}) \text{ 与转子齿数无关。} \\ \theta_{se} = \frac{\theta_{te}}{N} = \frac{2\pi}{N} \quad (\text{电弧度}) \end{array} \right.$$

或
$$\theta_{se} = \frac{360^\circ}{N} \frac{Z_r}{Z_r} = \theta_s Z_r$$





4.2.3 基本特点

3. 转速 n

输入一个脉冲，转子转过整个圆周角的 $1/(Z_r N)$ ，即转过 $1/(Z_r N)$ 转。

所以转速为

$$n = \frac{60f}{Z_r N}$$

$60f$ —每分钟的脉冲数

$Z_r N$ —转子转一转所需步数

f 为控制脉冲的频率，即每秒输入的脉冲数。

反应式步进电动机的转速取决于脉冲频率、转子齿数和拍数，与电源电压、负载、温度等因素无关。改变脉冲频率可以改变转速，故可进行无级调速。

步进电动机的转速还可用步距角表示 $n = \frac{60f}{Z_r N} = \frac{60f}{Z_r N} \frac{360^\circ}{360^\circ} = \frac{f}{6^\circ} \theta_s$

改变通电顺序，可以控制电机转向。





4.2.3 基本特点

4. 步进电动机具有自锁能力

当控制电脉冲停止输入，而让最后一个脉冲控制的绕组继续通入直流电时，则电机转子可以保持在固定的位置上，即停在最后一个脉冲控制的角位移的终点位置上。这样，步进电动机可以实现停转时转子定位。





4.3 反应式步进电动机的静态特性

4.3.1 静态转矩 T

4.3.2 矩角特性

4.3.3 静稳定区





4.3 反应式步进电动机的静态特性

● 静止状态

步进电动机一相或几相通入恒定不变的直流电流，这时转子将固定于某一位置上保持不动，称为静止状态。

● 失调角 θ_e

规定定子、转子齿轴线重合的位置为静态空载情况下的初始稳定平衡位置，而转子偏离初始稳定平衡位置的电角度称为失调角 θ_e 。

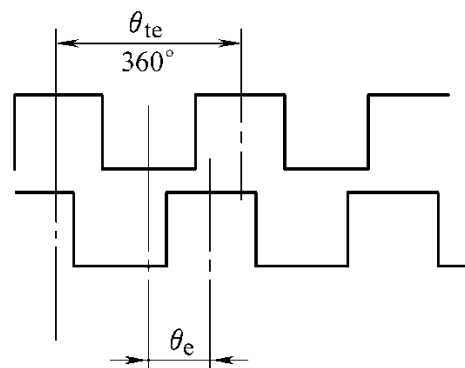


图4-9 初始平衡位置与失调角



4.3 反应式步进电动机的静态特性

● 静态特性

在静止状态下，电磁转矩与失调角之间的函数关系 $T = f(\theta_e)$ ，称为步进电动机的矩角特性。

单相通电时，通电相极下所有齿都产生转矩，由于同一相极下所有定子齿和转子齿相对应的位置都相同，因而电机总转矩为通电相极下各定子齿所产生转矩之和。

4.3.1 静态转矩 T

A相通电时，有
$$U_a = r_a i_a + \frac{d(L_a i_a)}{dt}$$

在 dt 时间内输入的电能为
$$U_a i_a dt = i_a^2 r_a dt + i_a d(L_a i_a) = i_a^2 r_a dt + i_a d\psi$$



4.3.1 静态转矩

$$U_a i_a dt = i_a^2 r_a dt + i_a d(L_a i_a) = i_a^2 r_a dt + i_a d\psi$$

式中第一部分 $i_a^2 r_a dt$ 为电阻损耗；第二部分 $i_a d\psi = dW_m$ 为磁场储能的增长量，是电机对外做功的能源。

电磁转矩 T 驱使转子转过偏转角 $d\theta$ 时，步进电动机对外输出的机械能 $Td\theta$ ，从能量平衡关系 $Td\theta = dW_m$

即静态转矩为

$$T = \frac{dW_m}{d\theta}$$

在线性系统中

$$W_m = \frac{1}{2} LI^2$$

若控制绕组中的电流 I 为常数，每相控制绕组是两个极上绕组串接而成，且每极绕组的匝数为 N ，则

$$L = 2N^2 \Lambda$$

$$dW_m = d\left(\frac{1}{2} LI^2\right) = (NI)^2 d\Lambda$$

$$T = \frac{dW_m}{d\theta} = (NI)^2 Z_r \frac{d\Lambda}{d\theta_e} = F_\delta^2 Z_r \frac{d\Lambda}{d\theta_e}$$





4.3.1 静态转矩

$$T = \frac{dW_m}{d\theta} = (NI)^2 Z_r \frac{d\Lambda}{d\theta_e} = F_\delta^2 Z_r \frac{d\Lambda}{d\theta_e}$$

$F_\delta = NI$ 为每极控制绕组的磁动势； Z_r 为转子齿数； $\frac{d\Lambda}{d\theta_e}$ 为气隙磁导对失调角的变化率。

气隙磁导 Λ 可表示为 $\Lambda = Z_s l \lambda$

λ 为气隙比磁导； Z_s 为定子每极下的小齿数； l 为铁心长度。

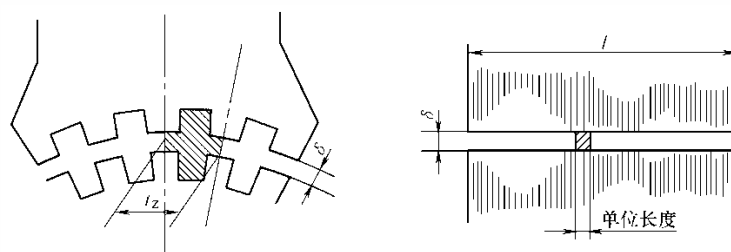


图4-10 气隙比磁导定义图





4.3.1 静态转矩

气隙比磁导的大小和齿的形状、齿宽与齿距之比、气隙与齿距之比及齿部的饱和度有关，且是失调角的周期性函数，其周期为齿距 θ_{te} 。用傅氏级数表示为

$$\lambda = \lambda_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \lambda_n \cos(n\theta_e)$$

忽略高次谐波影响影响时，气隙比磁导为 $\lambda = \lambda_0 + \lambda_1 \cos \theta_e$

由此可得

$$T = -F_{\delta}^2 Z_s Z_r l \lambda_1 \sin \theta_e$$

静态转矩 T 是失调角 θ_e 的正弦函数，它的作用总是使转子位置趋向于失调角为零；在结构一定且磁路不饱和的条件下静态转矩的大小与 I^2 成正比。





4.3.2 矩角特性

矩角特性是控制绕组通电状态不变时，电磁转矩与转子偏转角的关系，即静态转矩与失调角的关系 $T = f(\theta_e)$ 。

1. 单相控制的矩角特性

$$T = -F_{\delta}^2 Z_s Z_r l \lambda_1 \sin \theta_e = -T_{sm} \sin \theta_e$$

$$T_{sm} = F_{\delta}^2 Z_s Z_r l \lambda_1 \text{ 为最大静转矩。}$$

最大静转矩直接影响步进电动机的负载的能力和性能，是重要的性能指标之一。

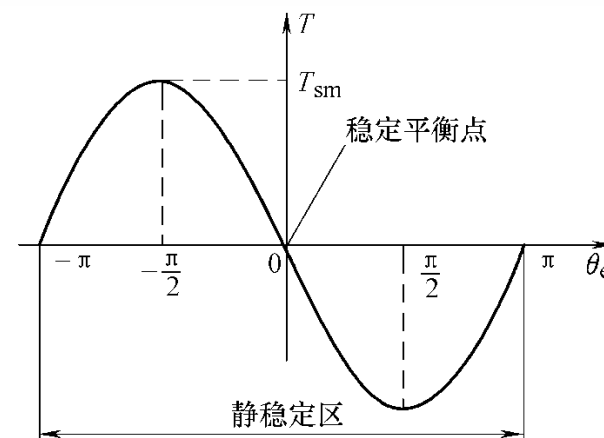


图4-11 单相控制的矩角特性



4.3.2 矩角特性



2. 多相通电时的矩角特性

一般来说，多相通电时的矩角特性以及最大静态转矩与单相通电时不同。多相通电时的矩角特性可近似地由每相各自通电时的矩角特性叠加起来求出。

► 三相步进电动机当两相通电时（如**A**、**B**两相）的矩角特性

设**A**通电时，距角特性为

$$T_A = -T_{sm} \sin \theta_e$$

则**B**通电时，距角特性为

$$T_B = -T_{sm} \sin(\theta_e - 120^\circ)$$

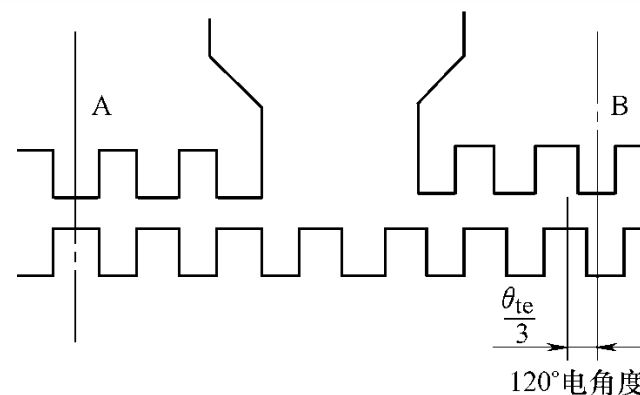


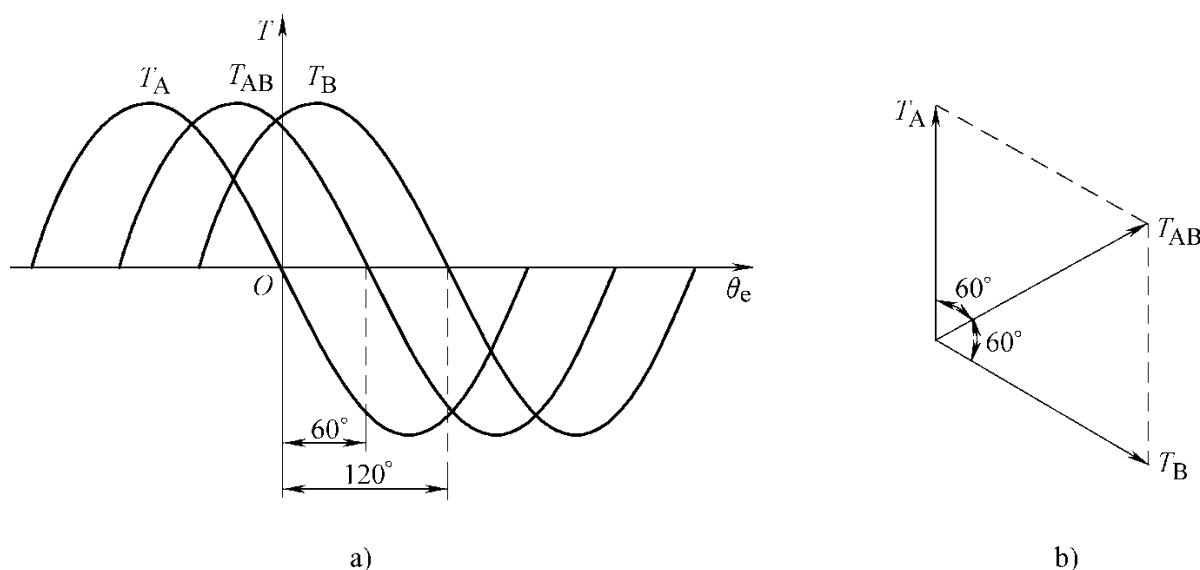
图4-12 A相、B相定子齿相对转子齿的位置



4.3.2 矩角特性

当**A**、**B**两相同时通电时合成矩角特性应为

$$T_{AB} = T_A + T_B = -T_{sm} \sin \theta_e - T_{sm} \sin(\theta_e - 120^\circ) = -T_{sm} \sin(\theta_e - 60^\circ)$$



(a) 矩角特性

(b) 转矩矢量图

图4-13 三相步进电动机单相、两相通电时的转矩

它是一条幅值不变、相移**60°**的正弦曲线。



4.3.2 矩角特性

► 五相步进电机的单相、二相、三相通电时矩角特性

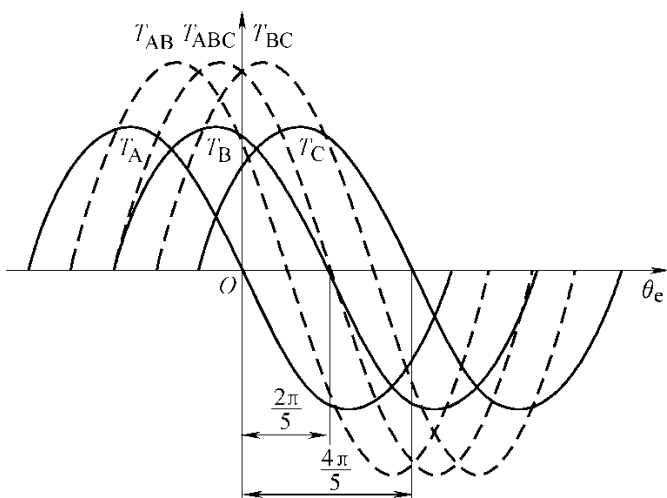


图4-14 五相步进电动机单相、二相、三相通电时的矩角特性

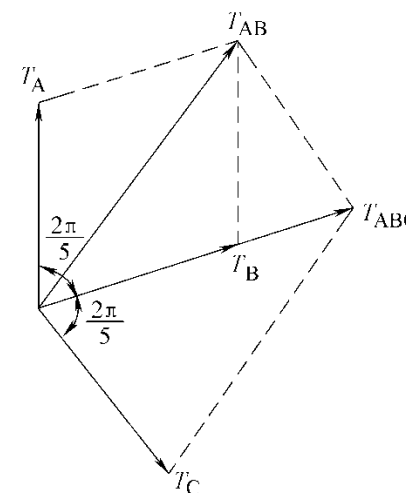


图4-15 五相步进电动机转矩矢量图

二相和三相通电时矩角特性相对A相矩角特性分别移动了 36° 和 72° ，静态转矩最大值两者相等。因此，五相步进电动机可采用二相~三相运行方式。





4.3.2 矩角特性

➤ m 相电机， n 相同时通电时的矩角特性

$$T_1 = -T_{sm} \sin \theta_e$$

$$T_2 = -T_{sm} \sin(\theta_e - \theta_{se})$$

$$\vdots$$

$$T_n = -T_{sm} \sin[\theta_e - (n-1)\theta_{se}]$$

n 相同时通电时

$$\begin{aligned} T_{1\sim n} &= T_1 + T_2 + \cdots + T_n \\ &= -T_{sm} \{ \sin \theta_e + \sin(\theta_e - \theta_{se}) + \cdots + \sin[\theta_e - (n-1)\theta_{se}] \} \\ &= -T_{sm} \frac{\sin(n\theta_{se}/2)}{\sin(\theta_{se}/2)} \sin[\theta_e - \frac{(n-1)}{2}\theta_{se}] \\ &= -T_{sm(1\sim n)} \sin[\theta_e - \frac{(n-1)}{2}\theta_{se}] \end{aligned}$$

θ_{se} 为单拍制运行方式时的步距角； $T_{sm(1\sim n)} = T_{sm} \frac{\sin(n\theta_{se}/2)}{\sin(\theta_{se}/2)} = nT_{sm} \left(\frac{\sin(n\theta_{se}/2)}{n \sin(\theta_{se}/2)} \right)$





4.3.2 矩角特性

例如五相步进电动机两相通电时转矩最大值为

$$T_{sm(AB)} = T_{sm} \frac{\sin(n\theta_{se}/2)}{\sin(\theta_{se}/2)} = T_{sm} \frac{\sin(2\pi/5)}{\sin(\pi/5)} = 1.62T_{sm} \quad \theta_{se} = \frac{2\pi}{m} = \frac{2\pi}{5}$$

三相通电时转矩最大值为

$$T_{sm(ABC)} = T_{sm} \frac{\sin(3\pi/5)}{\sin(\pi/5)} = 1.62T_{sm}$$

应当注意，最大静态转矩 T_{sm} 与控制绕组中电流的平方成正比，其前提条件是磁路不饱和，实际上当电流达到一定数值后，磁路开始饱和，正比关系被破坏，随 I 增大， T_{sm} 增大得越来越慢。

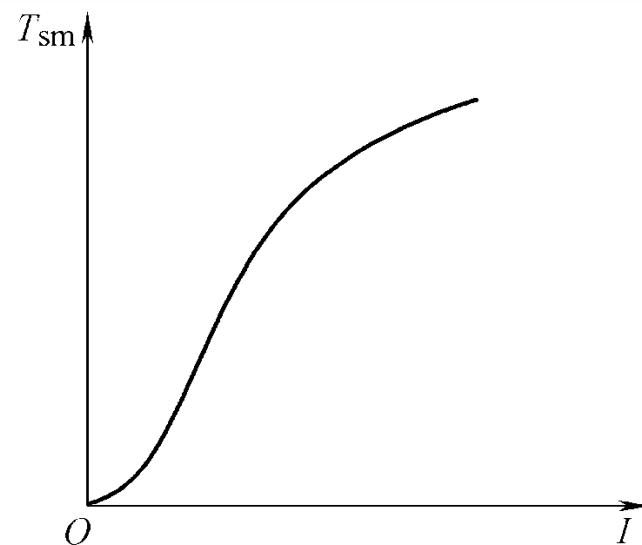
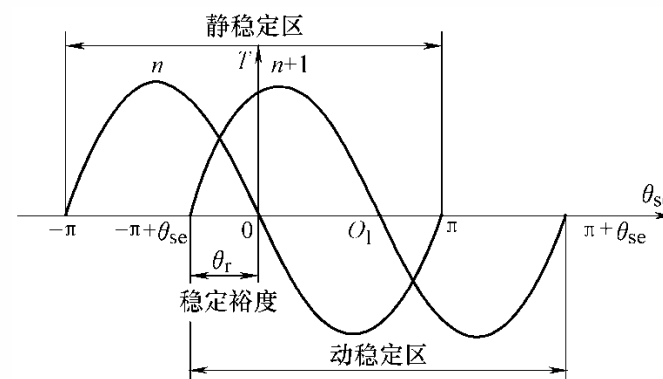


图4-16 最大静态转矩与控制电流的关系

4.3.3 静稳定区



- **稳定平衡点** 当 $\theta_e = 0$ 时, $T = 0$, 该位置称为稳定平衡点。
- **静稳定区** 在 $-\pi < \theta_e < \pi$ 区间内, T 与 θ_e 方向相反, T 总是阻止 θ_e 变化, 若由于外力矩使转子偏离稳定平衡点, 只要在上述范围内, 一旦去掉外力, 转子就能在静态转矩的作用下返回到稳定平衡点。区间 $-\pi < \theta_e < \pi$ 称为静稳定区。
- **不稳定平衡点** 在 $\theta_e = \pm\pi$, 虽然也有 $T = 0$, 但 $\theta_e < -\pi$ 或 $\theta_e > \pi$ 后, 静态转矩与 θ_e 的方向一致, 驱使转子背离稳定平衡点, 故 $\theta_e = \pm\pi$ 的位置称为不稳定平衡点。





4.4 反应式步进电动机的动态特性

4.4.1 步进运行状态时的动态特性

4.4.2 连续运行状态时的动态特性

4.4.3 步进电动机的起动特性





4.4 反应式步进电动机的动态特性

动态特性是指脉冲电压按一定的分配方式加到各控制绕组上，步进电动机所具有的特性。脉冲频率不同，步进电动机的运行性能也不同。

分为三个区段分析：

- 脉冲频率极低的步进运行
- 高频率脉冲的连续运行
- 介于上述两段脉冲频率之间的运行





4.4.1 步进运行状态时的动态特性

1. 动稳定区和稳定裕度
2. 最大负载能力（起动转矩）
3. 转子的自由振荡过程





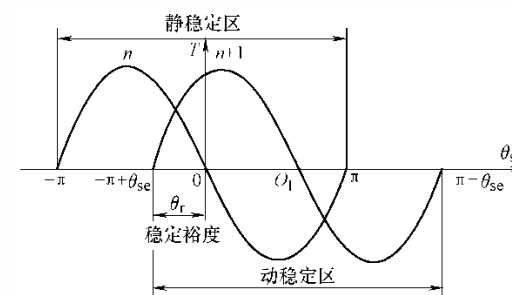
4.4.1 步进运行状态时的动态特性

控制电脉冲的间隔时间大于步进电动机过渡过程所需的时间，称为步进运行状态。

1. 动稳定区和稳定裕度

■ **动稳定区** 是指步进电动机从一种通电状态切换到另一种通电状态，不至引起失步的区域。

当步进电动机处于矩角特性曲线“ n ”所对应的稳定状态时，输入一个脉冲，使其控制绕组改变通电状态，矩角特性向前跃移一个步距角 θ_{se} ，稳定平衡点也由 0 变为 O_1 ，相对应的静稳定区为 $(-\pi + \theta_{se}) < \theta_e < (\pi + \theta_{se})$ 。在改变通电状态时，只有当转子起始位置在此区间，才能使它向 O_1 点运动，达到该稳定平衡位置。因此把区域称 $(-\pi + \theta_{se}) < \theta_e < (\pi + \theta_{se})$ 为动稳定区。



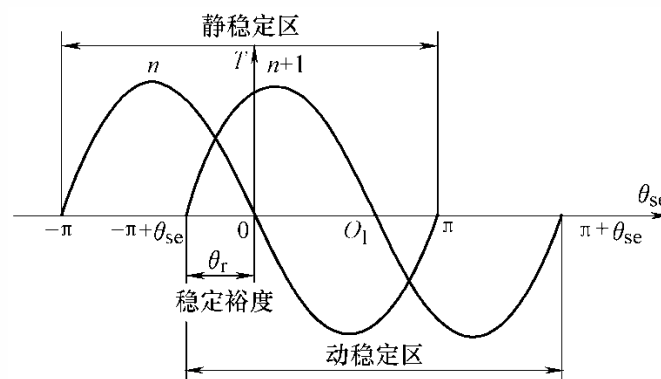


4.4.1 步进运行状态时的动态特性

- **稳定裕度** 把矩角特性曲线“ n ”的稳定平衡点 0 离开曲线“ $n+1$ ”的不稳定平衡点的距离 $(-\pi + \theta_{se})$ ，称为“稳定裕度”。

$$\text{稳定裕度为 } \theta_r = \pi - \theta_{se} = \pi - \frac{2\pi}{m} = \frac{\pi}{m}(m-2)$$

θ_{se} 为单拍制运行时的步距角。



可见，反应式步进电动机的相数必须大于**2**。





4.4.1 步进运行状态时的动态特性

2. 最大负载能力（起动转矩）

步进电动机在步进运行时所能带动的最大负载，可由相邻两条矩角特性交点所对应的电磁转矩 T_{st} 来确定。

情况1： 负载转矩 $T_L < T_{st}$ 时，**A**相通电时，转子处于**a**点；改由**B**相通电时，转子稳定后位于**b**点，前进一步。

情况2： 负载转矩 $T'_L > T_{st}$ 时，**A**相通电时，转子处于**a''**点；改由**B**相通电时，转子不能前进。

若矩角特性为幅值相同的正弦波，则
$$T_{st} = T_{sm} \sin \frac{\pi - \theta_{se}}{2} = \cos \frac{\theta_{se}}{2} = \cos \frac{\pi}{N}$$

只有拍数 $N > 2$ 时，起动转矩 T_{st} 大于零。

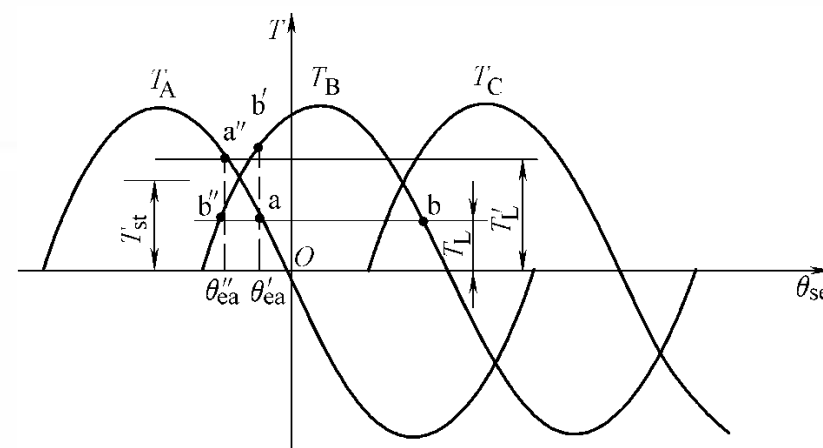


图4-18 最大负载能力的确定



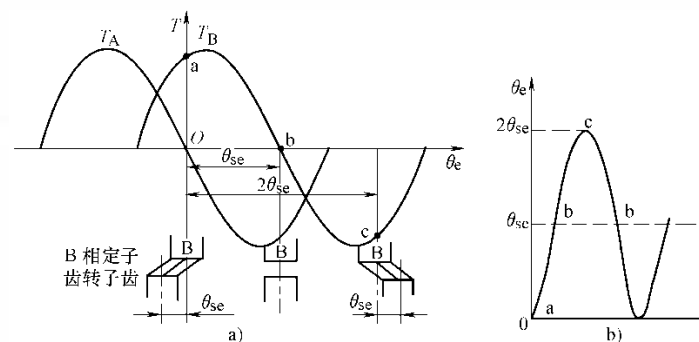


4.4.1 步进运行状态时的动态特性

3. 转子的自由振荡过程

步进电动机在步进运行状态，转子是经过一个振荡过程后才稳定在平衡位置的。

A相通电，转子处于失调角 $\theta_e = 0$ 的位置，对应于原点 **O**；换接到 **B**相通电，稳定后转子在 θ_e 的 θ_{se} 点。



(a) 示意图 (b) 振荡曲线

图4-19 无阻尼时转子的自由振荡

- 自由振荡过程 绕组由**A**相通电到**B**相通电后，转子在电磁转矩作用下，转子位置由 $O(a) \rightarrow b \rightarrow c$
 $a \leftarrow b \leftarrow c$





4.4.1 步进运行状态时的动态特性

- 自由振荡的幅值、频率和周期 自由振荡的幅值为步距角 θ_{se} 。若振荡角频率用 ω'_0 表示，相应的振荡频率和周期为

$$f'_0 = \frac{\omega'_0}{2\pi} \quad T'_0 = \frac{1}{f'_0} = \frac{2\pi}{\omega'_0}$$

自由振荡角频率 ω'_0 与振荡的幅值有关。当拍数很多、步距角很小时，振荡的振幅就很小，这时振荡的角频率称为固有振荡角频率，用 ω_0 表示，理论上可以证明固有振荡角频率为 $\omega_0 = \sqrt{T_{sm} Z_r / J}$

随着拍数减少，步距角增大，自由振荡的振幅也增大，自由振荡频率就降低。 ω'_0 / ω_0 比值与振荡的幅值（即步距角）的关系如图4-20所示。

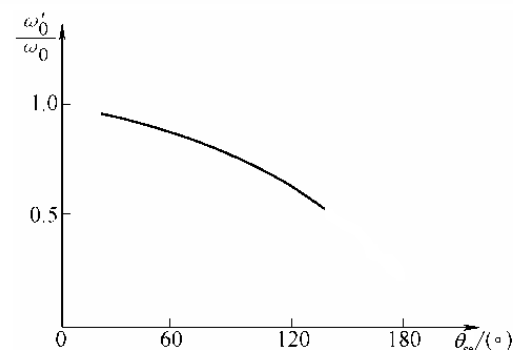


图4-20 ω'_0 / ω_0 与振荡的幅值的关系





4.4.1 步进运行状态时的动态特性

- **衰减振荡** 由于轴上的摩擦，风阻及内部电阻尼等存在，单步运动时转子环绕平衡位置的振荡过程总是衰减的。阻尼作用越大，衰减得越快，最后仍稳定于平衡位置附近。

必须指出，单步运行时所产生的振荡现象对步进电动机的运行是很不利的，它影响了系统的精度，带来了振动及噪音。严重时甚至使转子丢步。为了使转子振荡衰减得快，在步进电动机中往往专门设置了特殊的阻尼器。

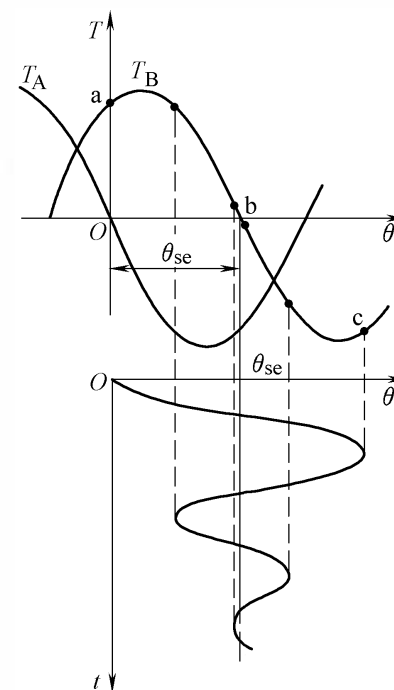


图4-21 阻尼时转子的衰减振荡





4.4.2 连续运行状态时的动态特性

1. 动态转矩
2. 运行矩频特性
3. 最高连续运行频率
4. 低频共振和低频丢步现象
5. 高频振荡





4.4.2 连续运行状态时的动态特性

当步进电动机在输入脉冲频率 f 较高，其周期比转子振荡过渡过程时间还短时，转子作连续的旋转运动，这种运行状态称作连续运行状态。

1. 动态转矩

步进电动机在连续运行状态所产生的电磁转矩称为动态转矩。

在分析静态矩角特性时得最大静转矩 $T_{sm} = (NI)^2 Z_s Z_r l \lambda_1 \propto I^2$ ，在分析步进运行时又得到最大负载能力 $T_{st} = T_{sm} \cos \frac{\pi}{N} \propto T_{sm} \propto I^2$ 。

当控制脉冲频率达到一定数值之后，频率再升高，由于定子绕组电感的影响，绕组电流的波形由低频时的近似矩形波变为高频时的近似三角波，其幅值和平均值都较小，使动态转矩大大下降，负载能力降低。[不同控制频率时的电流波形](#)

此外，控制脉冲频率升高时，铁心中涡流增加，使动态转矩下降。





4.4.2 连续运行状态时的动态特性

2. 运行矩频特性

当控制脉冲频率达到一定数值之后，再增加频率，由于电感和涡流作用使动态转矩减小。可见，动态转矩是电源脉冲频率的函数，把这种函数关系称为步进电动机运行时的转矩-频率特性，简称为**运行矩频特性**。

矩频特性表明，在一定控制脉冲频率范围内，随频率升高，电机的功率和转速都相应地提高，超出该范围则随频率升高转矩下降，步进电动机带负载的能力也逐渐下降，达到某一频率以后，就带不动任何负载，而且只要受到一个很小的扰动，就会振荡、失步以至停转。

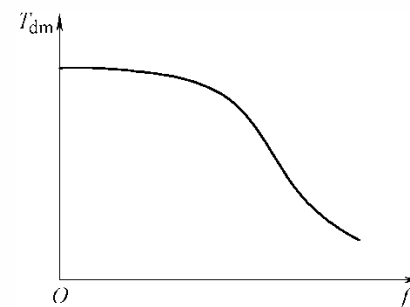


图4-22 运行矩频特性



4.4.2 连续运行状态时的动态特性

3. 最高连续运行频率

当控制电源的脉冲频率连续提高时，在一定性质和大小的负载下，步进电动机能正常连续运行时（不丢步、不失步）所能加到的最高频率称为**最高连续运行频率**或最高跟踪频率。

最高连续运行频率与负载的大小有关，一般分**空载运行频率** f_{ru0} 和**额定负载运行频率** f_{ruN} 。

$f_{ru0} > f_{ruN}$ 。例如，步进电动机**70BF03**，其空载运行频率， $f_{ru0} = 16000$ **Hz**，额定负载运行频率为 $f_{ruN} = 4000$ **Hz**。最高连续运行频率是步进电动机的重要技术指标。





4.4.2 连续运行状态时的动态特性

4. 低频共振和低频丢步现象

- **低频丢步现象** 是指步进电动机在低频运行时，转子运动步数少于给定脉冲数的现象。

是否丢步与下一脉冲到来时转子的位置有关。不同脉冲频率时转子的位置如图4-23所示。

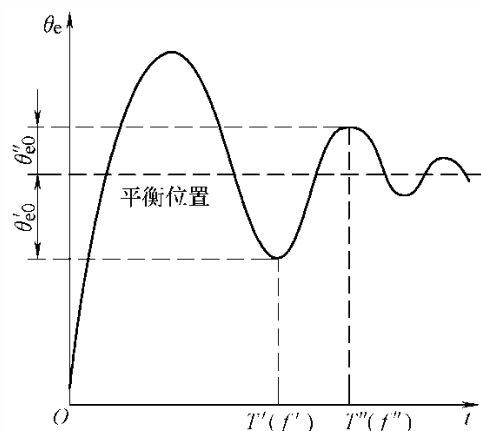


图4-23 不同脉冲周期的转子位置



4.4.2 连续运行状态时的动态特性

❁ 低频丢步的物理过程

以三相步进电动机为例。

正常情况

A a_0

B b_0

C c_0

丢步情况

A a_0

经BCA三个脉冲后转子仍在 a_0 点，丢3步。

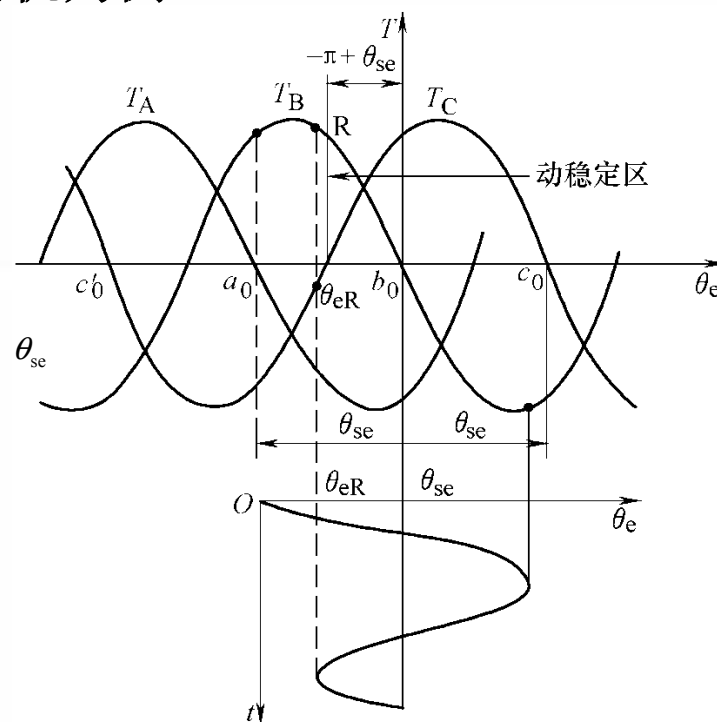


图4-24 步进电动机的低频丢步

如果阻尼作用比较强，那么电机振荡衰减得比较快，转子振荡回摆的幅值就比较小，转子对应于R点的位置如果处在动稳定区之内，电磁转矩就是正的，电机就不会丢步。

另外拍数越多，步距角越小，动稳定区接近静稳定区，这样也可以消除低频失步。





4.4.2 连续运行状态时的动态特性

- **低频共振现象** 当控制脉冲频率等于转子振荡频率的 $1/K$ 倍时，如果阻尼作用不强，即使电机不发生低频失步，也会产生强烈振动，这就是步进电机低频共振现象。

图4-25表示 $K=2$ 时转子的转子运动规律，可见具有明显的振荡特性。共振时，电机就会出现强烈振动，甚至失步而无法工作，所以一般不容许电机在共振频率下运行。如果采用较多拍数，再加上一定的阻尼和干摩擦负载，电机振动的振幅可以减小，并能稳定运行。

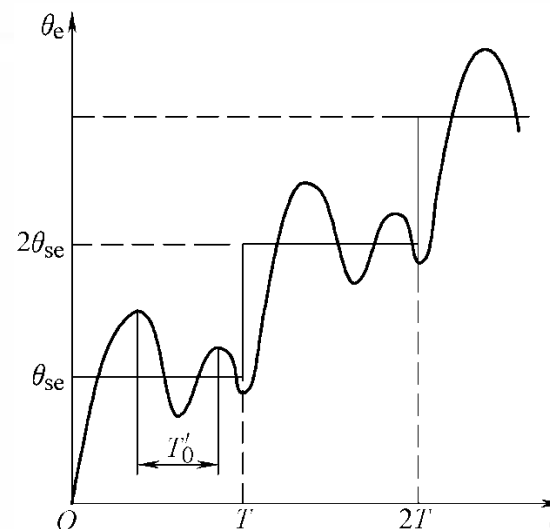


图4-25 低频共振时的转子运动规律



4.4.2 连续运行状态时的动态特性

5. 高频振荡

高频振荡是指脉冲电压的频率达到相当高时，电机出现明显的振荡现象。如果脉冲频率快速越过这一频段达到更高值时，电动机仍能继续稳定运行。

高频振荡的原因是由于步进电动机定、转子上有齿槽存在，转子旋转过程中在控制绕组中感应一个交变电动势和交流电流，产生一个对转子运动起制动作用的电磁转矩。该转矩将随着转速的上升而下降，即具有负阻尼性质，因而使转子的运动有产生自发振荡的性质。在严重的情况下，电动机要失步甚至停转。

步进电动机铁心表面的附加损耗和转子对空气的摩擦损耗等形成阻尼转矩，它随着转速的升高而增大，若与电磁阻尼转矩配合恰当，则电机总的内阻尼转矩特性可能不出现负阻尼区，高频振荡现象也就不会出现。





4.4.3 步进电动机的起动特性

1. 起动矩频特性
2. 起动惯频特性
3. 起动频率





4.4.3 步进电动机的起动特性

步进电动机的起动性能用起动矩频特性、起动惯频特性和起动频率来描述。

1. 起动矩频特性

起动矩频特性 在给定驱动电源的条件下，负载转动惯量一定时，起动频率 f_{st} 与负载转矩 T_L 的函数关系 $f_{st} = f(T_L)$ ，称作起动矩频特性。

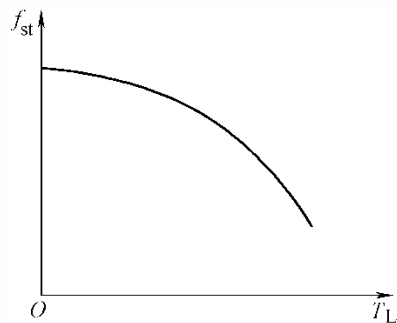


图4-26 起动矩频特性

转动惯量一定时，随着负载的增加，其起动频率是下降的。

4.4.3 步进电动机的起动特性



2. 起动惯频特性

起动惯频特性 在给定驱动电源的条件下，负载转矩不变时，起动频率 f_{st} 与负载转动惯量 J 的函数关系 $f_{st} = f(J)$ ，称作起动惯频特性。

负载转矩不变时，随着转动惯量的增加，起动频率也是下降的。

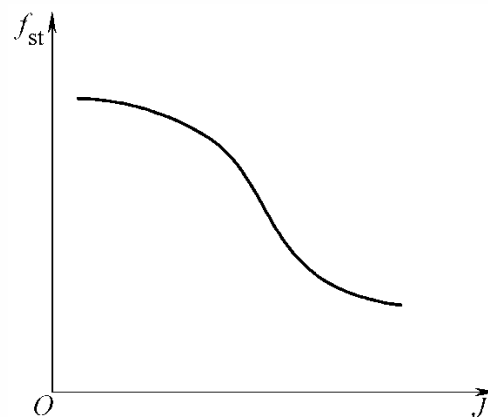


图4-27 起动惯频特性



4.4.3 步进电动机的起动特性

3. 起动频率

电机正常起动时（不丢步、不失步）所能加的最高控制频率称为**起动频率或突跳频率**。

起动频率与负载大小有关，因而指标分空载起动频率 f_{st0} 和负载起动频率 f_{stL} 。

f_{stL} 比 f_{st0} 低得多。例如，**70BF03**步进电动机， $f_{st0} = 2000 \text{ Hz}$ ，在**0.1176 N.m**的负载下起动频率 $f_{stL} = 1000 \text{ Hz}$ 。

提高起动频率的措施 {

- 增大电动机的动态转矩；
- 减小转动部分的转动惯量；
- 增加拍数，减小步距角。





复习

矩角特性：一相通电时的矩角特性；多相通电时的矩角特性。

负载能力

静稳定区；动稳定区；稳定裕度。

动态转矩

运行矩频特性

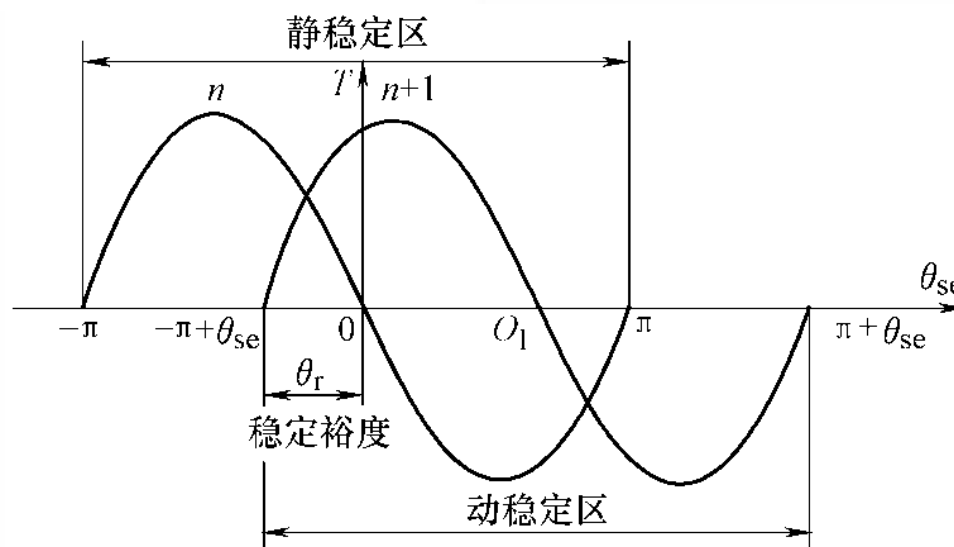
最高连续运行频率

低频振荡丢步现象

起动矩频特性

起动惯频特性

起动频率





4.5 步进电动机的其它类型及主要性能指标

4.5.1 步进电动机的其它类型

4.5.2 步进电动机的主要性能指标





4.5.1 步进电动机的其它类型

1. 多段反应式步进电动机
2. 永磁式步进电动机
3. 感应子式永磁步进电动机
4. 直线和平面式步进电动机





4.5.1 步进电动机的其它类型

1. 多段反应式步进电动机

- 结构** 轴向磁路多段式步进电动机的结构如图4-28所示。定、转子铁心均沿电机轴向按相数分段，每一组定子铁心放置一相环形的控制绕组。定、转子圆周上冲有形状和数量相同的小齿。定子铁心（或转子铁心）相邻两段错开 $1/m$ 齿距。

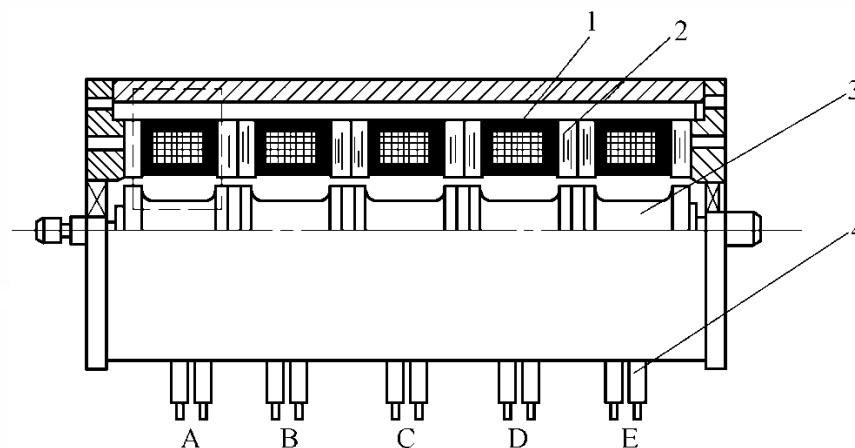


图4-28 多段式轴向磁路反应式步进电动机
1-线圈；2-定子；3-转子；4-引线

- 特点** 定子空间利用率较好，环形控制绕组绕制较方便；转子的惯量较低；步距角也可以做得较小，起动和运行频率较高。但是在制造时，铁心分段和错位工艺较复杂，精度不易保证。



4.5.1 步进电动机的其它类型

2. 永磁式步进电动机

- 结构** 永磁式步进电动机定子上有两相或多相绕组，转子为一对或几对极的星形磁钢，转子的极数与定子每相的极数相同。
- 工作原理** 当定子绕组按 $A \rightarrow B \rightarrow (-A) \rightarrow (-B) \rightarrow \dots$ 轮流通直流脉冲时，转子依次转过 45° ，一个循环转过 180° ，步距角为 45° 。
- 特点** 控制功率小；在断电情况下有定位转矩；有强的内阻尼力矩。步距角大；起动频率较低；要求电源供给正负脉冲，使电源的变得复杂。

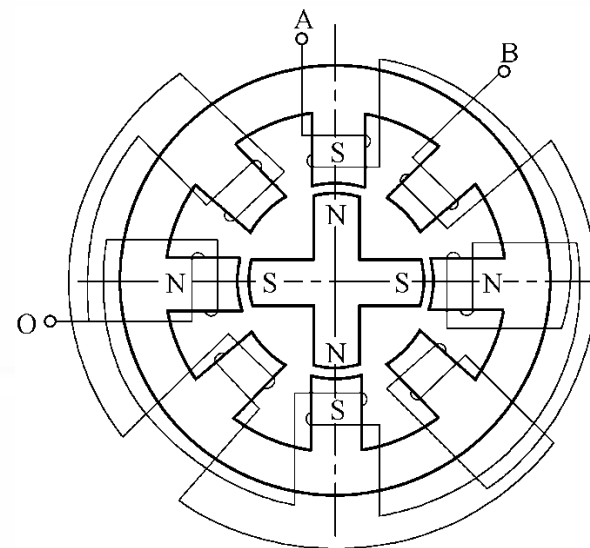


图4-29 永磁式步进电动机



4.5.1 步进电动机的其它类型

3. 感应子式永磁步进电动机

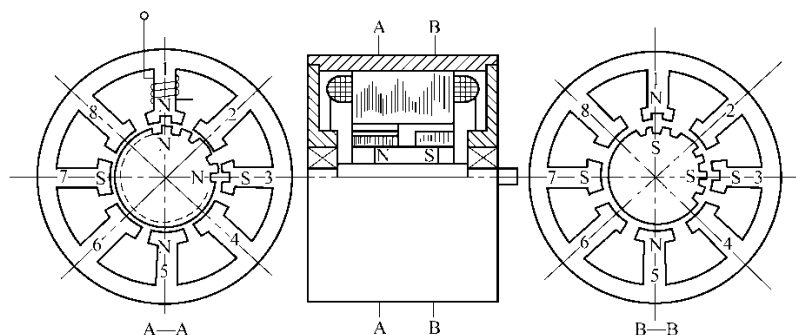


图4-30 感应子式永磁步进电动机

- 结构** 两相感应子式永磁步进电动机的定子结构与单段反应式步进电动机相同，1、3、5、7极上的控制绕组串联为**A**相，2、4、6、8极上的控制绕组串联为**B**相。转子是由环形磁铁和两端铁心组成。两端转子铁心上沿外圆周开有小齿，两端铁心上的小齿彼此错过 $1/2$ 齿距。定、转子齿数的配合与单段反应式步进电动机相同。



4.5.1 步进电动机的其它类型

● 工作原理（图4-30）

转子磁钢充磁后，**A**端为**N**极，**B**端为**S**极；

A相通电时，定子**1、3、5、7**极上的极性为**N、S、N、S**。定子磁极**1**和**5**上的齿在**A**端则与转子槽对齐，磁极**3**和**7**上的齿与**A**端上的转子齿对齐；

B相通电时，由于**B**相四个极（**2、4、6、8**极）上的齿与转子齿都错开**1/4**齿距，转子前进**1/4**齿距；

由于定子同一个极的两端极性相同，转子两端极性相反，但错开半个齿距，所以当转子偏离平衡位置时，两端作用转矩的方向是一致的。





4.5.1 步进电动机的其它类型

当定子各相绕组按顺序通以直流脉冲时，其步距角为

$$\theta_s = \frac{360^\circ}{2mZ_r} \quad (\text{机械角})$$

或

$$\theta_{se} = \theta_s \cdot Z_r = \frac{180^\circ}{m} \quad (\text{电角度})$$

■ 特点

步距角小；起动和运行频率高；效率高；具有定位转矩。兼有反应式和永磁式步进电动机两者的优点。

但是它需要有正、负电脉冲供电，并且在制造时比较复杂。





4.5.1 步进电动机的其它类型

4. 直线和平面式步进电动机

在控制脉冲作用下，直线步进电动机做直线运动，平面步进电动机做平面运动。

直线步进电动机

动子：I形极片；永久磁铁；
控制绕组。

定子：软磁材料开槽，齿距为 t 。

位置关系：**a**和**c**间为 $1.5t$

a和**a'**间为 kt

a和**d**间为 $(k'+1/4)t$

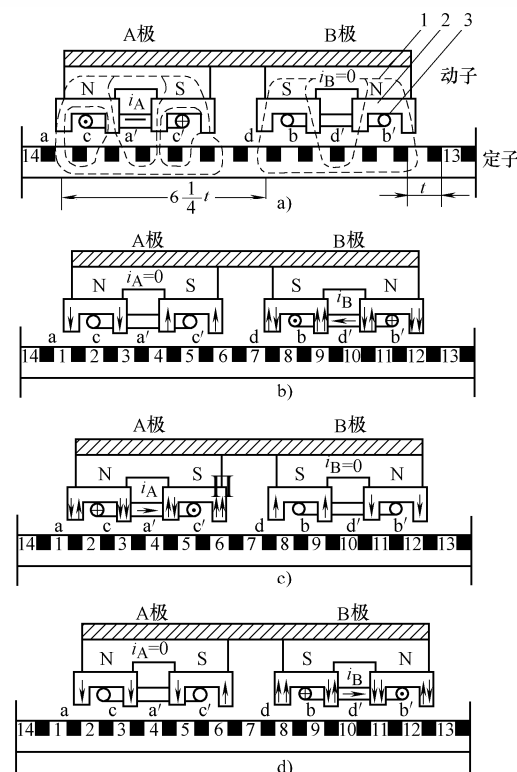


图4-31 直线步进电动机

1-永久磁铁；2-II形极片；3-控制绕组





4.5.1 步进电动机的其它类型

A相正向通电

a和a'中磁通加强, c、c'中磁通削弱
转子位置如图a) ;

B相正向通电

b和b'中磁通加强, d、d'中磁通削弱
转子位置如图b) ;

A相反向通电

c和c'中磁通加强, a、a'中磁通削弱
转子位置如图c) ;

B相反向通电

d和d'中磁通加强, b、b'中磁通削弱
转子位置如图d) ;

要使动子向左移动, 将上述四个阶段的通电顺序倒过来即可。

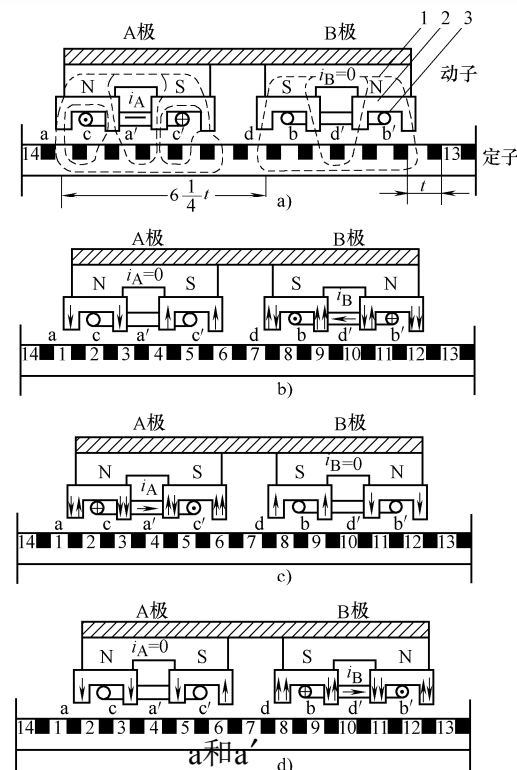


图4-31 直线步进电动机

1-永久磁铁; 2-II形极片; 3-控制绕组





4.5.1 步进电动机的其它类型

- 平面步进电动机** 平面式步进电动机可看作是两个直线步进电动机的组合。定子为一块平板，其上开有X轴和Y轴方向的齿槽。定子齿排成方格形，槽中注入环氧树脂；动子由两台上述这样的直线步进电动机组成。它们分别保证动子沿互相垂直的X轴和Y轴移动。这样，只要设计适当的控制程序，借以产生一定的脉冲信号，就可以使动子在XY平面上作任意几何轨迹的运动，并定位在平面上任何一点。

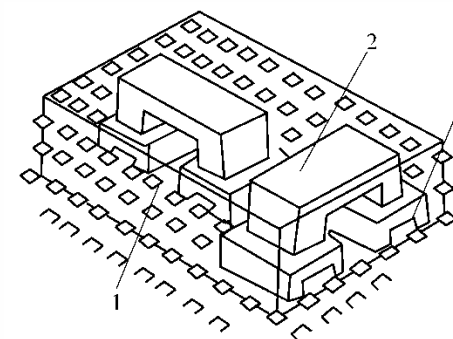


图4-32平面步进电动机
1-平台；2-磁钢；3-磁极

平面步进电动机采用气垫装置，将动子支承起来，使动子移动时，不与定子直接接触，因而无摩擦，且惯性小、噪音低、可快速移动。



4.5.2 步进电动机的主要性能指标

1. 最大静转矩
2. 步距角
3. 静态步距角误差
4. 起动频率和起动频率特性
5. 运行频率和运行矩频特性





4.5.2 步进电动机的主要性能指标

1. 最大静转矩 T_{sm}

最大静转矩 T_{sm} 是指在规定的通电相数下矩角特性上的转矩最大值。通常在技术数据中所规定的最大静转矩是指一相绕组通上额定电流时的最大转矩值。

按最大静转矩的大小可把步进电动机分为伺服步进电动机和功率步进电动机。伺服步进电动机的输出转矩较小，有时需要经过液压力矩放大器或伺服功率放大系统放大后再去带动负载。而功率步进电动机可直接带动负载，使系统简化，传动精度提高。

2. 步距角 θ_s

步距角 θ_s 是指输入一个电脉冲转子转过的角度。步距角的大小直接影响步进电动机的起动频率和运行频率。相同尺寸的步进电动机，步距角越小的起动、运行频率越高。





4.5.2 步进电动机的主要性能指标

3. 静态步距角误差 $\Delta\theta_s$

静态步距角误差 $\Delta\theta_s$ 是指实际步距角与理论步距角之间的差值，常用理论步距角的百分数或绝对值来表示。

4. 起动频率和起动频率特性

起动频率 f_{st} 是指步进电动机能够不失步起动的最高脉冲频率。技术数据中给出空载起动频率和负载起动频率。实际使用时，大多是在负载情况下起动，所以又给出起动的矩频特性，以便确定负载起动频率。

5. 运行频率和运行矩频特性

运行频率 f_{ru} 是指步进电动机起动后，控制脉冲频率连续上升而不失步的最高频率。通常在技术数据中也给出空载运行频率和负载运行频率，运行频率的高低与负载阻转矩的大小有关，所以又给出了运行矩频特性。





4.6 步进电动机的驱动电源

1. 单一电压型驱动电源
2. 高、低压切换型驱动电源
3. 电流控制的高、低压切换电源
4. 步进电动机驱动电源实例





4.6 步进电动机的驱动电源

步进电动机及其驱动电源是一个相互联系的整体。步进电动机的运行性能是由电动机和驱动电源两者配合所反映出来的综合效果。

步进电动机的驱动电源，基本上包括变频信号源、脉冲分配器和脉冲放大器三个部分。

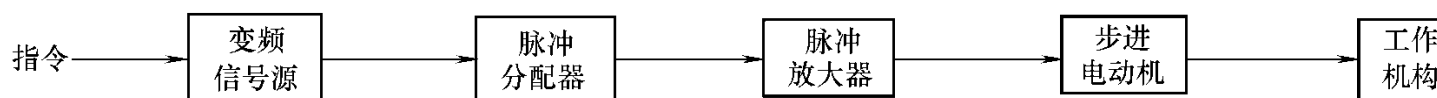


图4-33 步进电动机驱动电源方框图

按脉冲的供电方式来分有：单一电压型电源；高、低压切换型电源；电流控制的高、低压切换型电源；细分电路电源等。着重介绍常用的单一电压型和高、低压切换型两种电源。





4.6 步进电动机的驱动电源

1. 单一电压型驱动电源

单一电压型电源是最简单的驱动电源，其原理电路如图4-34所示。 u_{ka} 为高电平时 VT_1 导通，绕组通电； u_{ka} 为低电平时 VT_1 关断，绕组断电。

R_{f1} 作用 减小电路的时间常数 τ_a ，这样可增大动态转矩，提高起动和连续运行频率，并使起动和运行转矩特性下降缓慢。

C 的作用 可强迫控制电流加快上升，使电流波形前沿更陡，改善波形。

VD_1 和 R_{f2} 的作用 形成放电回路，限制功率管 VT_1 上的电压，保护功率管。

单一电压型电源线路简单、功放元件少、成本低，但效率较低。

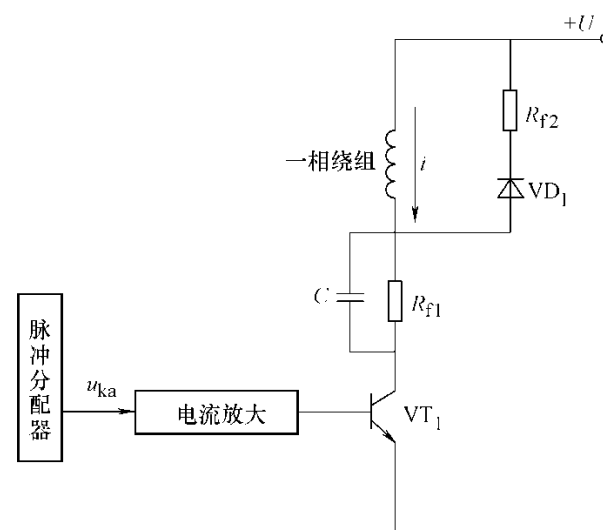


图4-34 单一电压型驱动电源



4.6 步进电动机的驱动电源

2. 高、低压切换型驱动电源

高、低压切换型电源，其原理电路如图4-35所示。步进电动机的每一相控制绕组需要有两只功率元件串联，它们分别由高压和低压两种不同的电源供电。

高压供电是用来加速电流的上升速度，改善电流波形的前沿，而低压是用来维持稳定的电流值。

R_{f1} 的作用调节控制绕组的电流值，使各相电流平衡。

VD_2 及 R_{f2} 作用是构成续流电路。

这种电源效率较高，起动和运行频率也比单一电压型电源要高。

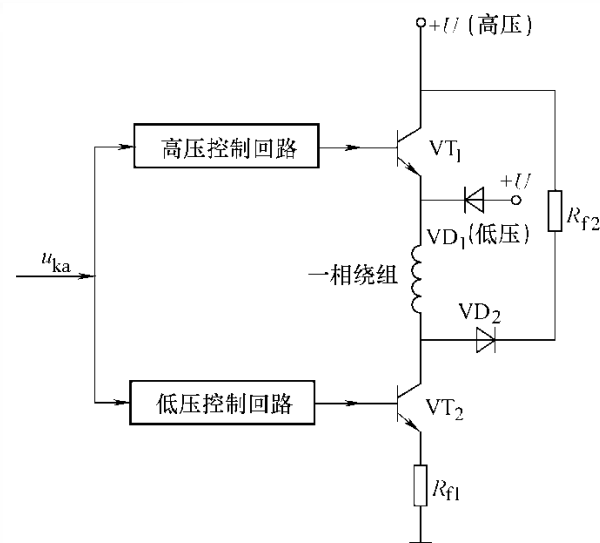


图4-35 高、低压切换型驱动电源



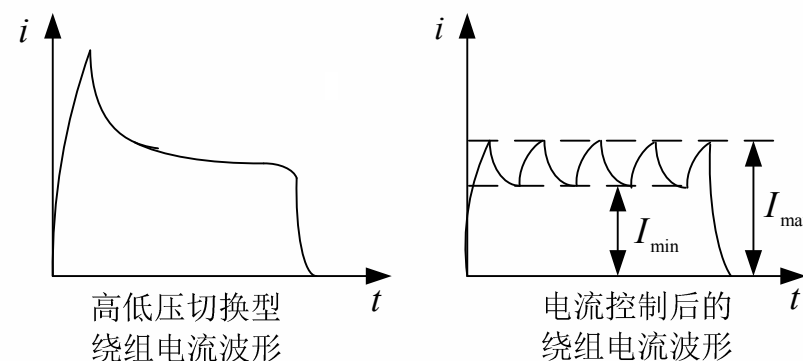
4.6 步进电动机的驱动电源

3. 电流控制的高、低压切换电源

带有连续电流检测的高、低压驱动电源是在高、低压切换型电源的基础上，多加了一个电流检测控制线路，使高压部分的电流断续加入，以补偿因控制绕组的旋转电动势和相间互感等原因所引起的电流波顶下凹造成的转矩下降。

它是根据主回路电流的变化情况，反复地接通和关断高压电源，使电流波顶维持在需求的范围内，步进电动机的运行性能得到了显著的提高，相应使起动和运行频率升高。

因在线路中增加了电流反馈环节，使其结构较为复杂，成本提高。





4.6 步进电动机的驱动电源

4. 步进电动机驱动电源实例

下面以**LQ-1500**打印机字车步进电动机驱动电源及控制线路为例，说明步进电动机在实际工作中的应用。

打印机在打印前必须把打印头移动到要求开始打印的点上，在打印不同字体的字符时，又要求打印头以不同的速度沿着打印纸做出水平移动。这些操作都由主**CPUZ80**通过从**CPU 8042 (11 D)**控制和驱动字车步进电动机，带动齿轮、齿皮带及机头小车等传动机构来完成的。

(1) 系统的组成

- **8042**是INTEL公司的通用外围接口（**UPI**）**8**位微处理器
- **13C**（ μ **PA79C**）是一种达林顿电路堆，具有很高的电流放大系数。
- **STK6982**是一种专门用于驱动步进电动机的集成电路。
- 字车步进电动机，有**LA**、**LB**、**LC**、**LD**四个控制绕组。





4.6 步进电动机的驱动电源

(2) 过程分析

- **驱动** 以A、B两相为例。开始8042的P21高电平→4脚低电平→5脚高电平→线圈LA通电，回路为VP (+24V)
→1→2→LA→4→8→R1→GP (-)；与此同时，线圈LB无电流通过。反之，若8042的P21线输出低电平，线圈LB通电而线圈LA无电流通过。
- C、D两相和A、B两相类似，由8042的P20来控制它们的导通，STK6982中的TR8驱动线圈LC，TR7驱动线圈LD。
- **限流** 在LQ-1500打印机中，步进电动机每相控制绕组的直流电阻仅4Ω左右，若不加限制，驱动电流可达6A，要求工作电流应控制在(0.5~0.9)A之间。





4.6 步进电动机的驱动电源

电流上升回路为**VP (+24V) → 1 → 2 → LA → 4 → 8 → R1 → GP (-)**，
电流以最大值为**6A**的趋势快速上升。

电流下降回路变为**VP → 56电阻 → D33 → LA → 4 → 8 → R1 → GP (-)**，
此时线圈**LA**中的电流下降。

线圈**LA**中的电流限制在**0.5A**到**0.9A**之间。

- **保持** 当步进电动机处于锁定时，它要求的力矩较小，因此可降低线圈中的电流。这时**8042**就在**P22**端送出一个高电平到**STK6982**的引脚**HOLD**端，即保持端。回路为**VP → 56电阻 → D33 → LA → 4 → 8 → R1 → GP (-)**，线圈**LA**中的电流在**0.2 A**左右。这里采用了大电流运行，小电流保持的工作方式，当步进电动机运行时，必须先撤销这个保持信号。

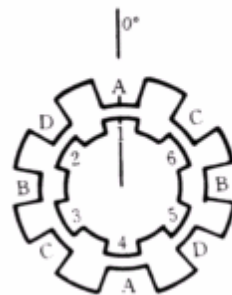




控
制
电
机

四相单四拍

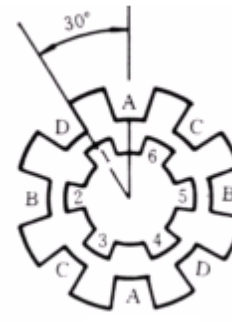
**A → C → B
→ D...**



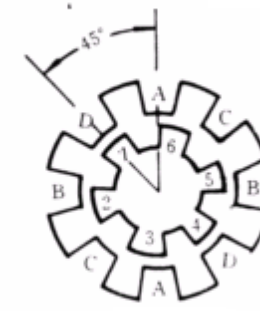
A相通电



C相通电



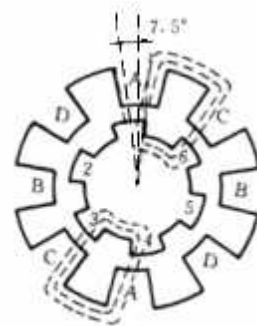
B相通电



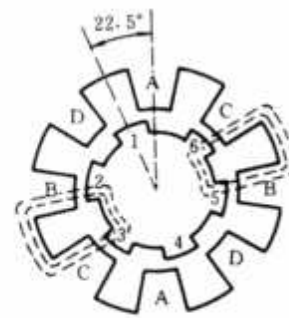
D相通电

四相双四拍

**AC → CB → BD
→ DA ...**



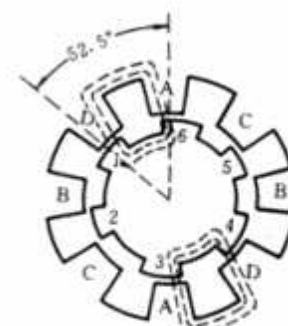
(a) A和C相通电



(b) C和B相通电



(c) B和D相通电



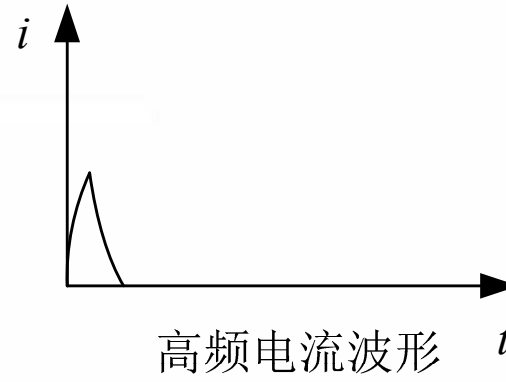
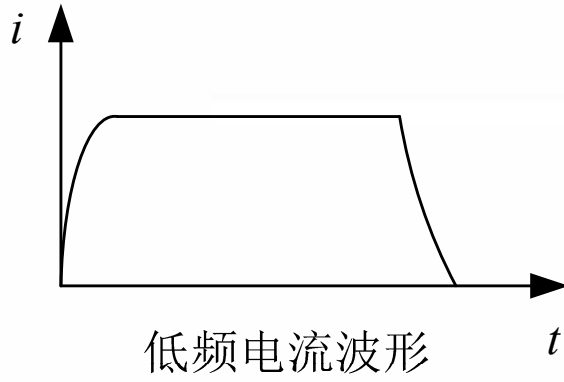
(d) D和A相通电

四相单八拍 **A → AC → C → CB → B → BD → D → DA ...**





控制电机





控
制
电
机

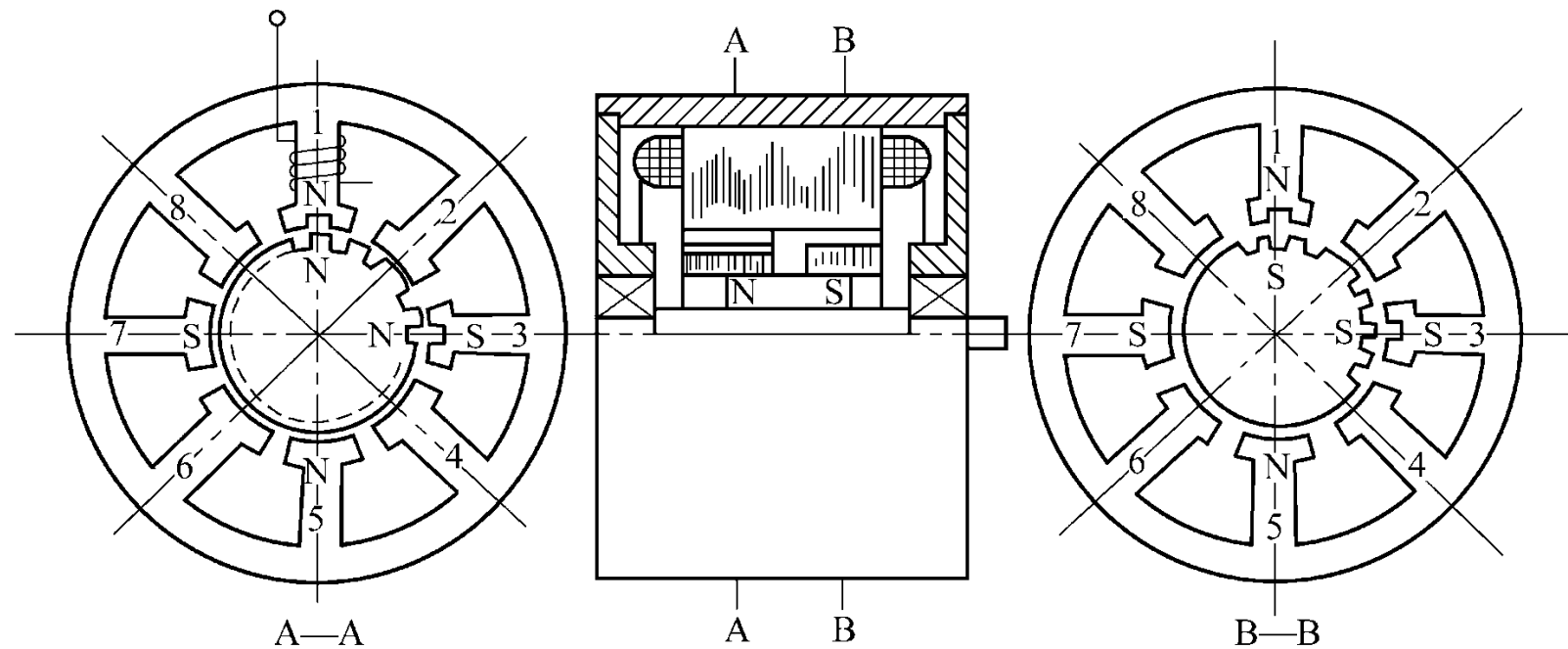


图4-30 感应子式永磁步进电动机





控
制
电
机

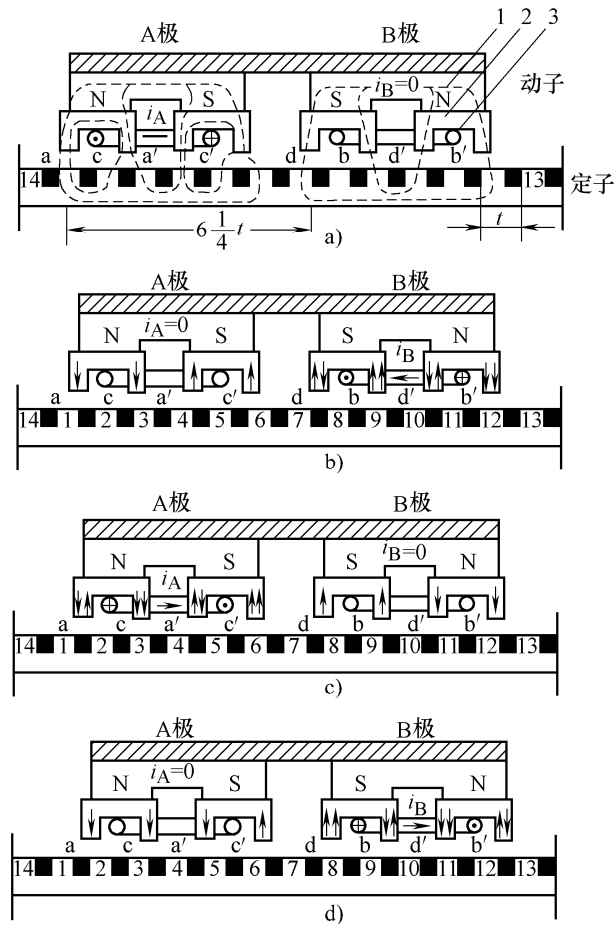
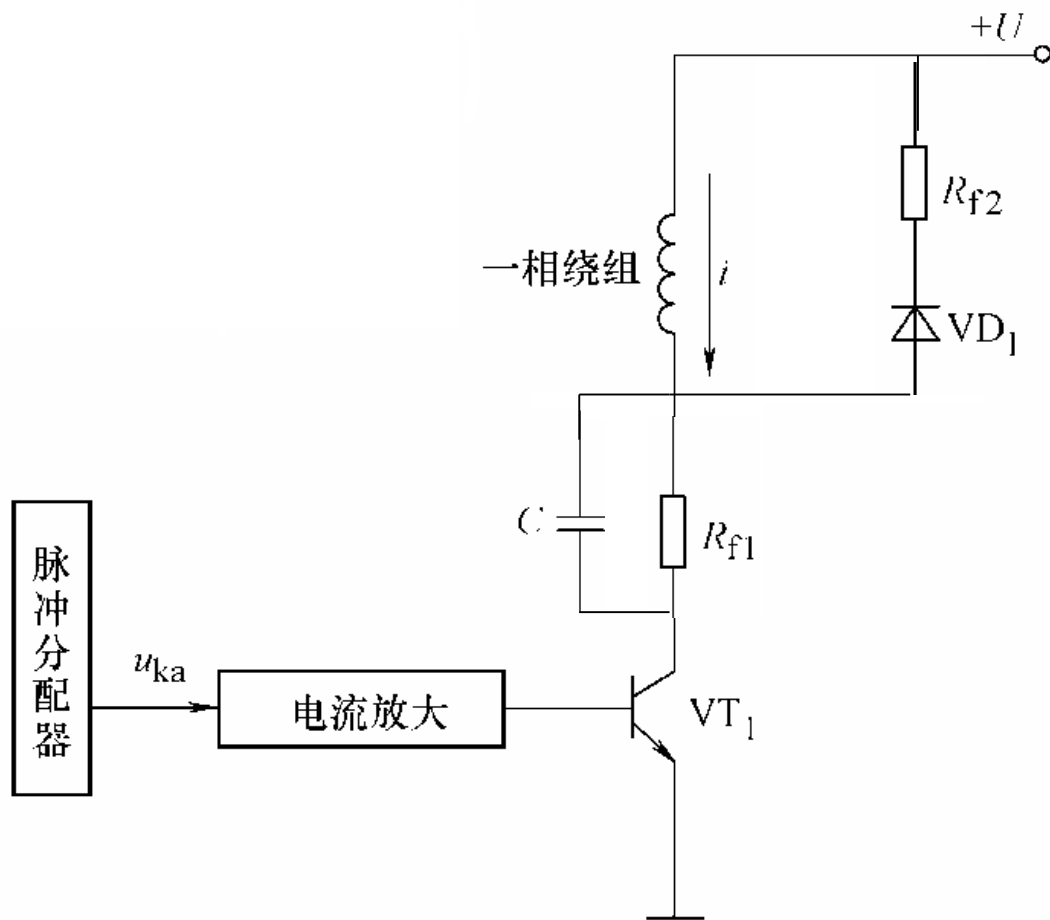


图4-31 直线步进电动机
1-永久磁铁；2- Π形极片；3-控制绕组





控制电机





控制电机

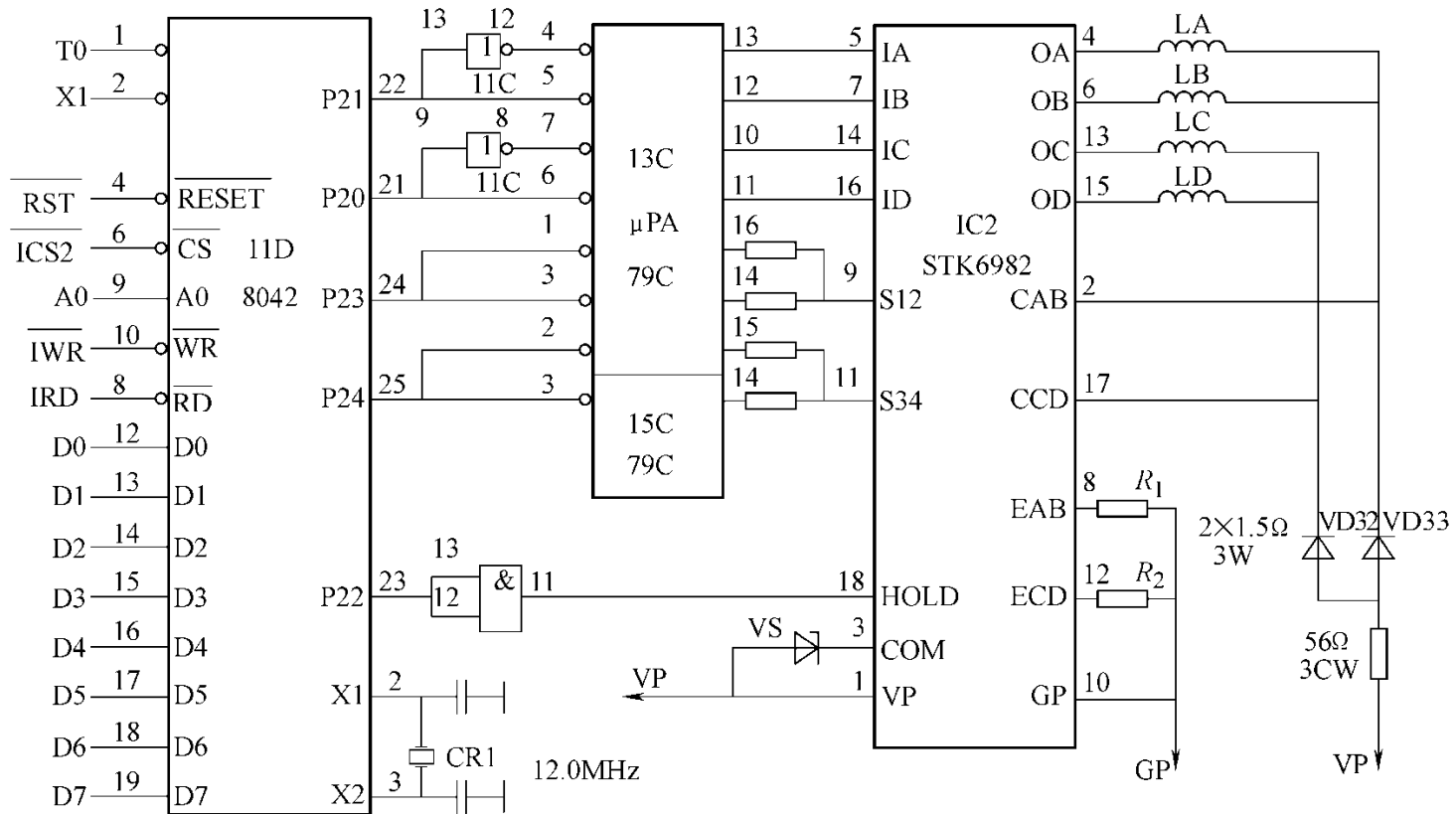


图4-36 字车步进电动机驱动电路





控制电机

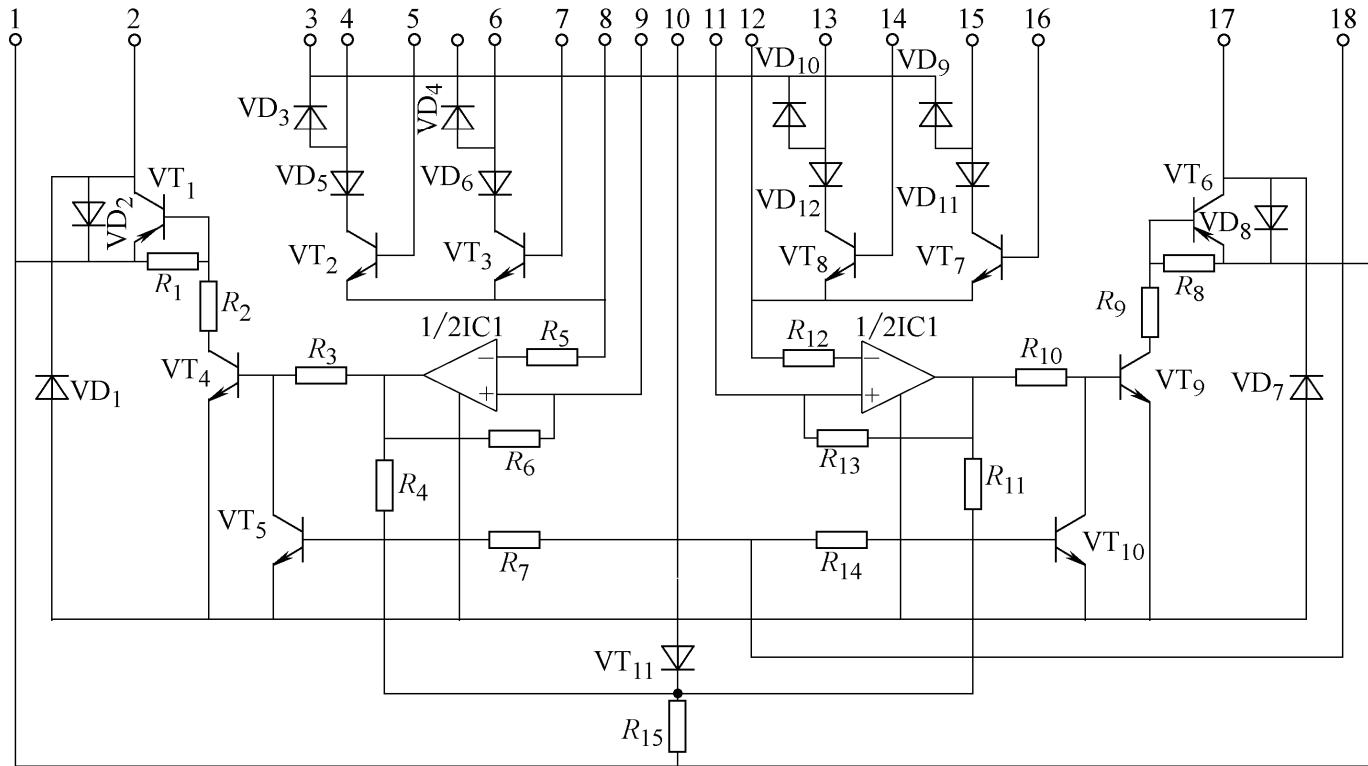


图 4-37 STK6982



第5章 测速发电机



- 5.1 概述
- 5.2 直流测速发电机
- 5.3 感应测速发电机
- 5.4 测速发电机的选择及应用举例





5.1 概述

功能：测速发电机是一种把转子转速转换为电压信号的机电式元件。

它的输出电压与转速成正比关系 $U_a \propto Kn$

或

$$U_a = K'\Omega = K'\frac{d\theta}{dt}$$

控
制
电
机

测速发电机的输出电压能表征转速，因而可用来**测量转速**；测速发电机的输出电压正比于转子转角对时间的微分，在解算装置中可以把它作为**微分或积分元件**。

分类：按结构和工作原理的不同，测速发电机分为**直流测速发电机**、**感应测速发电机**和**同步测速发电机**，近年来还有采用新原理、新结构研制的霍尔效应测速发电机等。

要求：自动控制系统对测速发电机的基本要求是：(1) 输出电压应与转速成正比且比例系数要大；(2) 转动惯量小。此外，还要求它对无线电通讯干扰小、噪声低、工作可靠等。





5.2 直流测速发电机

5.2.1 输出特性

5.2.2 直流测速发电机的误差及其减小方法

5.2.3 直流测速发电机的主要性能指标



5.2 直流测速发电机

按励磁方式不同，直流测速发电机可分为电磁式和永磁式两大类。其结构和工作原理与普通直流发电机基本相同。

5.2.1 输出特性

输出特性是指输出电压 U_a 与输入转速 n 之间的函数关系。

当直流测速发电机的输入转速为 n ，且励磁磁通恒定不变时，电枢电动势为

$$E_a = C_e \Phi n = K_e n$$

当接负载时，电压平衡方程式为 $U_a = E_a - I_a R_a$

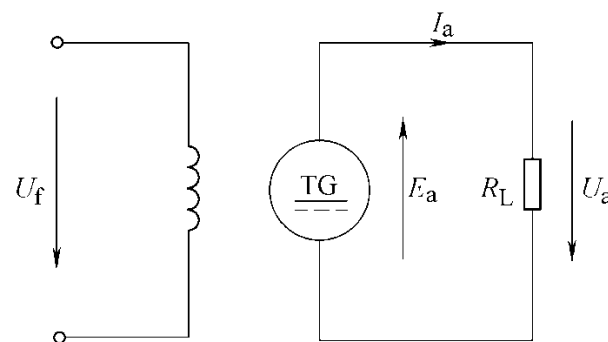


图5-1 直流测速发电机原理电路



5.2.1 输出特性

由于负载电流 $I_a = U_a / R_L$ ，可得

$$U_a = E_a / (1 + R_a / R_L) = C_e \Phi n / (1 + R_a / R_L)$$

可以看出，只要保持 Φ 、 R_a 、 R_L 不变， U_a 与 n 之间就成正比关系。当负载 R_L 变化时，将使输出特性斜率发生变化。

改变转子转向， U_a 的极性随之改变。

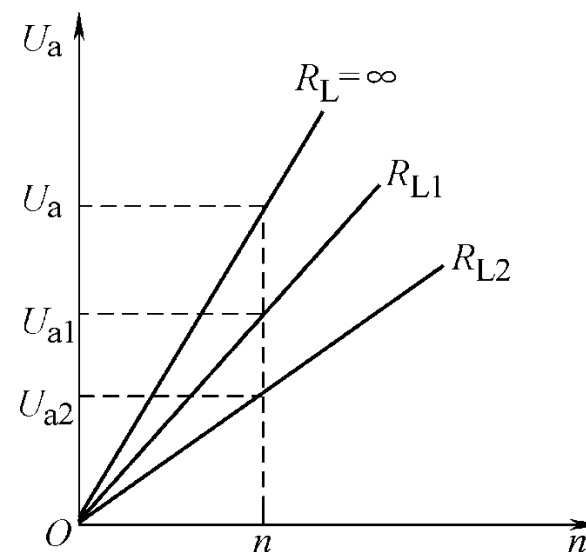


图5-2 不同负载时的理想输出特性





5.2.2 直流测速发电机的误差及其减小方法

1. 电枢反应的影响
2. 延迟换向的影响
3. 温度的影响
4. 纹波的影响
5. 电刷接触压降对输出特性的影响



5.2.2 直流测速发电机的误差及其减小方法

在实际运行中， $U_a \sim n$ 之间并不能严格地保持正比关系，即存在误差。现在分析产生误差的主要原因和解决方法。

1. 电枢反应的影响

当发电机带上负载后，电枢中有电流 I_a 通过，故产生电枢磁场。电枢磁场的大小与电枢电流 I_a 有关，方向与励磁磁场正交。由于电枢磁场的存在，使气隙中的合成磁场产生畸变，这种作用称为电枢反应。

磁路饱和时，电枢反应有去磁效应。负载电阻越小或转速越高，去磁效应越强。

为了减小电枢反应对输出特性的影响，在直流测速发电机的技术条件中标有最高转速和最小负载电阻。

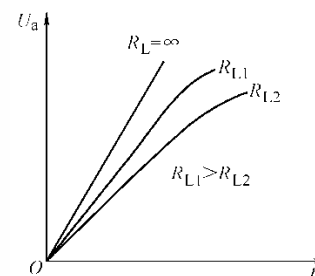


图5-5 电枢反应对输出特性的影响





5.2.2 直流测速发电机的误差及其减小方法

2. 延迟换向的影响

换向元件中总电动势为 $e_k = e_L + e_a$ 。 e_k 阻碍电流变化，使换向延迟，称延迟换向。由于换向元件被电刷短路， e_k 在换向元件中产生与其方向一致的附加电流 i_k ， i_k 产生磁通 Φ_k ， Φ_k 对主磁通起去磁作用。

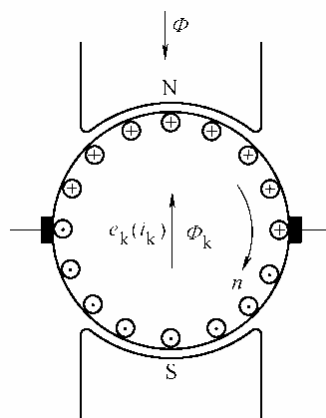
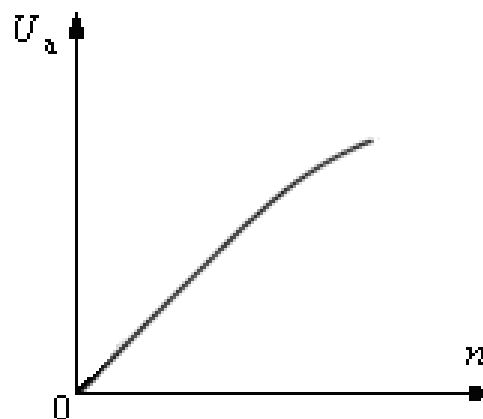


图5-6 换向元件中的电动势方向



延迟换向对输出特性的影响

分析表明 $e_L \propto n^2$ ， $e_a \propto n^2$ ，因此 $\Phi_k \propto n^2$ 。

通常采用限制最高转速的措施来减小延迟换向去磁效应的影响。





5.2.2 直流测速发电机的误差及其减小方法

3. 温度的影响

在应用中，发电机本身会发热，而且环境温度也是变化的。导致励磁绕组电阻变化，将引起励磁电流和磁通的变化，使输出电压与转速之间不再是严格的线性关系。

解决方法：

- (1) 励磁回路串联热敏电阻并联网络。
- (2) 励磁回路串联阻值较大、温度系数很小的附加电阻 R 。
- (3) 将磁路设计得比较饱和。

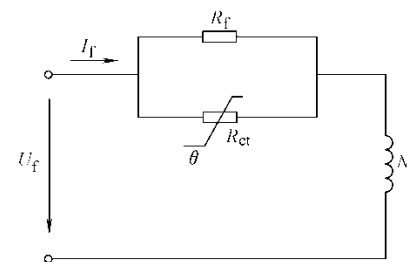
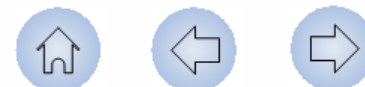


图5-7 励磁绕组补偿电路





5.2.2 直流测速发电机的误差及其减小方法

4. 纹波的影响

根据 $E_a = C_e \Phi n$ ，当 Φ 、 n 为定值时，电刷两端输出不随时间变化的直流电动势。实际的电机输出电动势总是带有微弱的脉动，通常把这种脉动称为纹波。

纹波的大小和频率与电枢绕组的元件数有关，元件数越多，其脉动的频率越高，幅值越小。

纹波电压的存在对于测速发电机是不利的，当用于转速控制或阻尼元件时，对纹波电压的要求较高，而在高精度的解算装置中则要求更高。

纹波系数是指在一定转速下，输出电压中交变分量的有效值与直流分量之比。

目前国产测速发电机已做到纹波系数小于1%，国外高水平测速发电机纹波系数已降到0.1%以下。



5.2.2 直流测速发电机的误差及其减小方法

5. 电刷接触压降对输出特性的影响

考虑到电刷接触电压的影响，输出特性的方程式可改写为

$$U_a = E_a - I_a R_a = E_a - I_a R_W - \Delta U_b$$

即
$$U_a = (C_e \Phi n - \Delta U_b) / (1 + R_W / R_L)$$

ΔU_b 的变化规律

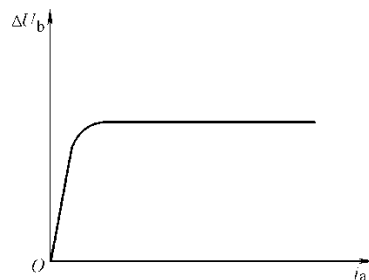


图5-8 电刷接触电压 $\Delta U_b = f(i_a)$

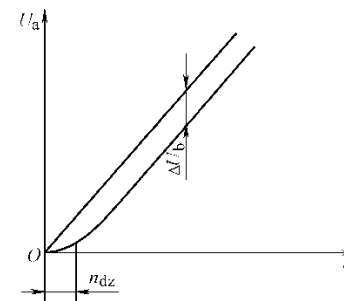


图5-9 考虑电刷接触压降后的输出特性

接触电压的影响 导致输出特性存在不灵敏区。

减小影响措施 采用接触压降小的电刷。





5.2.3 直流测速发电机的主要性能指标

1. 线性误差
2. 灵敏度
3. 最高线性工作转速和最小负载电阻
4. 不灵敏区
5. 输出电压的不对称度
6. 纹波系数



5.2.3 直流测速发电机的主要性能指标

1. 线性误差 δ_1

它是在工作转速范围内，实际输出特性曲线与过OB的线性输出特性之间的最大差值 ΔU_m 与最高线性转速 n_{\max} 在线性特性曲线上对应的电压 U_m 之比。

$$\delta_1 = \frac{\Delta U_m}{U_m} \times 100\%$$

在图5-10中，B点为 $n_b = \frac{5}{6} n_{\max}$ 时实际输出特性的对应点。

一般 δ_1 为1%~2%，对于较精密系统要求 δ_1 为0.1%~0.25%。

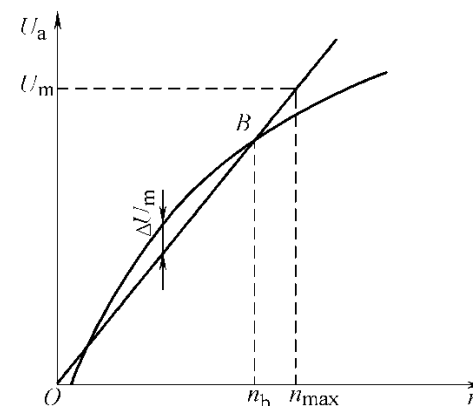


图5-10 线性误差





5.2.3 直流测速发电机的主要性能指标

2. 灵敏度

灵敏度也称输出斜率，是指在额定励磁电压下，转速为1000 r / min时所产生的输出电压。一般直流测速发电机空载时可达(10 ~ 20)V。测速发电机作为阻尼元件使用时，灵敏度是其重要的性能指标。

3. 最高线性工作转速 n_{\max} 和最小负载电阻 $R_{L\min}$

是保证测速发电机工作在允许的线性误差范围内的两个使用条件。

4. 不灵敏区 n_{dz}

由电刷接触压降 ΔU_b 而导致输出特性斜率显著下降(几乎为零)的转速范围。该性能指标在超低速控制系统中是重要的。



5.2.3 直流测速发电机的主要性能指标

5. 输出电压的不对称度 K_{as}

指在相同转速下，测速发电机正、反转时，输出电压绝对值之差 ΔU_2 与两者平均值 U_{av} 之比，即

$$K_{as} = \frac{\Delta U_2}{U_{av}} \times 100\%$$

输出电压不对称是电刷不在几何中性线上或剩余磁通存在造成的。一般在0.35%~2%范围内，对要求正、反转的控制系统需考虑该指标。

6. 纹波系数 K_α

测速发电机在一定转速下，输出电压中交流分量的有效值与直流分量之比。目前可做到 $K_\alpha < 1\%$ ，高精度速度伺服系统对该指标的要求较高。

主要性能指标是选择直流测速发电机的依据。





5.3 感应测速发电机

5.3.1 结构特点

5.3.2 工作原理

5.3.3 感应测速发电机的输出特性

5.3.4 感应测速发电机的主要技术指标及误差分析



5.3 感应测速发电机

交流测速发电机分为**同步测速发电机**和**感应测速发电机**两大类。同步测速发电机定子输出绕组感应电动势的大小和频率都随转速 n 的变化而变化，不宜用于自动控制系统中。

5.3.1 结构特点

定子上有两相正交绕组，其中一相接电源励磁，另一相则用作输出电压信号。

转子有鼠笼式和非磁性空心杯式两种。

鼠笼转子感应测速发电机，结构简单，但性能较差；空心杯形转子感应测速发电机性能好，是目前应用最广泛的一种交流测速发电机。

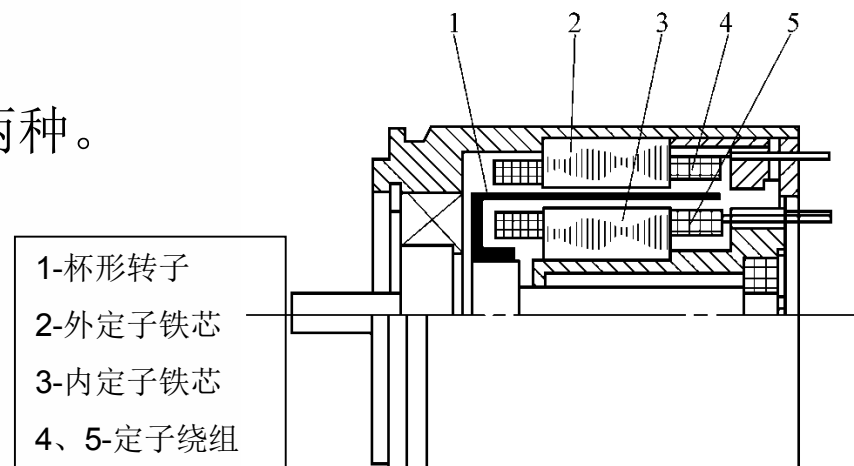


图5-11 杯形转子感应测速发电机结构





5.3.2 工作原理

定子 N_f 为励磁绕组， N_2 为正交的输出绕组。转子为非磁空心杯，杯壁可看成是无数条鼠笼导条紧密靠在一起排列而成。

● $n=0$ 时，输出电压 $U_2=0$

$n=0$ 时， $\dot{U}_f \rightarrow \dot{I}_f \rightarrow \dot{\Phi}_{f0} \rightarrow \dot{E}_{f0}$ 、 \dot{E}_{fr} ，其大小为 $E_{f0} = 4.44 f_1 k_{wf} N_f \Phi_{f0}$

$$E_{fr} = 4.44 f_1 k_{wr} N_r \Phi_{f0}$$

当忽略励磁绕组的电阻和漏电抗时， $U_f \approx E_{f0} \propto \Phi_{f0}$ ，即 U_f 一定时， Φ_{f0} 也保持不变。

由于 $\dot{\Phi}_{f0}$ 脉振轴线与输出绕组 N_2 正交，不在 N_2 中产生电动势。也就是当 $n=0$ 时，输出电压

$U_2 = 0$ 。

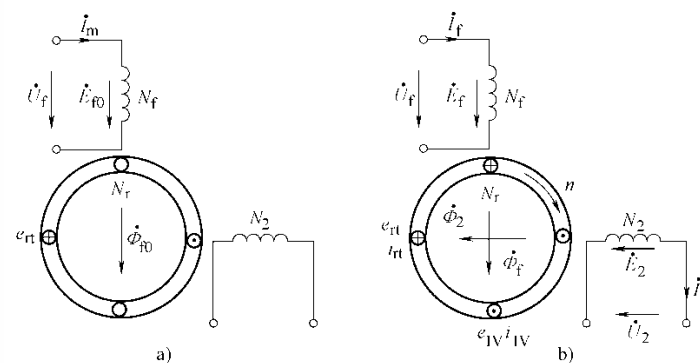


图5-12 感应测速发电机工作原理





5.3.2 工作原理

● 转子转速为 n 时， $U_2 \propto n$

当转子以转速 n 旋转时，转子导体切割励磁磁场产生旋转电动势，其大小为

$$E_{rv} = 4.44 f_v k_{wr} N_r \Phi_{f0} = 4.44 k_{wr} N_r \Phi_{f0} \frac{p}{60} n = k_1 \Phi_{f0} n$$

$k_1 = 4.44 k_{wr} N_r \frac{p}{60}$ 为电动势常数。

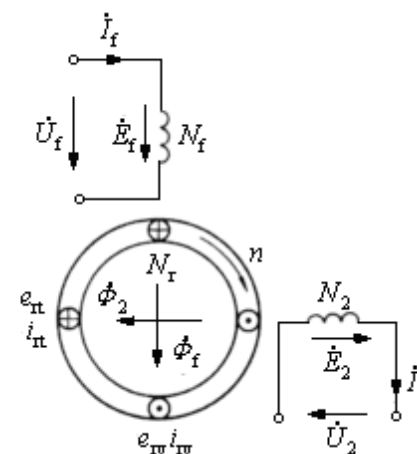
$E_{rv} \propto \Phi_{f0} n$ ，旋转电动势频率为 f_1 。

因导条的电阻较大，其漏电抗 X_r 可以忽略，因而转子电流 \dot{I}_{rv} 与电动势 \dot{E}_{rv} 相位相同。

$$\dot{E}_{rv} \rightarrow \dot{I}_{rv} \rightarrow \Phi_2 \rightarrow \dot{E}_2$$

忽略 N_2 中的漏阻抗压降时， $U_2 \approx E_2 \propto \Phi_{f0} n$ 或 $U_2 = kn$

输出电压的频率为励磁电源频率，有效值正比与转速。





5.3.3 感应测速发电机的输出特性

1. 电压幅值特性
2. 电压相位特性



5.3.3 感应测速发电机的输出特性

输出特性是指当转轴上有转速信号 n 输入时，定子输出电压的大小和相位随转速的变化关系，分别称为电压幅值特性和电压相位特性。

1. 电压幅值特性

电压幅值特性是指当励磁电压 U_f 和频率 f_1 为常数时，感应测速发电机输出电压 U_2 与转速 n 间的函数关系，即

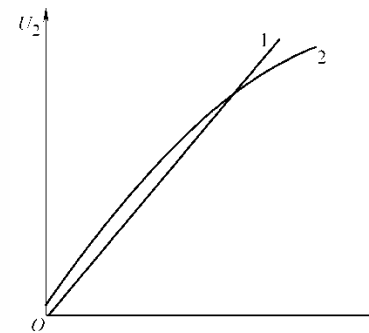
$$U_2 = f(n)$$


图5-13 电压幅值特性

理想状态下测速发电机的输出特性为过原点的一条直线，实际特性由于各绕组漏阻抗和磁通等都有些变化，使输出电压的大小与转速不是严格的直线关系。



5.3.3 感应测速发电机的输出特性

2. 电压相位特性

电压相位特性是指当励磁电压 U_f 和频率 f_1 为常数时，感应测速发电机输出电压 \dot{U}_2 与励磁电压 \dot{U}_f 之间的相位差 φ 与输入转速 n 间的函数关系，即 $\varphi = f(n)$ 。

在自动控制系统中，希望测速发电机的输出电压和励磁电压相位相同。实际上，测速发电机的输出电压和励磁电压之间总是存在着相位移，并且相位移的大小随着转速的改变而变化。

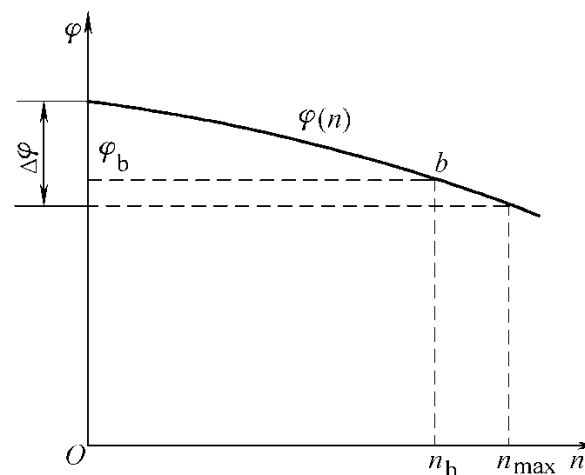


图5-14 电压相位特性





5.3.4 感应测速发电机的主要技术指标及误差分析

1. 线性误差及分析
2. 相位误差及分析
3. 剩余电压
4. 输出斜率



5.3.4 感应测速发电机的主要技术指标及误差分析

1. 线性误差及分析

(1) 线性误差的定义

$$\delta_1 = \frac{\Delta U_{\max}}{U_{2m}} \times 100\%$$

b点 ($\sqrt{3}n_{\max} / 2, U_b$)

感应测速发电机用作阻尼元件时，对线性误差的要求约为千分之几到百分之几；作为解算元件时，约为万分之几到千分之几。目前高精度感应测速发电机线性误差为0.05%左右。

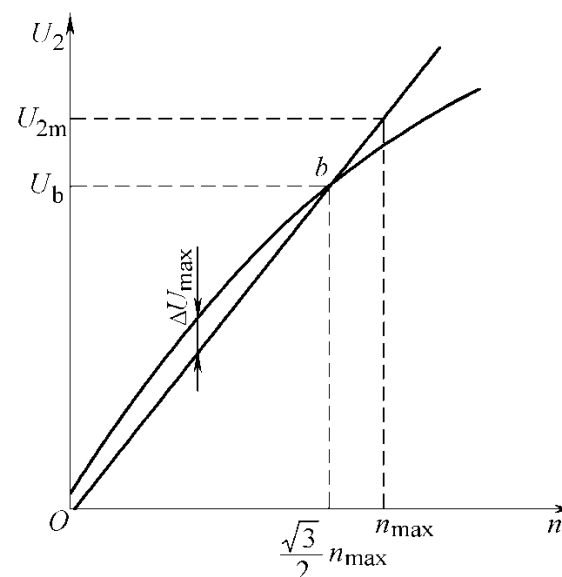


图 5-15 线性误差





5.3.4 感应测速发电机的主要技术指标及误差分析

(2) 线性误差产生的原因

(a) 励磁绕组的漏阻抗 Z_f 的影响。考虑 Z_f 之后励磁绕组的电压平衡方程式为

$$\dot{U}_f = -\dot{E}_f + \dot{I}_f Z_f$$

转速 n 变化 \rightarrow 转子导条电流 i_r 变化 \rightarrow 励磁电流 i_f 变化 $\rightarrow i_f Z_f$ 变化 \rightarrow 磁通 Φ_f 变化。

(b) 转子绕组漏抗 x_r 引起的直轴去磁效应。

忽略漏电抗 x_r 时，磁通 $\dot{\Phi}_2$ 与 $\dot{\Phi}_f$ 在空间上正交。当考虑 x_r 时，电流 \dot{I}_{r3} 将在时间相位上落后 \dot{E}_{rv} 一个角度 θ 。电流 I_{r3} 所产生的磁通 Φ_3 在空间与 Φ_f 不正交，可将其分解成交轴分量 Φ_2 和直轴 Φ'_2 分量。 Φ'_2 与 Φ_f 是反方向的，起去磁作用。

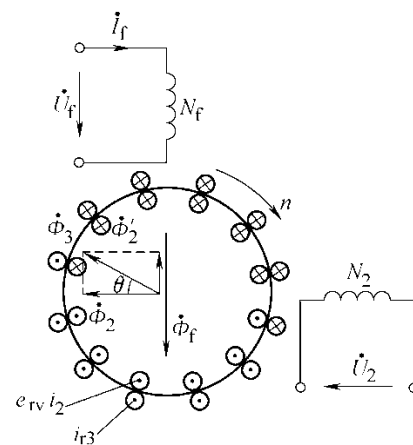


图5-16 转子漏电抗 x_r 对 Φ_f 的影响



5.3.4 感应测速发电机的主要技术指标及误差分析

(c) 交轴磁通 Φ_2 在直轴上的去磁效应。

当转子旋转时，转子导体切割交轴磁通 Φ_2 ，产生切割电动势 E'_{rv} 和电流 I'_{rv} ， I'_{rv} 产生的磁通 Φ'_2 在直轴上，方向与 Φ_f 相反，其作用是去磁的。

控
制
电
机

为了减小线性误差，应尽可能地减小励磁绕组的漏阻抗 Z_f ，并采用高电阻率材料制成非磁性杯形转子，最大限度地减小转子漏电抗 x_r 。

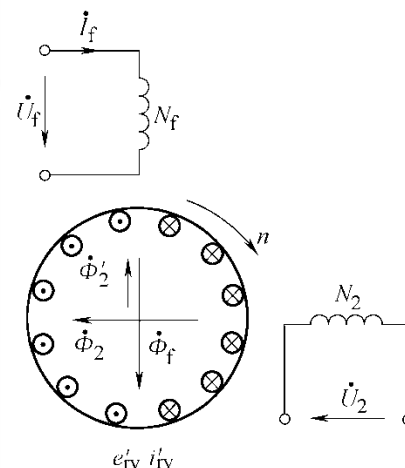


图5-17 交轴磁通 Φ_2 对 Φ_f 的影响





5.3.4 感应测速发电机的主要技术指标及误差分析

2. 相位误差及分析

(1) 输出相位移和相位误差

输出相位移 感应测速发电机输出电压 \dot{U}_2 与励磁电压 \dot{U}_f 之间的相位差，称为感应测速发电机的输出相位移 φ 。由于输出相位移 φ 随转速的改变而变化，所以国标规定，在额定励磁电压条件下，电机以补偿点 b 的转速 n_b 旋转时，输出电压的基波分量与励磁电压的基波分量之相位差 φ_b 作为感应测速发电机的输出相位移。一般相位移为 $5^\circ \sim 30^\circ$ 。

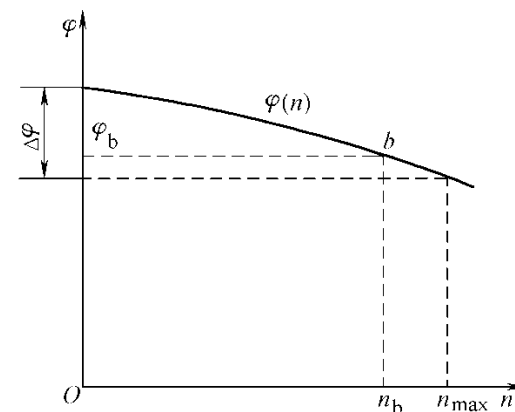


图5-14 电压相位特性

相位误差 在额定励磁电压条件下，电机在最大线性工作转速范围内，输出电压基波分量相位随转速的变化值 $\Delta\varphi$ 称作相位误差。一般相位误差为 $0.5^\circ \sim 1^\circ$ 。



5.3.4 感应测速发电机的主要技术指标及误差分析

(2) 输出相位移和相位误差产生的原因

- (a) 转子漏电抗影响 θ 角，它的大小与转速无关。
- (b) 励磁绕组漏阻抗影响 ψ 角，它的大小与转速有关。

相移角 $\varphi = (\psi - 90^\circ) + \theta$ ， θ 不随转速而变称为**固定相位移**，是可以通过在励磁绕组中串入适当的电容来加以补偿的。 $(\psi - 90^\circ)$ 随转速而变，称为**相位误差**。相位误差难以补偿。

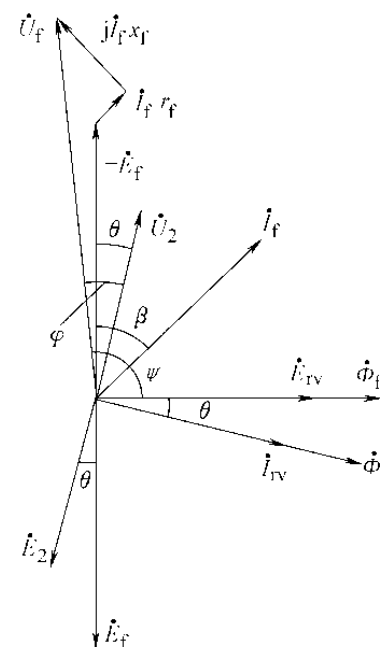


图5-18 电压相量图





5.3.4 感应测速发电机的主要技术指标及误差分析

(3) 固定相位移的补偿

在励磁绕组中串入适当的电容 C ，调节 C 的大小即可改变 \dot{U}_f 的大小和相位，从而使 \dot{U}_2 和 \dot{U}_1 同相位。

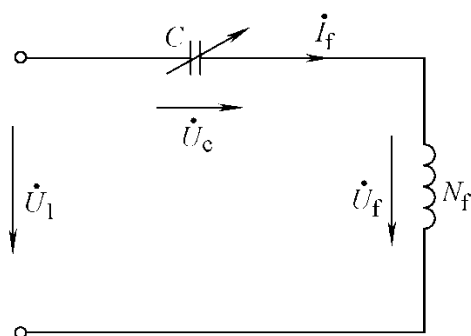


图5-19励磁回路串接的电容补偿

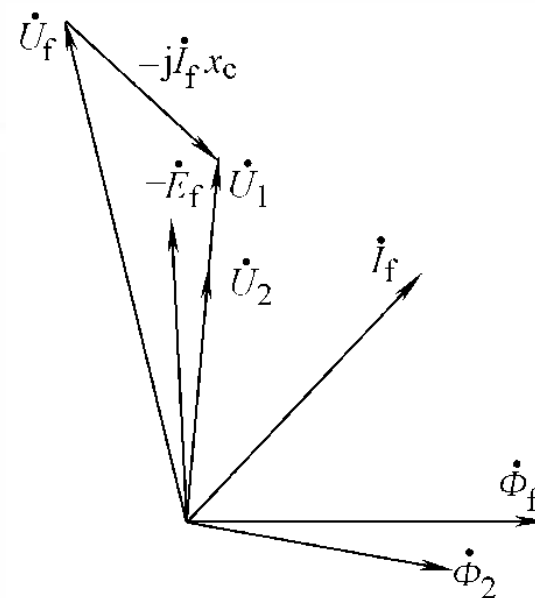


图5-20 固定相位移补偿相量图



5.3.4 感应测速发电机的主要技术指标及误差分析

3. 剩余电压

剩余电压是指感应测速发电机在励磁绕组接额定励磁电压，转子静止时输出绕组中所产生的电压。

(1) 剩余电压产生的原因

主要由两部分组成，一部分是**固定分量**，其大小与转子位置无关；另一部分是**交变分量**，其值与转子位置有关，当转子位置变化时，其值作周期性变化。

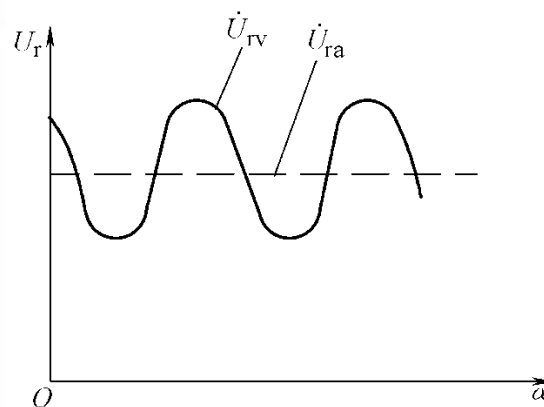


图5-21 剩余电压的固定分量和交变分量





5.3.4 感应测速发电机的主要技术指标及误差分析

(a) 固定分量

固定分量产生的原因主要是两相绕组不正交、磁路不对称、绕组匝间短路、铁心片间短路以及绕组端部电磁耦合等。

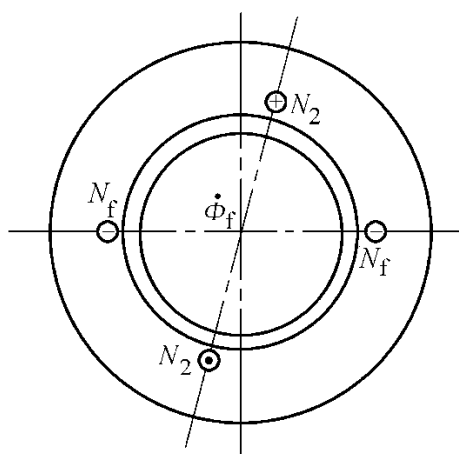


图5-22 两绕组不正交

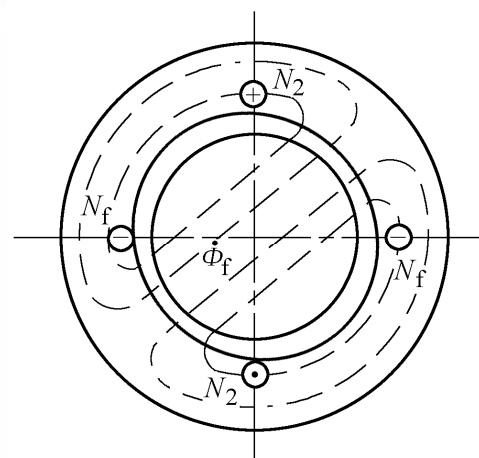


图5-23 气隙不均匀





5.3.4 感应测速发电机的主要技术指标及误差分析

(b) 交变分量

产生交变分量的原因主要是由于转子电的不对称性所引起的。如转子杯材料不均匀，杯壁厚度不一致等。实际上非对称转子作用相当于一个对称转子加上一个短路环的作用。

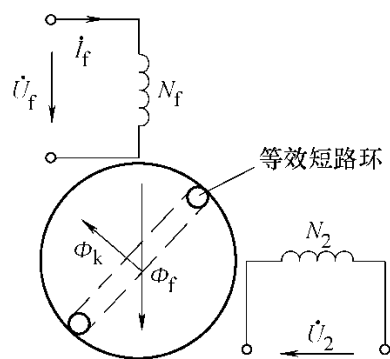


图5-24 剩余电压的交变分量

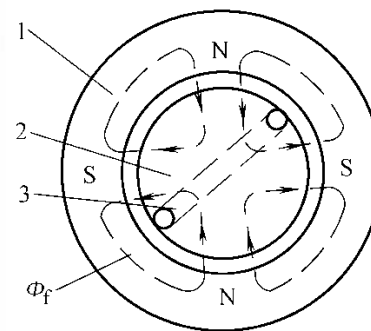


图5-25 四极电机的剩余电压

对称转子不产生剩余电压，而短路环会引起剩余电压。

当电机是四极时，由于转子和磁路的非对称性所引起的剩余电压可减到最小。



5.3.4 感应测速发电机的主要技术指标及误差分析

(2) 剩余电压对系统的影响

剩余电压 \dot{U}_r 的相位与励磁电压 \dot{U}_f 的相位也是不同的，可将 \dot{U}_r 分解为两个分量：一个相位与 \dot{U}_f 相同的称为**同相分量** \dot{U}_{rs} ；另一个相位与 \dot{U}_f 成 90° 的称为**正交分量** \dot{U}_{rq}

剩余电压的同相分量将使系统产生误动作而引起系统的误差，正交分量会使放大器饱和及伺服电动机温升增高。

由于导磁材料的磁导率不均匀、电机磁路饱和等原因，在剩余电压中还会出现高于电源频率的高次谐波分量，它也会使放大器饱和及伺服电动机温升增高。

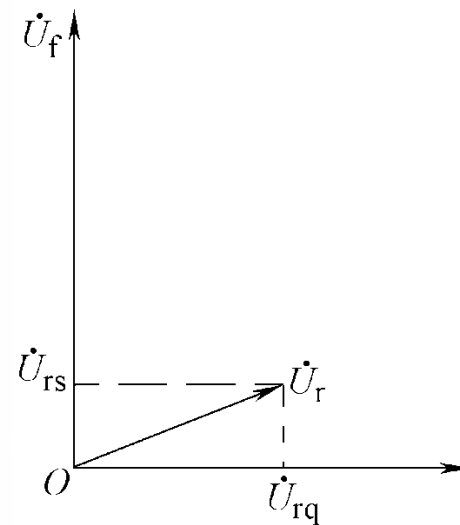


图5-26 剩余电压的同相和正交分量





5.3.4 感应测速发电机的主要技术指标及误差分析

(3) 降低剩余电压的措施

(a) 将输出绕组与励磁绕组分开，分别嵌在内、外定子的铁心上，此时内定子应做成相对于外定子能够转动的。

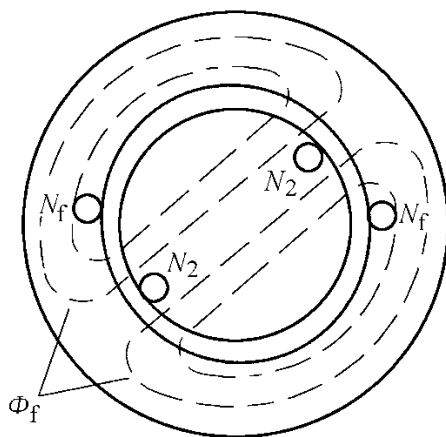


图5-29 转动内定子消除剩余电压

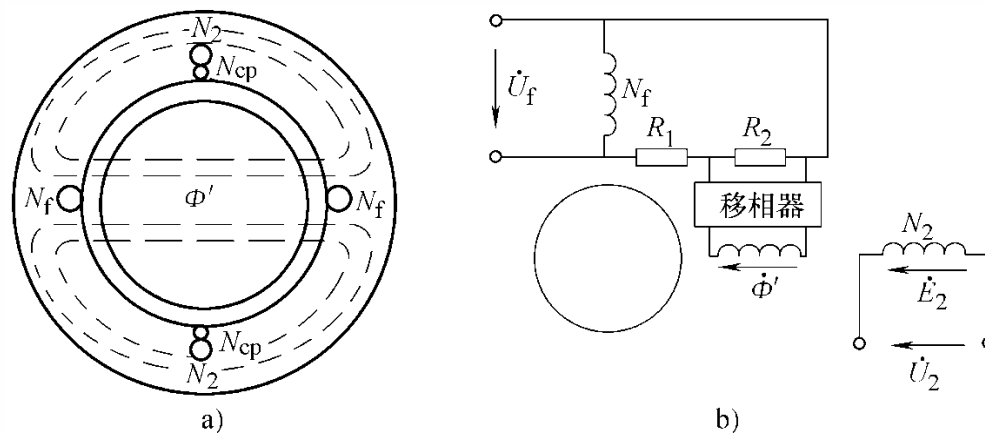




5.3.4 感应测速发电机的主要技术指标及误差分析

(b) 用补偿绕组来消除剩余电压

采用补偿绕组消除剩余电压



(a) 结构原理图

(b) 线路图

图5-30 采用补偿绕组消除剩余电压



5.3.4 感应测速发电机的主要技术指标及误差分析

串联移相电压补偿和磁通补偿

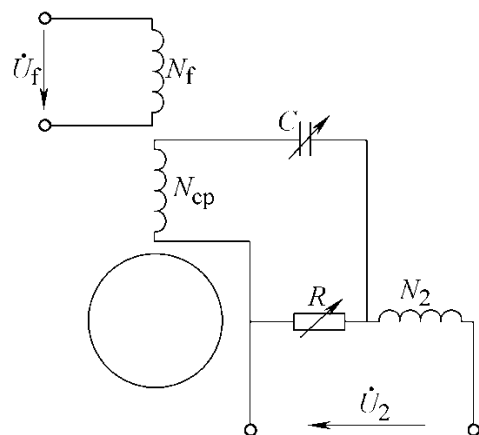


图5-31 串联移相电压补偿

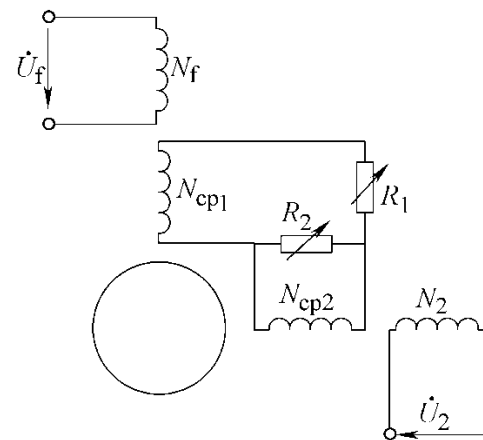


图5-32 磁通补偿





5.3.4 感应测速发电机的主要技术指标及误差分析

(c) 外接补偿装置

产生的附加电压，大小接近于剩余电压的固定分量，而相位相反。阻容电桥补偿时，调节图中 R_1 的大小可以改变附加电压的大小；调节电阻 R 的大小可以改变附加电压的相位，以达到完全补偿剩余电压的目的。

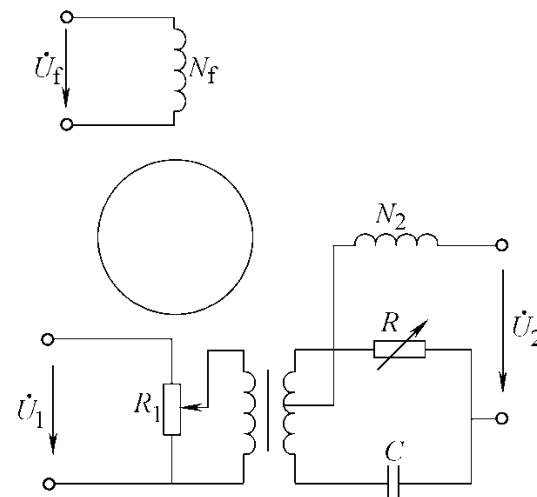


图5-33 阻容电桥补偿

应该注意的是剩余电压中的交变分量是难以用补偿法把它除去的，只得依靠改善转子材料性能和提高转子杯加工精度来减小它，对于已制成的电机可以将转子杯进行修刮，使剩余电压波动分量减小到容许的范围。

目前感应测速发电机剩余电压可以做到小于10mV，一般的约为十几毫伏到几十毫伏。





5.3.4 感应测速发电机的主要技术指标及误差分析

4. 输出斜率

输出斜率是在额定励磁电压下，转速为1000 r / min时测速发电机的输出电压。

输出斜率越大，测速发电机的灵敏度就越高。与直流测速发电机相比，交流测速发电机的输出斜率比较小，一般为（0.5~5）V。

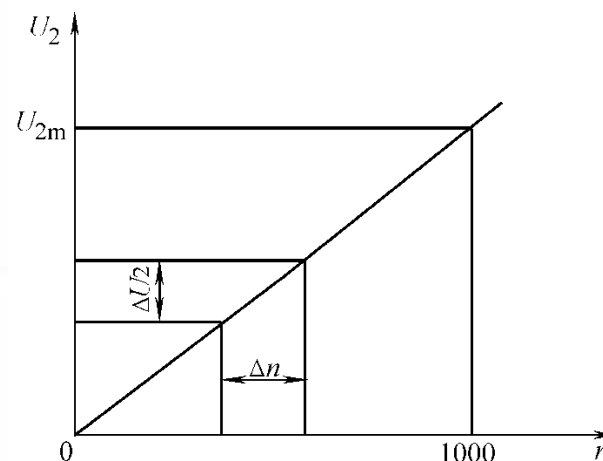


图5-34 输出斜率





5.3.5 调整和使用

1. 负载的影响及补救措施
2. 励磁电源的影响
3. 移相问题
4. 最大线性工作转速
5. 温度对性能的影响



5.3.5 调整和使用

1. 负载的影响及补救措施

我们希望测速发电机在正常工作时，输出电压仅为转速 n 的函数，不受负载的影响。但实际上，输出电压的大小和相位不仅与负载的大小有关，而且还与负载的性质有关。

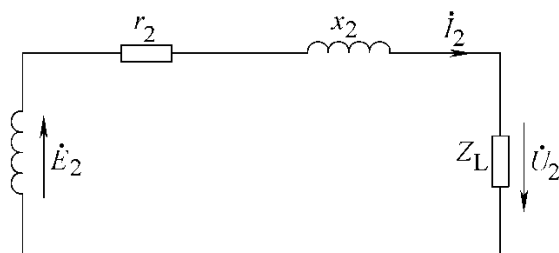


图5-35 输出回路等效电路

假定输出绕组的感应电动势 \dot{E}_2 不变，根据等效电路可得：

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{E}_2}{1 + \frac{r_2 + jx_2}{Z_L}}$$

输出电压与负载阻抗的大小和性质有关。





5.3.5 调整和使用

(1) 纯电阻负载

将 $Z_L = R_L$ 代入式 $\dot{U}_2 = \frac{\dot{E}_2}{1 + \frac{r_2 + jx_2}{Z_L}}$ 并整理得

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{E}_2}{\sqrt{\left(1 + \frac{r_2}{R_L}\right)^2 + \left(\frac{x_2}{R_L}\right)^2}} e^{-j\varphi_1}$$

$\varphi_1 = \arctan \frac{x_2}{r_2 + R_L}$, 为 \dot{U}_2 滞后于 \dot{E}_2 的角度。

相位移为 $\varphi(R) = \varphi_0 + \varphi_1 = \varphi_0 + \arctan \frac{x_2}{r_2 + R_L}$

φ_0 为 \dot{E}_2 落后于 \dot{U}_f 的相位角。

负载电阻变化时, 输出电压和相位移的变化规律如图 [5-36](#)和[5-37](#)所示。





5.3.5 调整和使用

(2) 纯电感负载

将 $Z_L = jX_L$ 代入式

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{E}_2}{1 + \frac{r_2 + jx_2}{Z_L}} \text{ 并整理得}$$

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{E}_2}{\sqrt{\left(1 + \frac{x_2}{X_L}\right)^2 + \left(\frac{r_2}{X_L}\right)^2}} e^{-j\varphi_1}$$

$$\varphi_1 = -\arctan \frac{r_2}{x_2 + X_L}$$

$$\text{相位移为 } \varphi(L) = \varphi_0 + \varphi_1 = \varphi_0 - \arctan \frac{r_2}{x_2 + X_L}$$

当负载电感变化时，输出电压和相位移的变化规律如图 [5-36](#)和[5-37](#)所示。当负载感抗很小时，输出电压和相位移都很小，而相位移还可能为负值，使输出电压的相位超前于励磁电压。



5.3.5 调整和使用

(3) 纯电容负载

把 $Z_L = -jX_C$ 代入 $\dot{U}_2 = \frac{\dot{E}_2}{1 + \frac{r_2 + jx_2}{Z_L}}$ 并整理

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{E}_2}{\sqrt{\left(1 - \frac{x_2}{X_C}\right)^2 + \left(\frac{r_2}{X_C}\right)^2}} e^{-j\varphi_1}$$

$$\varphi_1 = \arctan \frac{r_2}{X_C - x_2}$$

相位移为 $\varphi(C) = \varphi_0 + \varphi_1 = \varphi_0 + \arctan \frac{r_2}{X_C - x_2}$





5.3.5 调整和使用

接纯电容负载时输出电压和相位移将按如下的规律变化：

- ① 负载容抗 X_C 很大时， U_2 趋向 E_2 ， φ 趋向 φ_0 。随着负载容抗 X_C 的减小，输出电压 U_2 和输出相位移 φ 都将随着增大。令 $\frac{dU_2}{dX_C} = 0$ 可得，输出电压 $U_2 = E_2 \sqrt{1 + \left(\frac{x_2}{r_2}\right)^2}$ 达到最大值。
- ② 负载容抗 $X_C = x_2$ 时，电路发生串联谐振，输出电压 $U_2 = \frac{X_C E_2}{r_2}$ ，在此点 φ_1 为 90° 。
- ③ 负载容抗 $X_C < x_2$ 时，输出回路呈感性。随着负载容抗的减小，输出电压 U_2 也减小，而输出相位移 φ 却随着增大。

负载电容变化时，输出电压和相位移的变化规律如图 [5-36](#)和[5-37](#)所示。





5.3.5 调整和使用

综上所述，可得如下结论：

- ① 当感应测速发电机的转速一定，且负载阻抗足够大时，即使负载阻抗在较大范围内变化，输出电压和输出相位移也都几乎不变。
- ② 对于纯电阻负载和纯电容负载，当负载阻抗改变时引起输出电压大小变化的趋势是相反的。因此，输出绕组接**电阻-电容**负载时，阻抗值改变对输出电压的影响是互相补偿的，有可能在调整阻抗时，输出电压的大小几乎不受负载变化的影响。但它不能补偿输出电压相位移的偏差，因为纯电阻负载和纯电容负载对输出电压相位移的影响是一致的。
- ③ 为了补偿输出电压相位移的改变，可选用**电阻-电感**负载。此时二者对输出电压相位移的影响正好互相补偿，但对输出电压大小的变动却不能进行补偿。



5.3.5 调整和使用

2. 励磁电源的影响

感应测速发电机对励磁电源的稳定度、失真度要求是比较高的，特别是解算用的测速发电机，要求励磁电源的幅值、频率都很稳定，电源内阻及电源与测速发电机之间联线的阻抗也应尽量小。电源电压幅值不稳定，会直接引起输出特性的线性和相位误差，而频率的变化会影响感抗和容抗的值，因而也会引起输出特性的线性和相位误差。如对于400Hz的感应测速发电机来说，在任何转速下，频率每变化1Hz，输出电压约变化0.03%。另外，波形失真度较大的电源，会引起输出电压中高次谐波分量过大。所以在精密系统中励磁绕组一般采用单独电源供电，以保持电源电压和频率的稳定。



5.3.5 调整和使用

3. 移相问题

在自动控制系统中，往往希望输出电压与励磁电压相位相同，因而要进行移相。移相可以在励磁回路中进行，也可以在输出回路中进行，或者在两回路中同时进行。

励磁回路串联移相电容移相 电容值可用实验办法确定。应注意的是在励磁回路中串上电容后，会对输出斜率、线性误差等特性产生影响。

输出回路移相 输出绕组通过移相网络 RC 后再输出电压。图中 CR_1 就是移相电路，主要通过调节 C 和 R_1 的值来对输出电压 \dot{U}_2 进行移相。电阻 R_3 和 R_2 组成分压器，改变 R_3 和 R_2 的阻值可调节输出电压 U_2 。

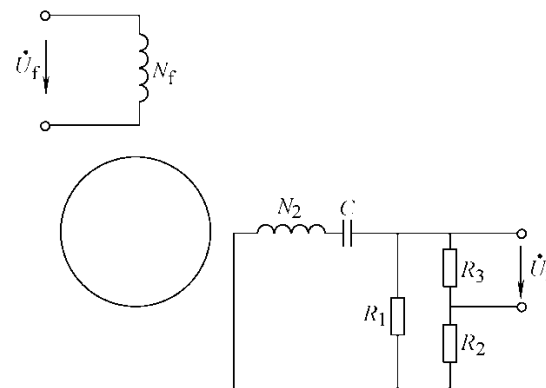


图5-38 输出回路移相





5.3.5 调整和使用

4. 最大线性工作转速

在测速发电机的技术条件中还规定了最大线性工作转速 n_{\max} ，它表示当电机在转速 $n < n_{\max}$ 的情况下工作时，其线性误差不超过标准规定的范围。所以在使用中，若对测速发电机线性度有一定要求时，电机的工作转速就不应超出最大线性工作转速。

5. 温度对性能的影响

测速发电机在运行过程中自身发热及电机所处的环境温度发生变化时，会使定子绕组和转子杯的电阻发生变化，同时温度变化也会影响磁性材料的导磁性能，这都会对电机的性能产生影响。



5.4 测速发电机的选择及应用举例

5.4.1 选用的基本原则

5.4.2 应用举例



5.4 测速发电机的选择及应用举例

5.4.1 选用的基本原则

选用测速发电机时，应根据系统的**频率、电压、工作速度范围**和在系统中所起的作用来选。

例如：作解算元件时考虑线性误差要小、输出电压的稳定性要好；

作一般速度检测或阻尼元件时灵敏度要高；

对要求快速响应的系统则应选转动惯量小的测速发电机等。

当使用直流或交流测速发电机都能满足系统要求时，则需考虑到它们的优缺点，全面权衡，合理选用。





5.4 测速发电机的选择及应用举例

交流感应测速发电机的优缺点

主要优点是：

①不需要电刷和换向器，构造简单，维护方便，运行可靠；②无滑动接触，输出特性稳定，精度高；③摩擦力矩小，惯量小；④不产生干扰无线电的火花；⑤正、反转输出电压对称。

主要缺点是：

①存在相位误差和剩余电压；②输出斜率小；③输出特性随负载性质改变（电阻性、电感性、电容性）。

直流测速发电机的优缺点：

不存在输出电压相位移；无剩余电压；输出功率较大，可带较大负载；温度补偿也比较容易。因有电刷换向器，故结构复杂，维护困难，且摩擦转矩较大，对无线电有干扰，存在不灵敏区。



5.4.2应用举例

1. 作速度测量元件
2. 作阻尼元件



5.4.2应用举例

1. 作速度测量元件

图5-39是一个单闭环恒速控制系统。用直流测速机作速度检测元件，使电机M恒速运转。

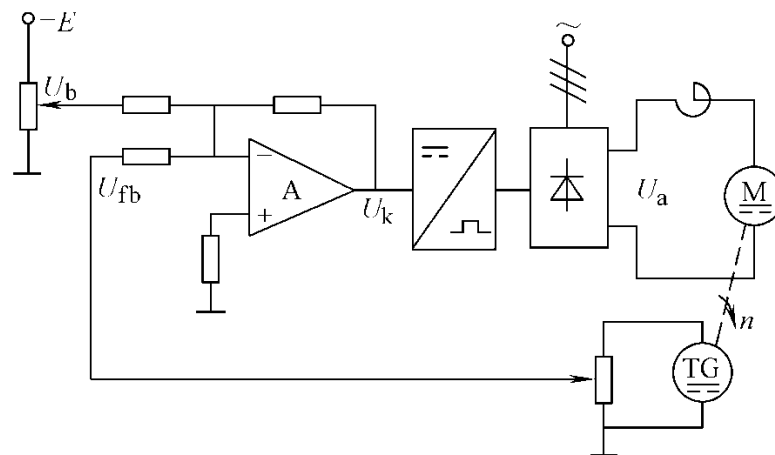


图5-39 恒速控制系统

改变转速 n ，只需调节 U_b 。



5.4.2应用举例

2. 作阻尼元件

系统框图如图5-40所示。

不接测速机时： $U_a = U'_a = K_1(\alpha - \beta)$ ，当 $\alpha > \beta$ 时， $U_a > 0$ ，电动机正转，使 $(\alpha - \beta)$ 缩小；当 $\alpha = \beta$ 时， $U_a = 0$ ，但由于惯性的作用， n 并不为0，而是继续向 β 增大的方向转动；到出现 $\alpha < \beta$ 时， $U_a < 0$ ，产生制动转矩，并反转。同样，反转时电动机也能冲过头，又出现 $\alpha > \beta$ （但差别比原来小），使系统产生振荡。

接上测速机时：在 β 增加过程中， $\frac{d\beta}{dt} > 0$ ， α 接近 β 时，就出现 $U_a < 0$ ，产生制动力矩，使系统很快停留在 α 的位置上。

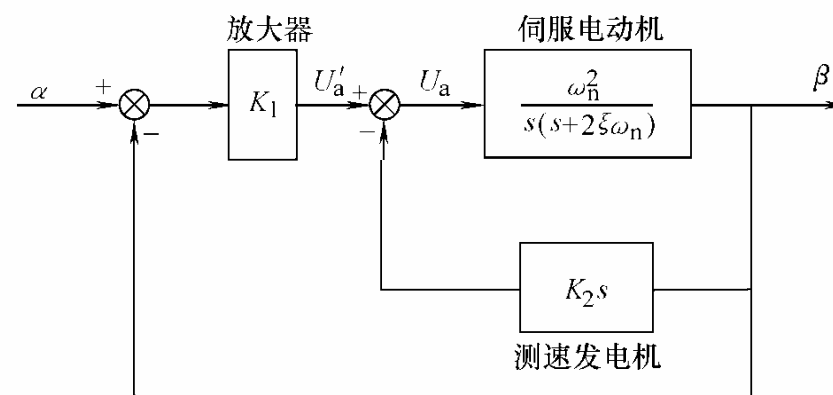


图5-40 测速发电机作阻尼元件





控制电机

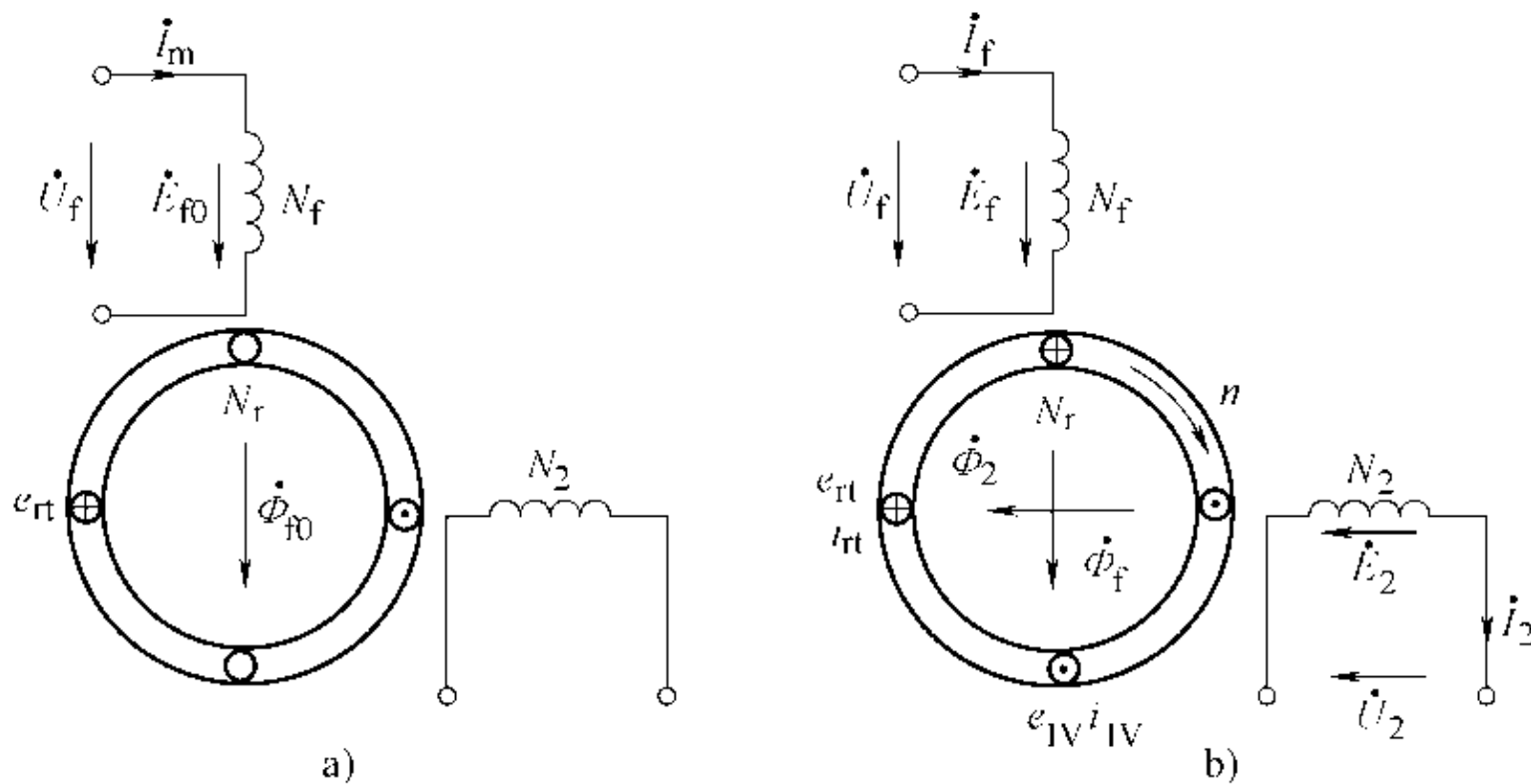


图5-12 感应测速发电机工作原理





控制电机

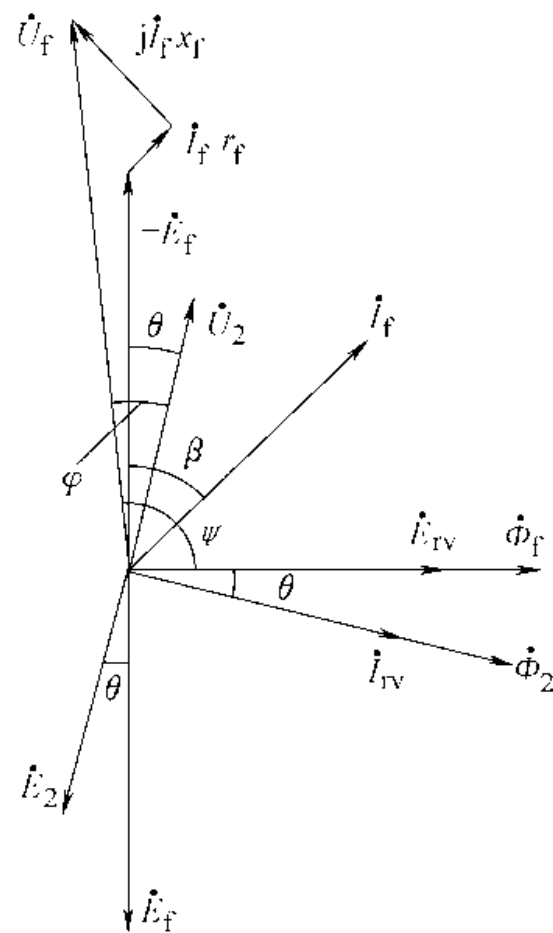


图5-18 电压相量图





控制电机

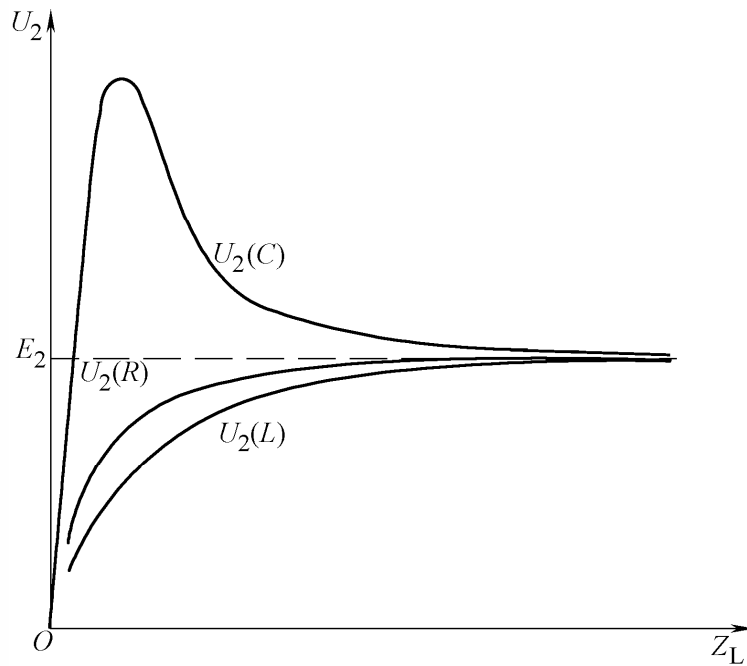


图5-36 输出电压与负载的关系

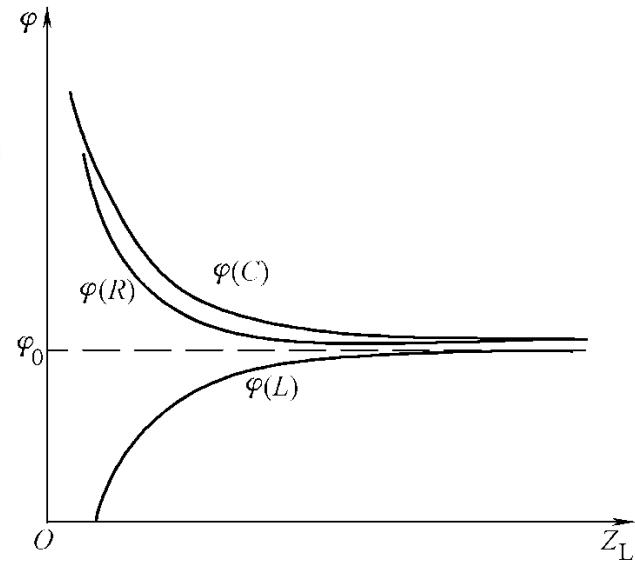


图5-37 输出相位移与负载的关系





测速发电机的主要内容

- 功能
- 分类
- 直流测速发电机的输出特性
- 直流测速发电机的优缺点
- 感应测速发电机的工作原理
- 感应测速发电机的幅值特性
- 感应测速发电机的相位特性
- 感应测速发电机的优缺点
- 负载对感应测速发电机的影响



第6章 自整角机

6.1 概述

6.2 控制式自整角机的工作原理

6.3 控制式自整角机的差动运行

6.4 控制式自整角机的性能指标

6.5 力矩式自整角机

6.6 直线自整角机

6.7 自整角机的选择和使用





6.1 概述

6.1.1 自整角机的功能与分类

6.1.2 自整角机的结构

6.1 概述



自整角机是一种将转角变换成电压信号或将电压信号变换成转角，以实现角度传输、变换和指示的元件。它可以用于测量或控制远距离设备的角度位置，也可以在随动系统中用作机械设备之间的角度联动装置，以使机械上互不相联的两根或两根以上转轴保持同步偏转或旋转。通常是两台或多台组合使用。

6.1.1 自整角机的功能与分类

根据在系统中的作用不同自整角机可分为**控制式**和**力矩式**两大类。





6.1.1 自整角机的功能与分类

自整角机的分类与功用

分 类		国内代号	国际代号	功 用
力矩式	发送机	ZLF	TX	将转子转角变换成电信号输出
	接收机	ZLJ	TR	接收力矩发送机的电信号, 变换成转子的机械能输出
	差动发送机	ZCF	TDX	串接于力矩发送机与接收机之间, 将发送机转角及自身转角的和(或差)转变为电信号, 输送到接收机
	差动接收机	ZCJ	TDR	串接于两个力矩发送机之间, 接收其电信号, 并使自身转子转角为两发送机转角的和(或差)
控制式	发送机	ZKF	CX	同力矩式发送机
	变压器	ZKB	CT	接收控制式发送机的信号, 变换成与失调角呈正弦关系的电信号
	差动发送机	ZKC	CDX	串接于发送机与变压器之间, 将发送机转角及其自身转角的和(或差)转变为电信号, 输送到变压器





6.1.1 自整角机的功能与分类

力矩式自整角接收机直接驱动轴上的机械负载，是一个开环系统，用在角度传输精度要求不高的系统，如远距离指示液面的高度、阀门的开度、电梯和矿井提升机的位置、变压器的分接开关位置等。

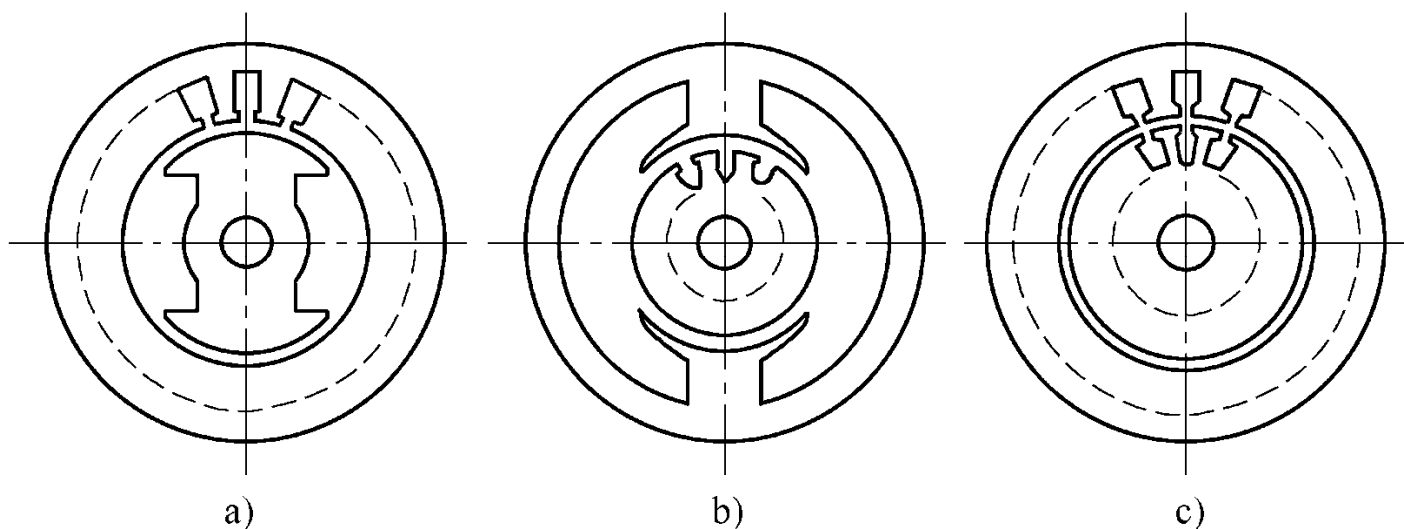
控制式自整角机接收机的转轴不直接带动负载，即没有力矩输出，当发送机和接收机转子之间存在角度差（即失调角）时，接收机将输出与失调角呈正弦关系的电压，将此电压加给伺服放大器，用放大后的电压来控制伺服电动机，再驱动负载。由于接收机是工作在变压器状态，通常称其为自整角变压器。控制式自整角机系统为闭环系统，它应用于负载较大及精度要求高的随动系统。





6.1.2 自整角机的结构

自整角机大都采用两极凸极或隐极结构



(a) 转子凸极结构 (b) 定子凸极结构 (c) 隐极式结构

图6-1 自整角机定、转子结构搭配

6.1.2 自整角机的结构

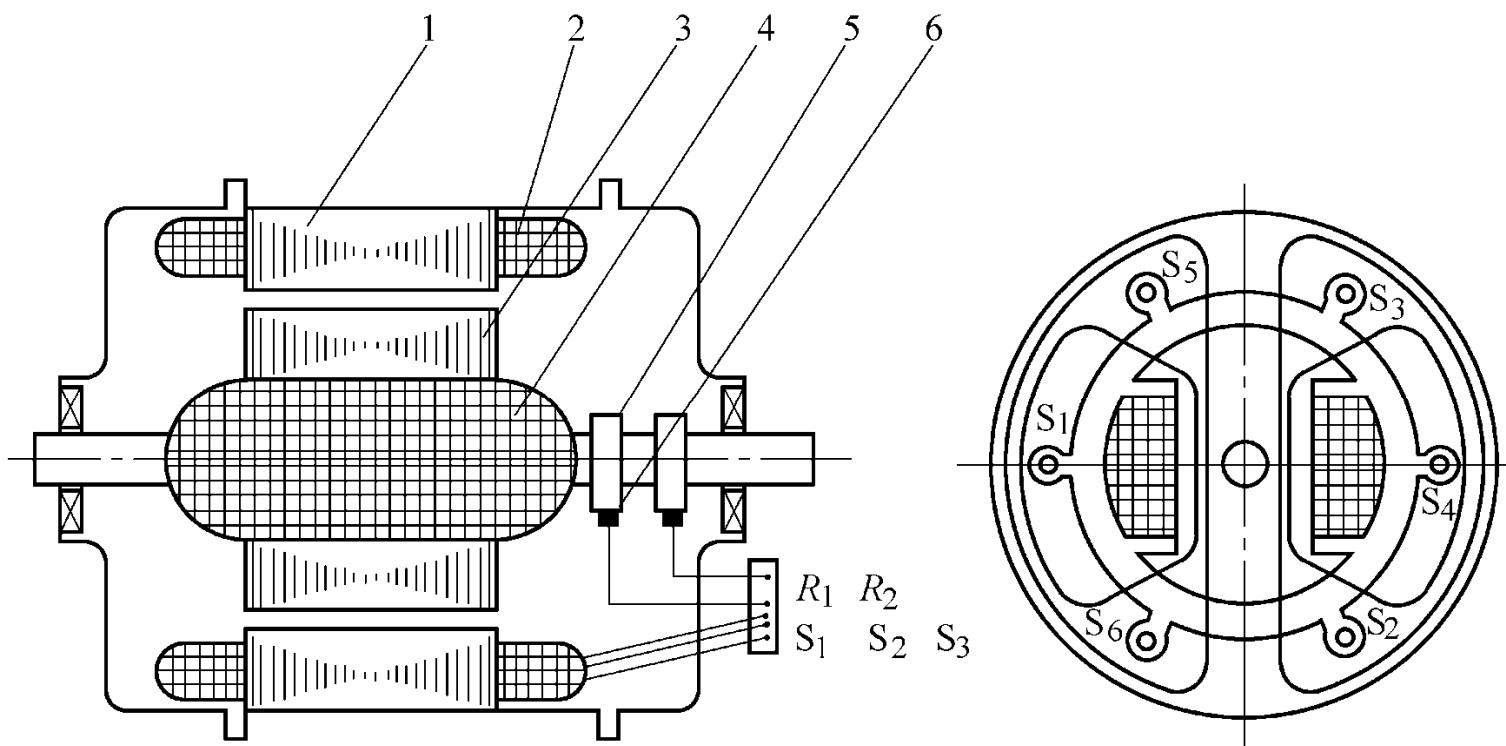


图6-2 自整角机的结构简图

1-定子铁心； 2-三相整步绕组； 3-转子铁心； 4-转子绕组； 5-滑环； 6-电刷





6.2 控制式自整角机的工作原理

控
制
电
机

6.2.1 发送机ZKF的定子磁场

6.2.2 接收机ZKB的定子磁场

6.2.3 ZKB的输出电动势

6.2.4 小结

6.2 控制式自整角机的工作原理



在自动控制系统中，广泛采用控制式自整角机与伺服机构组成的组合系统。**ZKF**为控制式自整角机的发送机，**ZKB**为控制式自整角机的接收机，也称为**自整角变压器**，**ZKF**和**ZKB**的整步绕组对应联接。

分析输出电动势与转子位置角 θ_1 和 θ_2 之间的关系。

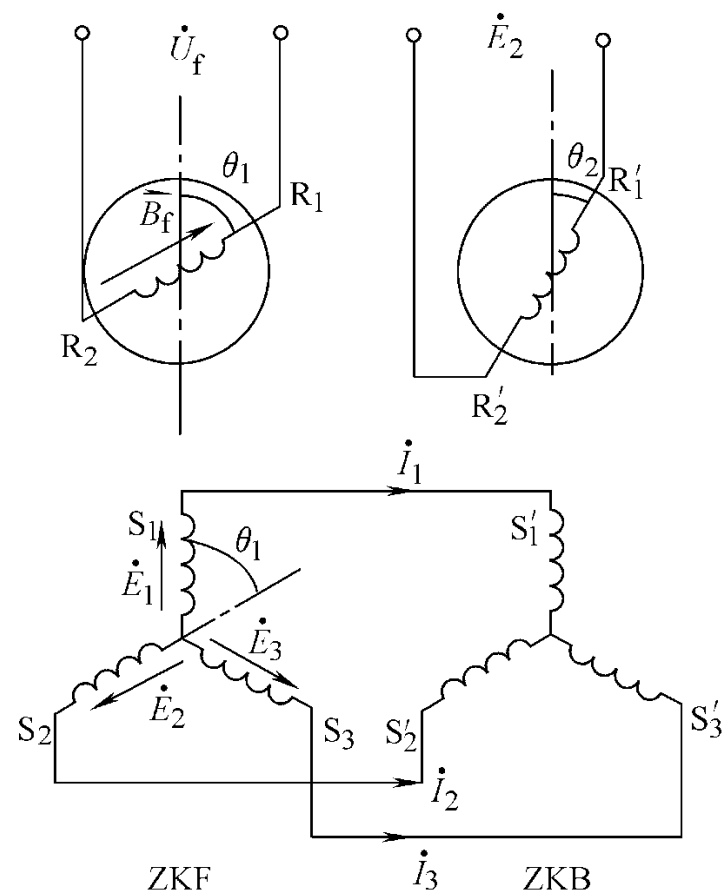


图6-5控制式自整角机的工作原理图





6.2.1 发送机ZKF的定子磁场

当ZKF的励磁绕组接交流电源励磁后，便产生一个在其轴线上脉振的磁场 B_f ，该脉振磁场的磁通在定子各相绕组中感应电势

$$\left. \begin{aligned} \phi_1 &= \phi_m \cos \theta_1 \\ \phi_2 &= \phi_m \cos(\theta_1 + 120^\circ) \\ \phi_3 &= \phi_m \cos(\theta_1 - 120^\circ) \end{aligned} \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= E \cos \theta_1 \\ E_2 &= E \cos(\theta_1 + 120^\circ) \\ E_3 &= E \cos(\theta_1 - 120^\circ) \end{aligned} \right\}$$

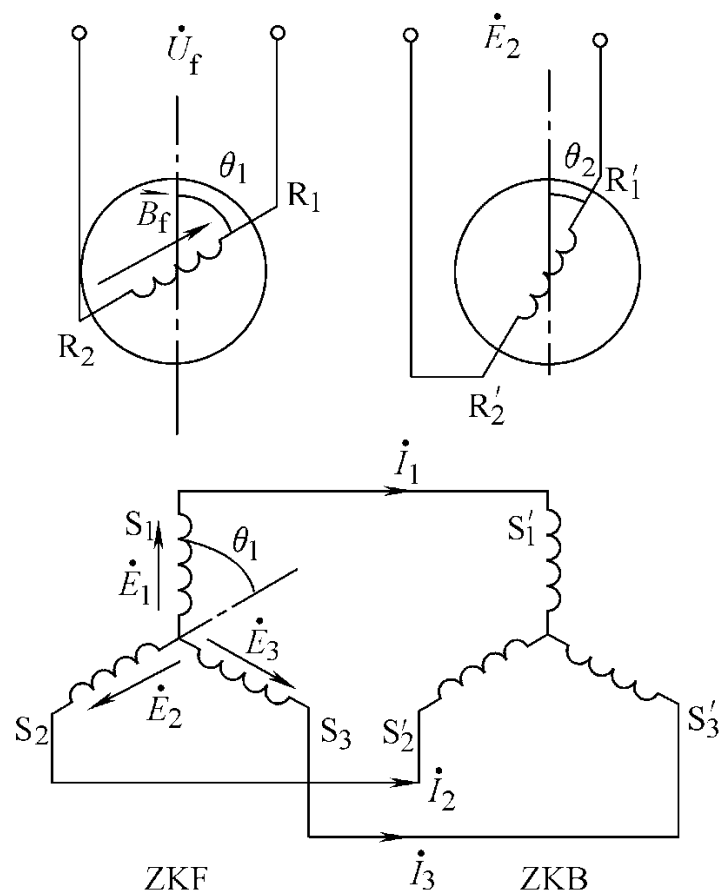
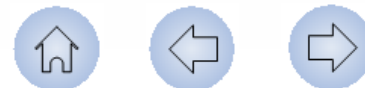


图6-5控制式自整角机的工作原理图





6.2.1 发送机ZKF的定子磁场

在**ZKF**与**ZKB**的整步绕组回路中产生电流

$$I_1 = \frac{E_1}{Z} = \frac{E \cos \theta_1}{Z} = I \cos \theta_1$$

$$I_2 = \frac{E_2}{Z} = \frac{E \cos(\theta_1 + 120^\circ)}{Z} = I \cos(\theta_1 + 120^\circ)$$

$$I_3 = \frac{E_3}{Z} = \frac{E \cos(\theta_1 - 120^\circ)}{Z} = I \cos(\theta_1 - 120^\circ)$$

Z为**ZKF**相绕组的阻抗**Z_F**、**ZKB**相绕组的阻抗**Z_B**和连接线的阻抗**Z_L**之和

$$Z = Z_F + Z_B + Z_L \quad I = \frac{E}{Z} \quad \text{为 } \theta_1 = 0 \text{ 时相电流的有效值}$$

定子三相电流在时间上同相位，各自在自己的相轴上产生一个脉振磁场，磁场的幅值正比于各相电流，若 $B_m = K\sqrt{2}I$ ，则三个脉振磁场可分别写成

$$B_1 = B_m \cos \theta_1 \sin \omega t$$

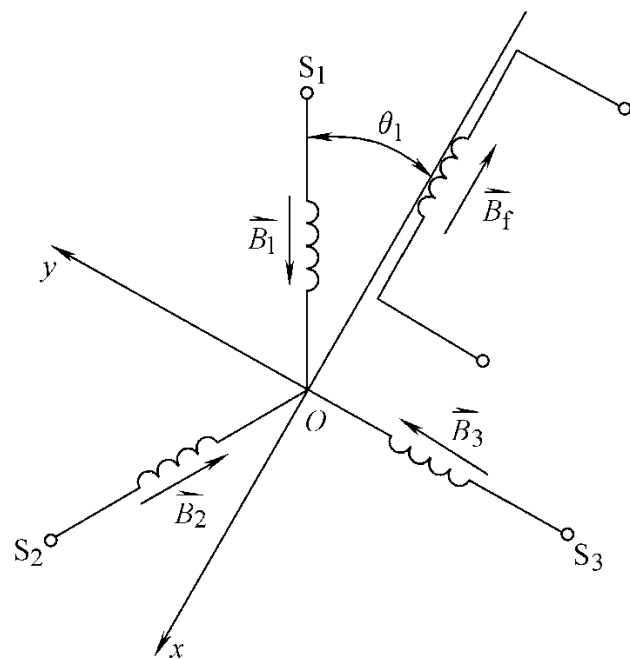
$$B_2 = B_m \cos(\theta_1 + 120^\circ) \sin \omega t$$

$$B_3 = B_m \cos(\theta_1 - 120^\circ) \sin \omega t$$





6.2.1 发送机ZKF的定子磁场 **PLC WORLD**



$$B_{1x} = B_1 \cos \theta_1$$

$$B_{1y} = -B_1 \sin \theta_1$$

$$B_{2x} = B_2 \cos(\theta_1 + 120^\circ)$$

$$B_{2y} = -B_2 \sin(\theta_1 + 120^\circ)$$

$$B_{3x} = B_3 \cos(\theta_1 - 120^\circ)$$

$$B_{3y} = -B_3 \sin(\theta_1 - 120^\circ)$$

图6-6定子磁场的分解与合成

x轴方向总磁通密度为

$$B_x = B_{1x} + B_{2x} + B_{3x} = B_1 \cos \theta_1 + B_2 \cos(\theta_1 + 120^\circ) + B_3 \cos(\theta_1 - 120^\circ)$$

$$B_x = B_m \left[\cos^2 \theta_1 + \cos^2(\theta_1 + 120^\circ) + \cos^2(\theta_1 - 120^\circ) \right] \sin \omega t$$





6.2.1 发送机ZKF的定子磁场

利用三角公式 $\cos^2 \theta = \frac{1 + \cos(2\theta)}{2}$

$$\left[\cos^2 \theta_1 + \cos^2(\theta_1 + 120^\circ) + \cos^2(\theta_1 - 120^\circ) \right] = \frac{3}{2}$$

$$B_x = \frac{3}{2} B_m \sin \omega t$$

同理得y轴方向总磁通密度为

$$\begin{aligned} B_y &= B_{1y} + B_{2y} + B_{3y} = -B_1 \sin \theta_1 - B_2 \sin(\theta_1 + 120^\circ) - B_3 \sin(\theta_1 - 120^\circ) \\ &= \frac{B_m}{2} \left[\sin(2\theta_1) + \sin 2(\theta_1 + 120^\circ) + \sin 2(\theta_1 - 120^\circ) \right] \sin \omega t \end{aligned}$$

$$\therefore B_y = 0$$

$$\therefore B = B_x + B_y = \frac{3}{2} B_m \sin \omega t$$





6.2.1 发送机ZKF的定子磁场

由上面的分析结果，可得出结论：

控
制
电
机

(1) 定子合成磁场仍为脉振磁场；

(2) 合成磁场总是位于励磁绕组轴线上；

(3) 合成磁场磁通密度的幅值为 $\frac{3}{2}B_m$ ，相位与励磁磁场差 180° 。





6.2.2 接收机ZKB的定子磁场

因**ZKB**的三相绕组与**ZKF**的三相绕组中流过的是同一电流，故**ZKB**的定子合成磁场也是脉振磁场，其大小与**ZKF**的定子合成磁场相等、轴线与相绕组轴线的夹角也为 θ_1 ，但由于电流方向相反，所以合成磁场的方向与 θ_1 的方向相反，如图6-7所示。

很明显，**ZKB**的定子绕组为原边，转子单相绕组为副边。由于**ZKB**的副边输出绕组轴线与定子相绕组轴线的夹角为 θ_2 所以定子合成磁场的轴线与输出绕组轴线的夹角为 $(\theta_1 - \theta_2)$ ，也就是发送轴与接收轴的转角差 δ 。





6.2.3 ZKB的输出电动势

当ZKB定子合成磁场的轴线与输出绕组轴线的夹角 $\theta_1 - \theta_2 = \delta$ 时，合成磁场在输出绕组中感应电动势的有效值为

$$E_2 = E_{2\max} \cos \delta$$

若将转子由原先规定的起始协调位置转过 90° 电角度，则

$$E_2 = E_{2\max} \cos(\gamma - 90^\circ) = E_{2\max} \sin \gamma$$

上式表明ZKB输出电动势与失调角 γ 的正弦成正比

因失调角一般很小，可近似认为 $\sin \gamma = \gamma$

则ZKB的输出电压为

$$U_2 = E_2 = E_{2\max} \gamma$$

$$\delta = \theta_1 - \theta_2$$

$$\delta = \gamma - 90^\circ$$

$$\gamma = \delta + 90^\circ$$

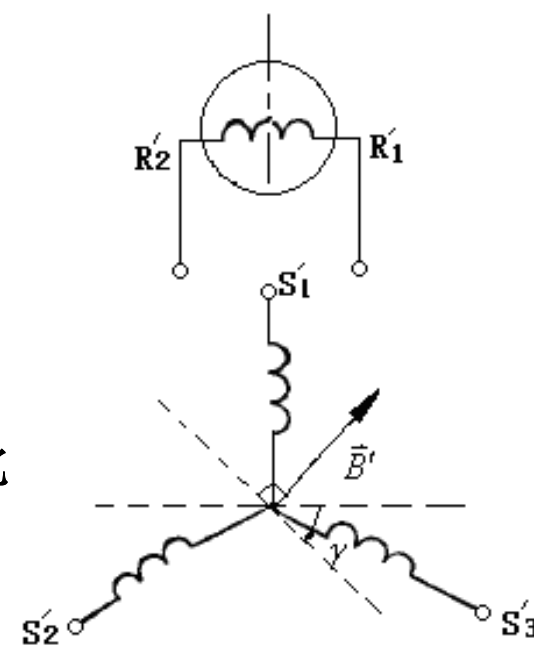
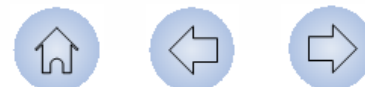


图6-8 控制式自整角机的协调位置





6.2.3 ZKB的输出电动势

$$E_2 = E_{2\max} \sin \gamma$$

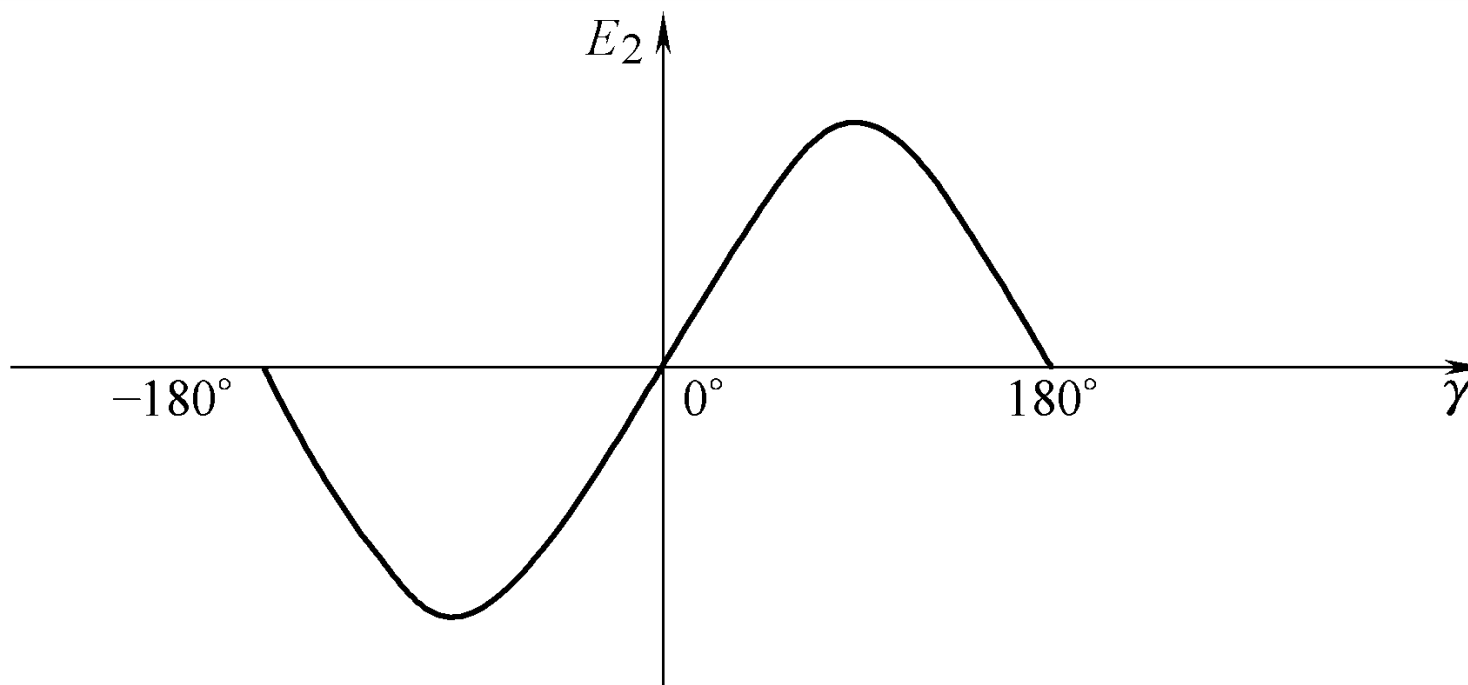


图6-9ZKB的输出电动势



6.2.4小结

控制式自整角机的工作原理：

- (1) **ZKF**励磁磁场是脉振磁场，**ZKF**定子各相绕组的感应电动势在时间上同相位，其有效值与定、转子的相对位置有关。
- (2) 在**ZKF**定子绕组感应电动势作用下，两自整角机绕组中的相电流总是大小相等、方向相反。
- (3) 在自整角机控制式运行时，将**ZKB**起始协调位置规定为与 S'_1 绕组轴线垂直的位置，协调时输出电动势 $E_2 = 0$ 。输出绕组轴线相对协调位置的转角 γ 称为失调角。
- (4) 输出绕组的电压为 $U_2 = E_{2\max} \sin \gamma$ ，在失调角很小时， $U_2 = E_{2\max} \gamma$ ，当出现失调 γ 时，自整角机输出电压经放大后带动伺服机转动直至失调角为零。





6.3 控制式自整角机的差动运行

6.3.1 工作原理

6.3.2 控制式差动发送机的应用

6.3 控制式自整角机的差动运行

在随动系统中，有时需要传递两个转轴的角度和或者角度差，这就要在上述控制式自整角机对**ZKF**和**ZKB**之间串入一台差动发送机**ZKC**，作差动运行。

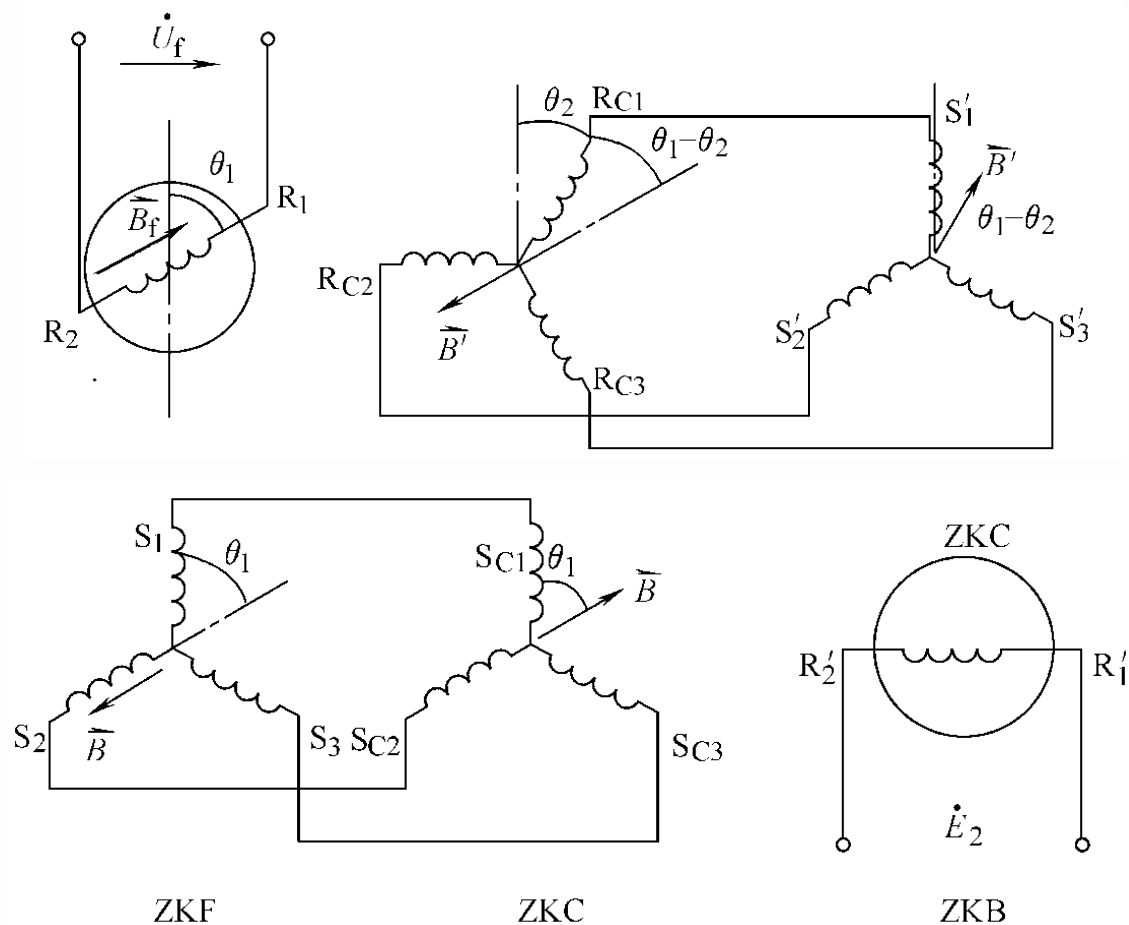


图6-10带有ZKC的控制式自整角机原理图





6.3.1 工作原理

在图6-10中

ZKB输出绕组轴线与其 S'_1 相轴线相互垂直, ZKF转轴输入 θ_1

ZKC转轴输入 θ_2

则ZKC转子绕组产生的磁场 \bar{B}' 必定与转子绕组 R_{C1} 的夹角为 $180^\circ - (\theta_1 - \theta_2)$

控
制
电
机

因ZKC转子三相绕组和ZKB定子三相绕组对应连接, 所以它们对应相的电流大小相等、方向相反, 该电流在ZKB定子绕组中产生的磁场 \bar{B}' 与 S'_1 相轴线的夹角为 $(\theta_1 - \theta_2)$ 。

在ZKB输出绕组中感应电动势为

$$E_2 = E_{2\max} \cos \left[(\theta_1 - \theta_2) - 90^\circ \right] = E_{2\max} \sin(\theta_1 - \theta_2)$$

该电动势经放大器放大后, 加到交流伺服电动机的控制绕组, 交流伺服电动机就带动ZKB按顺时针方向转动至输出电动势 $E_2 = 0$

实现了两发送轴角度差的传递。如ZKC按逆时针方向转 θ_2 , 可实现两发送轴角度和的传送。





6.3.2 控制式差动发送机的应用

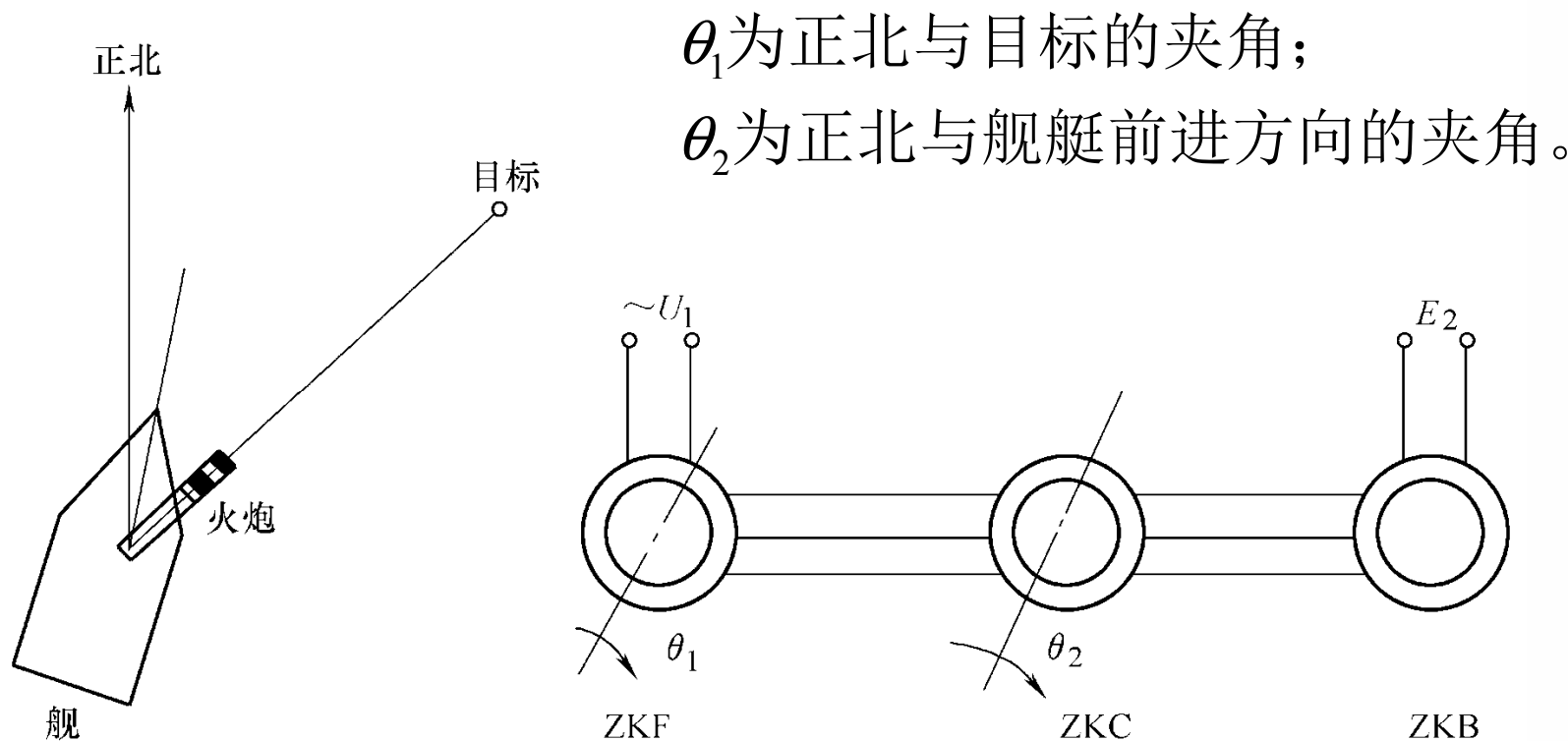
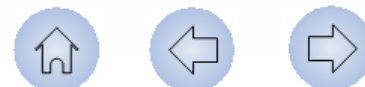


图6-11 火炮相对于罗盘方位角的控制原理图

上述系统中尽管舰艇的航向不断变化，但火炮始终能自动对准某一目标。





6.4 控制式自整角机的性能指标

6.4.1 误差概述

6.4.2 控制式自整角机的主要技术指标



6.4 控制式自整角机的性能指标

6.4.1 误差概述

当控制式自整角机的失调角很小时，**ZKB**的输出电压为

$$U_2 = E_2 = E_{2\max} \gamma$$

在协调位置时， $\gamma = 0$ ， $U_2 = 0$

实际上由于结构和工艺上的各种因素，

即使在协调位置，输出绕组中仍存在电压 $\Delta \dot{U}_2$

$\Delta \dot{U}_2$ 分解成二个分量：

第一个分量 $\Delta \dot{U}'_2$ 称为同相分量，引起转角随动误差；

第二个分量 $\Delta \dot{U}''_2$ 称为正交分量，使系统工作恶化。

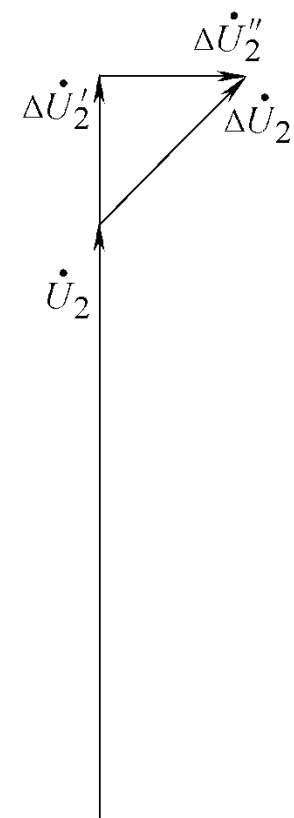


图6-12输出电压相量图





6.4.2 控制式自整角机的主要技术指标

1. 电气误差 $\Delta\gamma_e$

静态时由 $\Delta\dot{U}'_2$ 所引起的误差称为ZKB的电气误差

$$\Delta\gamma_e = \frac{|\Delta\delta_m| + |-\Delta\delta_m|}{2}$$

2. 零位电压 U_0

接收机转子与发送机转子处于协调位置时输出绕组出现的端电压叫零位电压一般有50~180 mV的残余电压。

控制式自整角机的零位电压

电压等级/V	频率/HZ	零位电压/mV	
		发送机	变压器
20	400	50	70
36	400	70	80
115	400	150	100
110	50	180	150



6.4.2 控制式自整角机的主要技术指标

3. 比电压 U_θ

ZKB在协调位置附近单位失调角（取 $\gamma = 1^\circ$ ）时的输出电压称为比电压 U_θ 。比电压大，同样大小的失调角所获得的信号电压也大，因此系统的灵敏度高。

4. 输出相位移 φ

输出相位移是指**ZKB**输出电压的基波分量对**ZKF**励磁电压基波分量的时间相位差。目前，国产**ZKB**的输出相位移为 $2^\circ \sim 20^\circ$ 。

5. 速度误差 $\Delta\gamma_v$

当转子转速较高时产生一定的速度误差 $\Delta\gamma_v$

转速越高，速度电动势越大，速度误差 $\Delta\gamma_v$ 也越大。





6.5 力矩式自整角机

6.5.1 力矩式自整角机的工作原理

6.5.2 力矩式自整角机的差动运行

6.5.3 力矩式自整角机的主要技术指标

6.5.4 力矩式自整角机的应用举例



6.5 力矩式自整角机

6.5.1 力矩式自整角机的工作原理

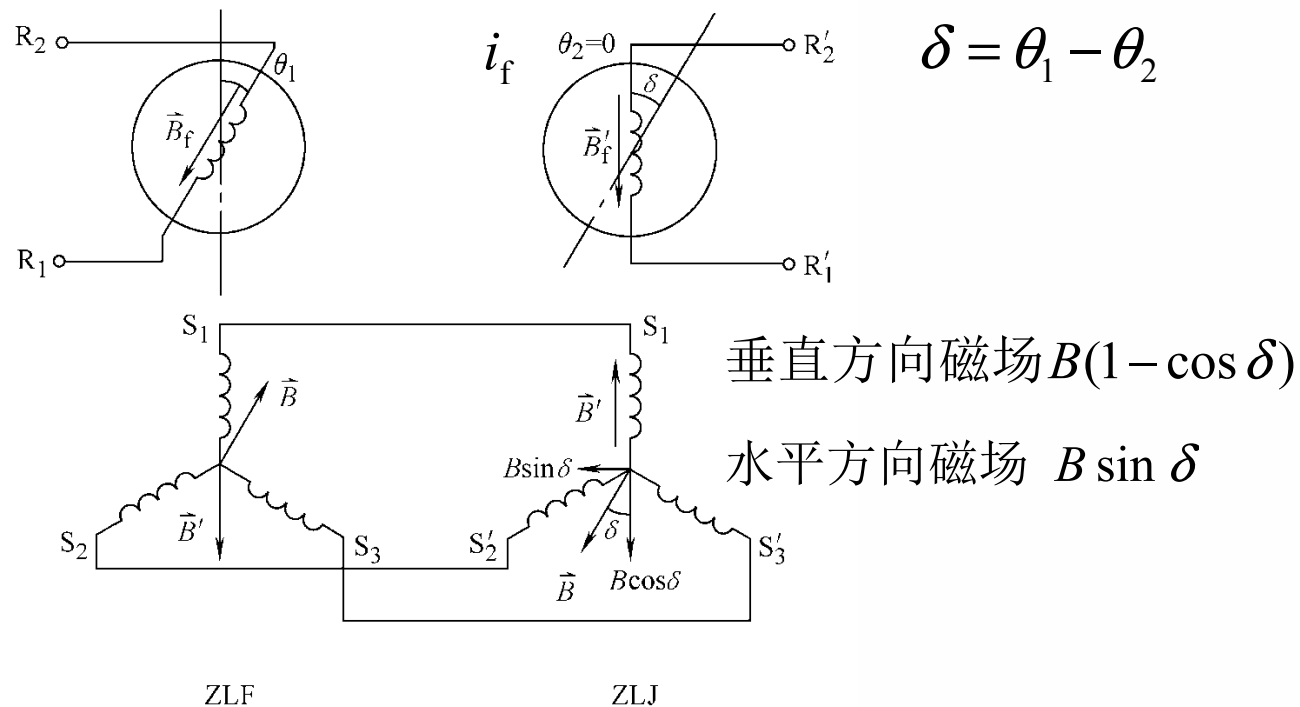


图6-13力矩式自整角机的原理图

应用叠加原理分别考虑ZLF励磁磁通和ZLJ励磁磁通的作用,所以ZLF和ZLJ同时励磁定子绕组所产生的合成磁场应该是 \vec{B} 和 \vec{B}' 的叠加。





6.5.1 力矩式自整角机的工作原理

为分析方便将 \vec{B} 分解成两个分量

直轴分量 $B(1 - \cos \delta)$ 与转子电流 i_f 相互作用产生电磁力，但不产生转矩

交轴分量 $B \sin \delta$ 与 i_f 相互作用产生转矩

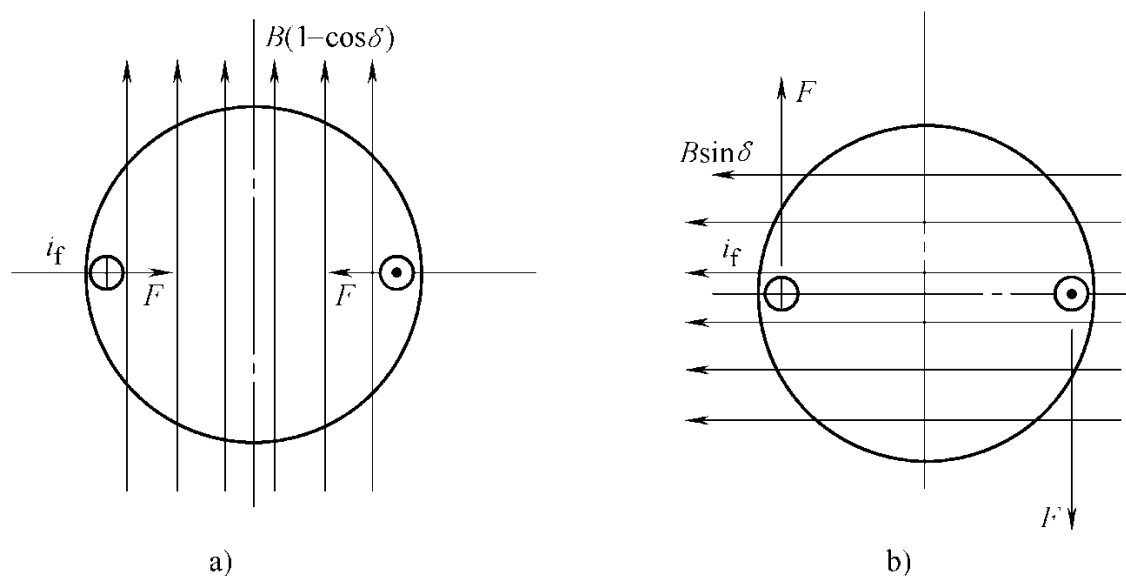


图6-14转子电流与定子磁场相互作用产生转矩



6.5.1 力矩式自整角机的工作原理

在该转矩作用下使失调角减小, 当其为零后 $B \sin \delta = 0$, 转矩为零使ZLJ转子轴线停止在与ZLF转子轴线一致的位置上, 称为整步转矩 T

$$T = K \sin \delta$$

当失调角 δ 很小时, $\sin \delta \approx \delta$

$$\text{则 } T = K\delta$$

ZLF中也会产生整步转矩。整步转矩的方向也是向着减小失调角 δ 的方向。



6.5.2 力矩式自整角机的差动运行

当需要指示的角度为两个已知角的和或差时，可以在一对力矩式自整角机之间加入一台力矩式差动发送机**ZCF**，构成差动发送机系统。

也可以在一对力矩式自整角机之间加入一台力矩式差动接收机**ZCJ**，构成差动接收机系统。在随动系统中，通常采用差动发送机系统。

在差动发送机系统中，力矩式差动发送机**ZCF**的结构与控制式差动发送机**ZKC**极为相近，转子采用隐极式，且定转子都有三相对称绕组。**ZLF**和**ZLJ**的励磁绕组接同一交流电源励磁，它们的整步绕组分别与**ZCF**的定子和转子三相绕组对应连接。



6.5.2 力矩式自整角机的差动运行

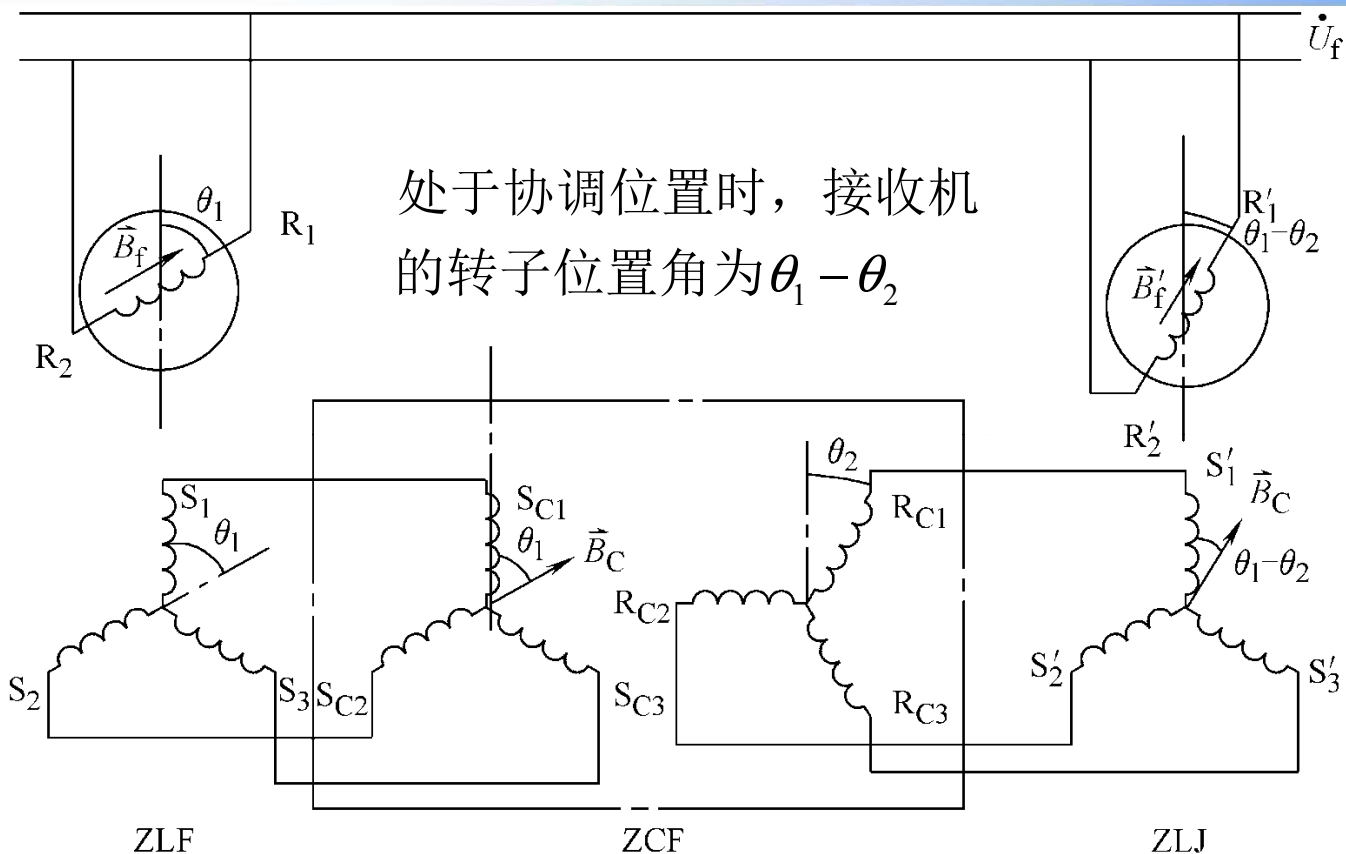


图6-15带有ZCF的力矩式自整角机系统

ZLJ转子必然从 S'_1 相轴线转过 $\theta_1 - \theta_2$ 达到协调位置 实现两角之差的传送。

若ZLF和ZCF的转子异向偏转时，则能实现两角之和的传送。



6.5.3 力矩式自整角机的主要技术指标

1. 静态误差 $\Delta\theta_s$

发送机处于停转或转速很低时的工作状态称为静态。在理想情况下，接收机应与发送机转过相同的角度。但由于接收机轴上存在摩擦转矩和阻尼转矩，所以使两机的转角出现差值。把静态空载运行而达到协调位置时，发送机转子转过的角度与接收机转子转过的角度之差称为静态误差。

静态误差通常用度或角分表示，它决定接收机的精度。根据静态误差的大小可分为三个精度等级：**0级为0.5°**，**1级为1.2°**，**2级为2°**。





6.5.3 力矩式自整角机的主要技术指标

2. 比整步转矩 T_{θ}

在协调位置附近，失调角为 1° 时，接收机轴上所产生的整步转矩，即

$$T_{\theta} = K \sin 1^{\circ} \approx 0.01745 K$$

比整步转矩越大，其整步能力越强，静态误差越小，所以比整步转矩是ZLJ的一项重要性能指标。一般产品数据中均列出它的数值。

3. 零位误差 $\Delta\theta_0$

当ZLF的转子励磁后，在理论上，从线电动势为零的某一位置(基准零位)开始，转子每转过 60° ，整步绕组中必有一线电动势(E_{ab} 或 E_{bc} 或 E_{ca})为零，此位置称为理论电气零位。

但是由于设计、工艺、材料等因素的影响，实际电气零位与理论电气零位存在着差异，两者之差称为力矩式自整角机的零位误差。





6.5.3 力矩式自整角机的主要技术指标

4. 阻尼时间 t_D

指强迫接收机转子失调(177 ± 2) $^\circ$ ，放松后，经过衰减振荡达到协调位置所需要的时间。按规定阻尼时间不应大于**3s**。阻尼时间越短，表示接收机的跟随性能越好。为此，在力矩式接收机中通常都装有阻尼绕组，也有的装有机机械阻尼器。

6.5.4 力矩式自整角机的应用举例



浮子随液面的高度升降将液面位置转换成发送机转子的转角。于是接收机转子就带动指针准确地跟随着发送机转子的转角变化而偏转，从而实现了远距离位置的指示。

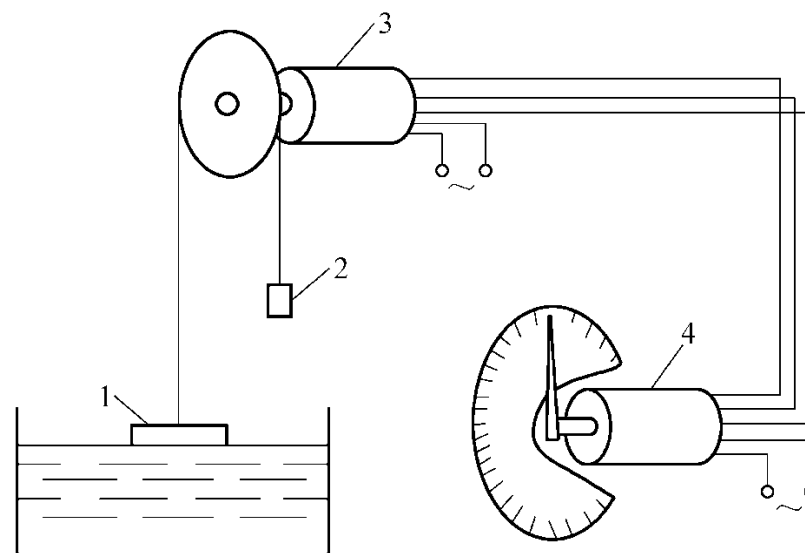
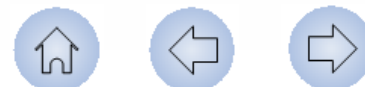


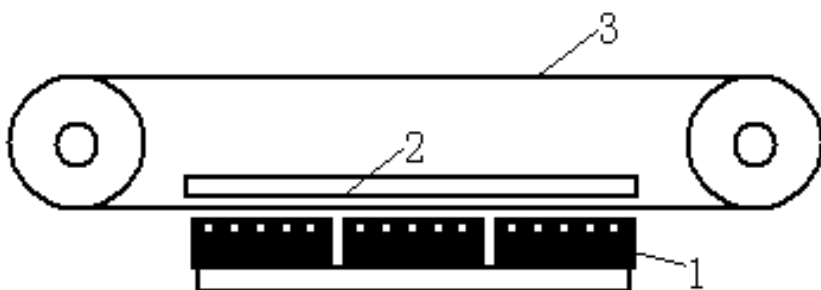
图6-16液面位置指示器
1-浮子；2-平衡锤；3-自整角发送机；
4-自整角接收机





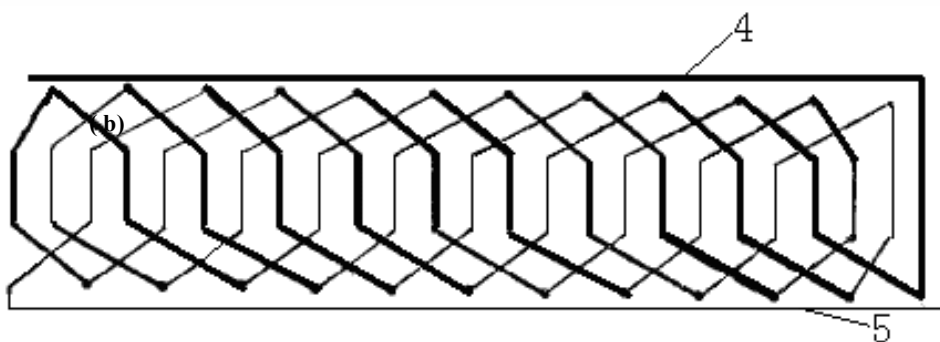
6.6 直线自整角机

在同步随动系统中，有时要求系统作直线同步位移，如雷达直线测量仪中就采用直线自整角机。



直线自整角机结构图

1-3个凸极定子,布置三相绕组; 2-导磁体;
3-直线位移的动子, 布置单相绕组。



印刷电路板导线连接图

直线自整角机的工作原理与旋转式自整角机基本相同，印刷绕组基片通过两个圆盘轮绞动，当印刷绕组中通入交流电流时，定子各相绕组中感应与印刷绕组位置有关的电压；若定子三相绕组通电，印刷绕组作平行直线运动，其输出端就产生一个与位置有关的输出电压。利用一对这样的直线自整角机，就可实现两绞轮间的直线位移同步。



6.7 自整角机的选择和使用

6.7.1 控制式和力矩式自整角机的特点及适用的系统和负载

6.7.2 自整角机的选用



6.7 自整角机的选择和使用

力矩式和控制式自整角机各有不同的特点，选用时应根据电源情况、负载种类、精度要求、系统造价等方面综合考虑。

6.7.1 控制式和力矩式自整角机的特点及适用的系统和负载

控制式和力矩式自整角机的比较

项目	控制式自整角机	力矩式自整角机
负载能力	自整角变压器只输出信号，负载能力取决于系统中伺服电动机及放大器的功率	接收机的负载能力受到精度及比整步转矩的限制，故只能带动指针、刻度盘等轻负载
精度	较高	较低
系统结构	较复杂，需要用伺服电动机、放大器、减速齿轮等	较简单，不需要用其它辅助元件
系统造价	较高	较低





6.7.2 自整角机的选用

1. 自整角机的技术数据

- (1) 励磁电压：是指在励磁绕组上应加的电压。
- (2) 最大输出电压：是指额定励磁时，自整角机副边的最大线电压。
- (3) 空载电流和空载功率：指副边空载时，励磁绕组的电流和消耗的功率。
- (4) 开路输入阻抗：指副边开路，从原边（励磁端）看进去的等效阻抗。
- (5) 短路输出阻抗：指原边（励磁端）短路，从副边绕组两端看进去的阻抗。
- (6) 开路输出阻抗：指原边（励磁端）开路，从副边绕组两端看进去的阻抗。





6.7.2 自整角机的选用

2. 选用时应注意的事项

- (1) 自整角机的励磁电压和频率必须与使用的电源符合。对尺寸小的自整角机，选电压低的比较可靠；对长传输线，选用电压高的可降低线路压降的影响；要求体积小、性能好的，应选**400 Hz**的自整角机否则，采用工频比较方便（不需要专用中频电源）。
- (2) 相互联接使用的自整角机，其对接绕组的额定电压和频率必须相同。
- (3) 在电源容量允许的情况下，应选用输入阻抗较低的发送机，以便获得较大的负载能力。
- (4) 选用自整角变压器和差动发送机时，应选输入阻抗较高的产品，以减轻发送机的负载。





6.7.2 自整角机的选用

3. 使用中应注意的问题

(1) 零位调整

当自整角机在随动系统中用作测量差角时，在调整之前其发送机和变压器刻度盘上的读数通常需要进行调零。调零的方法是：转动发送机的转子使其刻度盘上的读数为零，然后固定发送机转子，再转动变压器定子，使变压器在协调位置时，刻度盘的读数也为零，并固定变压器定子。

(2) 发送机和接收机切勿调错

为了简化理论分析，曾假设发送机与接收机结构相同。实际上，发送机和接收机是有差异的。对于**ZKF**，其转子为凸极结构，而**ZKB**的转子为隐极结构，因为隐极转子的磁通密度在空间上的分布更接近正弦。另外，**ZKF**和**ZKB**的定、转子绕组的参数也不一样，因此**ZKF**与**ZKB**不能互换。对于力矩式自整角机，**ZLJ**带有电阻尼（与励磁绕组相交 90° 处有一短路绕组，称阻尼绕组）或机械阻尼，而**ZLF**则没有阻尼，若二者对调，易发生振荡，使跟随性能变差。





控制电机

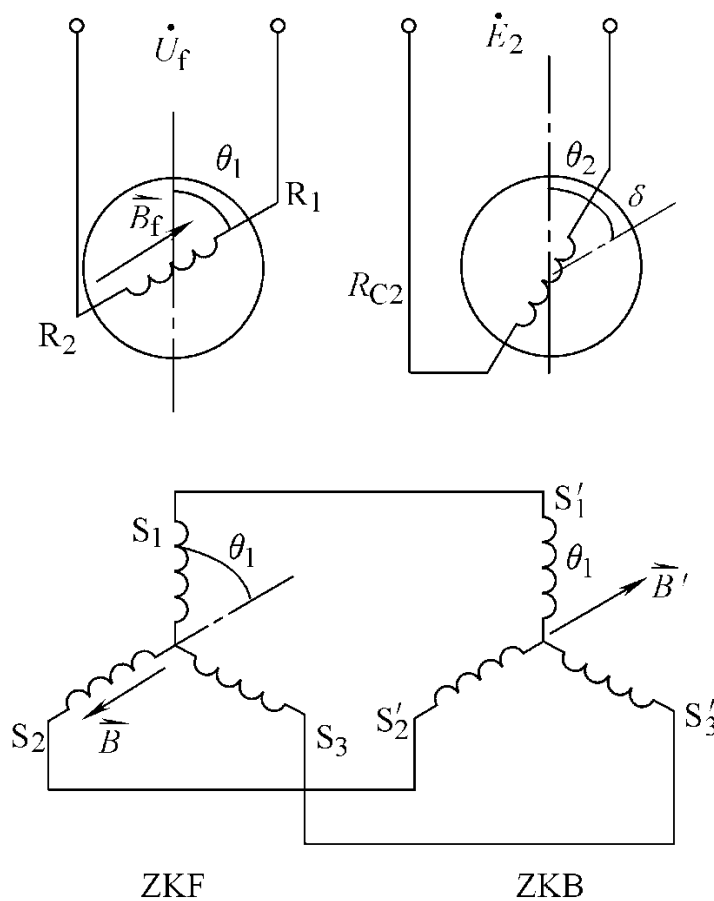
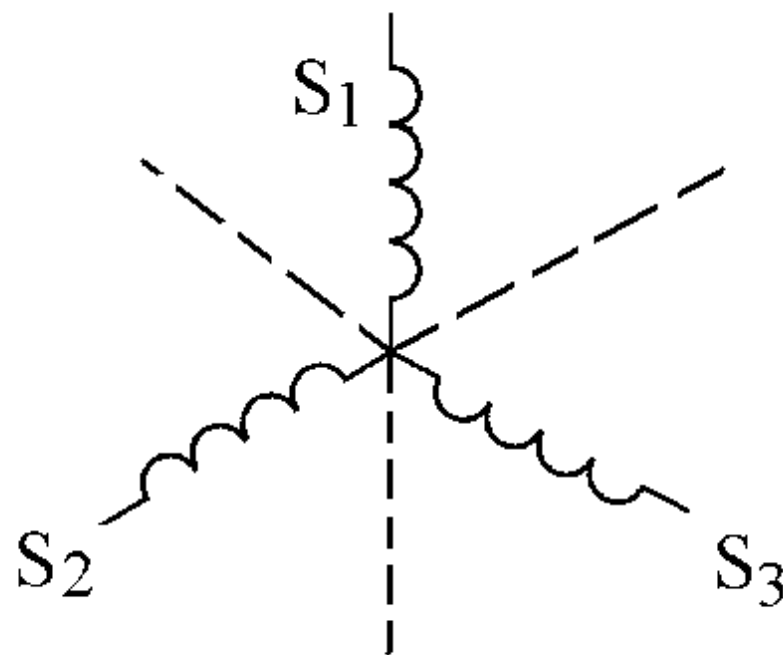


图6-7 自整角机定、转子磁场关系





控制电机

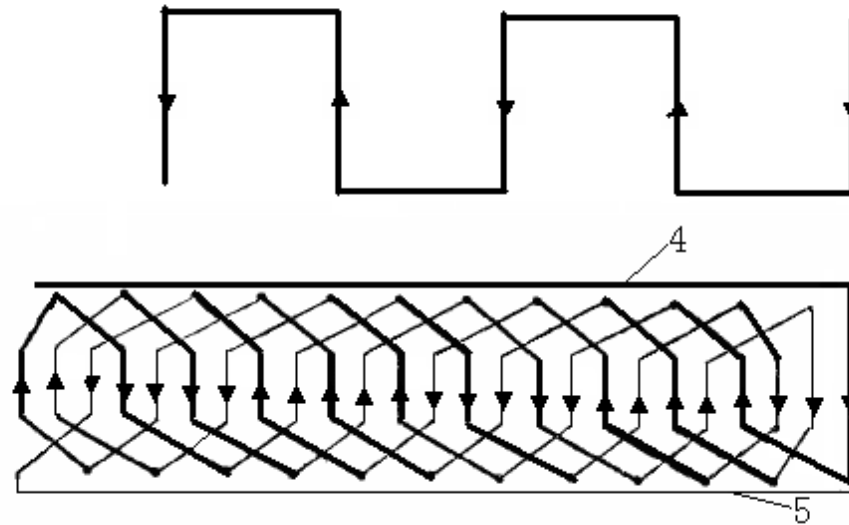


理论电器零位





控制电机



单相绕组





第7章 旋转变压器

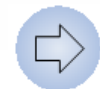
7.1 概 述

7.2 正余弦旋转变压器

7.3 线性旋转变压器

7.4 旋转变压器的误差分析及主要技术指标

7.5 多极旋转变压器和感应同步器



7.1 概 述



控
制
电
机

7.1.1 旋转变压器的分类

7.1.2 旋转变压器的结构特点



7.1 概 述



旋转变压器是自动控制装置中的一类精密控制微电机。从物理本质看，可以认为是一种可以旋转的变压器，这种变压器的原、副边绕组分别放置在定子和转子上。当旋转变压器的原边施加交流电压励磁时，其副边输出电压将与转子的转角保持某种严格的函数关系，从而实现角度的检测、解算或传输等功能。



7.1.1 旋转变压器的分类

按有无电刷与滑环之间的滑动接触分，可分为有刷和无刷两种。

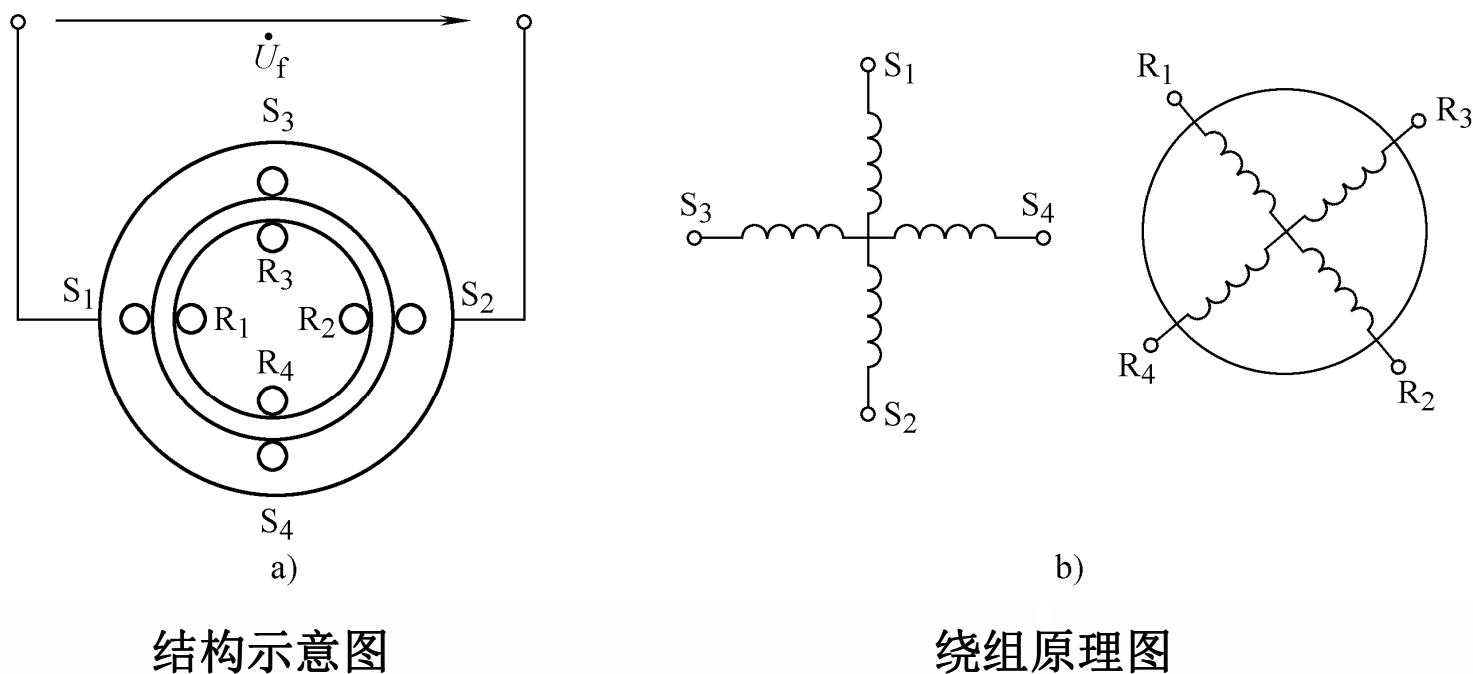
按电机的极数多少分，可分为两极式和多极式。

按输出电压与转子转角间的函数关系，又可分为正余弦旋转变压器、线性旋转变压器和比例式旋转变压器等。

根据应用场合的不同，旋转变压器又可以分为两大类：一类是解算用旋转变压器，如利用正余弦旋转变压器进行坐标变换、角度检测等，这已在数控机床及高精度交流伺服电动机控制中得以应用；另一类是随动系统中角度传输用旋转变压器，这与控制式自整角机的作用相同，也可以分为旋变发送机、旋变差动发送机和旋变变压器等，只是利用旋转变压器组成的位置随动系统，其角度传送精度更高，因此多用于高精度随动系统中。

7.1.2 旋转变压器的结构特点

旋转变压器的基本结构与隐极转子的控制式自整角机相似。



结构示意图

绕组原理图

图7-1旋转变压器定、转子绕组结构示意图

S1-S2定子励磁绕组，**S3-S4**定子交轴绕组，**R1-R2**转子余弦输出绕组，**R3-R4**转子正弦输出绕组。





7.2 正余弦旋转变压器

7.2.1 工作原理

7.2.2 输出特性的补偿

7.2.3 应用



7.2 正余弦旋转变压器

正余弦旋转变压器输出绕组的电压与转子转角呈正弦和余弦函数关系。

7.2.1 正余弦旋转变压器的工作原理

1. 空载运行

输出绕组R₁-R₂和R₃-R₄以及定子交轴绕组S₃-S₄开路，在励磁绕组S₁-S₂施加交流励磁电压，将在气隙中将产生一个脉振磁场 B_f ，该脉振磁场的轴线在定子励磁绕组S₁-S₂的轴线上。

设S₁-S₂轴线与R₁-R₂轴线的夹角为 θ 。

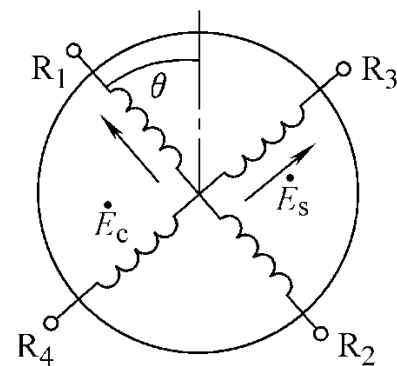
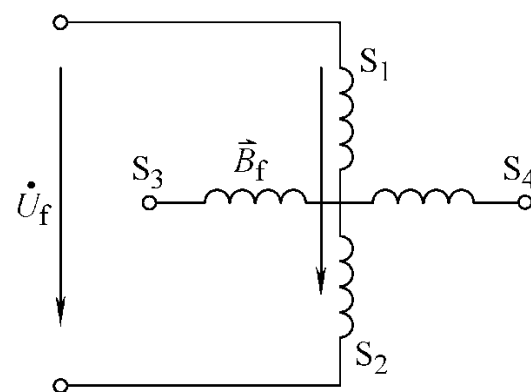


图7-2旋转变压器的工作原理





7.2.1 正余弦旋转变压器的工作原理

励磁磁通在励磁绕组S₁-S₂、正弦绕组R₃-R₄和余弦R₁-R₂中感应电势分别为

$$\left. \begin{aligned} E_f &= 4.44 f N_1 k_{w1} \phi_m \\ E_c &= 4.44 f N_2 k_{w2} \phi_m \cos \theta \\ E_s &= 4.44 f N_2 k_{w2} \phi_m \cos(90^\circ - \theta) = 4.44 f N_2 k_{w2} \phi_m \sin \theta \end{aligned} \right\}$$

$N_1 k_{w1}$ 为定子绕组的有效匝数；

$N_2 k_{w2}$ 为转子绕组的有效匝数。

$$K_u = \frac{N_2 k_{w2}}{N_1 k_{w1}}$$

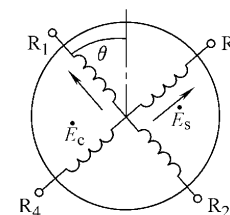
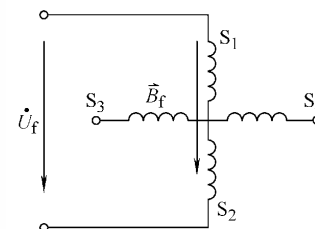
旋转变压器的变比

$$\left. \begin{aligned} E_s &= K_u E_f \sin \theta \\ E_c &= K_u E_f \cos \theta \end{aligned} \right\}$$

忽略励磁绕组的电阻和漏抗，则 $E_f = U_f$

$$\left. \begin{aligned} E_s &= K_u U_f \sin \theta \\ E_c &= K_u U_f \cos \theta \end{aligned} \right\}$$

输出电动势与转子转角呈严格的正、余弦关系。





7.2.1 正余弦旋转变压器的工作原理

2. 负载运行

正弦输出绕组**R3-R4**带上负载以后，其输出电压不再是转角的正余弦函数，这种输出特性偏离正余弦规律的现象称为输出特性的畸变。

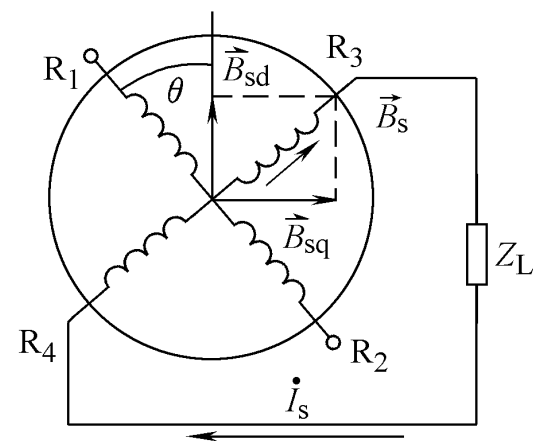
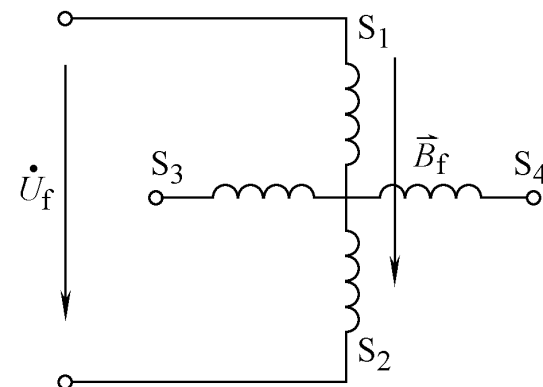


图7-3 正弦绕组接负载 Z_L

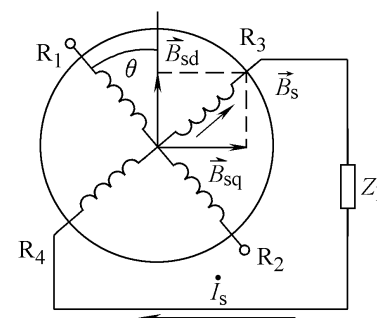
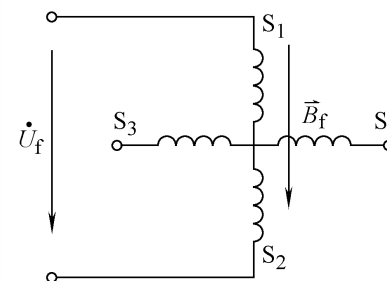
$$I_s \rightarrow B_s \begin{cases} B_{sd} = B_s \sin \theta \rightarrow \text{作用与空载相同} \\ B_{sq} = B_s \cos \theta \rightarrow \text{在正弦绕组中感应电势} \end{cases}$$



7.2.1 正余弦旋转变压器的工作原理

ϕ_{sq} 将在其中感应电动势

$$\begin{aligned}
 E_{sq} &= 4.44 f N_2 k_{w2} \phi_{sq} \cos \theta \\
 &= 4.44 f N_2 k_{w2} \phi_s \cos^2 \theta \\
 &= 4.44 f N_2 k_{w2} \Lambda F_s \cos^2 \theta \\
 &= 2\pi f (N_2 k_{w2})^2 \Lambda I_s \cos^2 \theta \\
 &= I_s x_m \cos^2 \theta
 \end{aligned}$$



$x_m = 2\pi f (N_2 k_{w2})^2 \Lambda$ 为绕组电抗， Λ 为磁路的磁导。

由此得出正弦输出回路的电压平衡方程式为

$$\dot{E}_s + \dot{E}_{sq} = \dot{U}_{Ls} + \dot{I}_s Z_s$$

式中 $\dot{U}_{Ls} = \dot{I}_s Z_L$ 为正弦输出绕组负载时的输出电压， Z_s 为正弦绕组的漏阻抗



7.2.1 正余弦旋转变压器的工作原理

将 $\dot{E}_{sq_s} = -j\dot{I}_s x_m \cos^2 \theta$ 和 $\dot{U}_{L_s} = \dot{I}_s Z_L$ 代入 $\dot{E}_s + \dot{E}_{sq_s} = \dot{U}_{L_s} + \dot{I}_s Z_s$

$$\text{得: } \dot{I}_s = \frac{\dot{E}_s}{Z_L + Z_s + jx_m \cos^2 \theta}$$

$$\therefore E_s = K_u U_f \sin \theta$$

$$\therefore \dot{U}_{L_s} = \frac{K_u U_f \sin \theta}{1 + \frac{Z_s}{Z_L} + j \frac{x_m}{Z_L} \cos^2 \theta} \approx \frac{K_u U_f \sin \theta}{1 + j \frac{x_m}{Z_L} \cos^2 \theta}$$

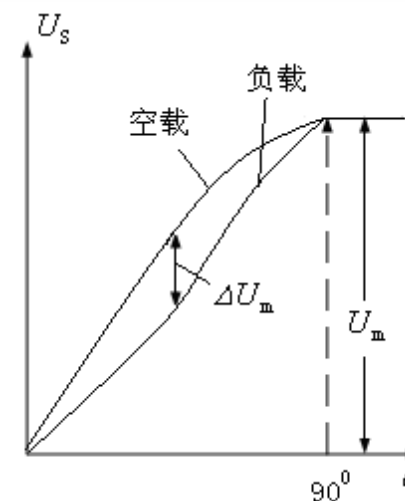


图7-4输出特性的畸变

可以看出，负载时由于交轴磁场的存在，在输出电压中多出 $j \frac{x_m}{Z_L} \cos^2 \theta$ 项，使旋转变压器的输出特性不再是转角的正弦函数，而是发生了畸变。并且负载阻抗越小，畸变愈严重。



7.2.2 输出特性的补偿



1. 二次侧补偿的正余弦旋转变压器

畸变的原因是交轴磁场的存在。

当正余弦旋转变压器一个输出绕组工作，另一个输出绕组作补偿时，称为二次侧补偿。

若 B_s 和 B_c 所产生的交轴分量互相抵消时，则旋转变压器中就不存在交轴磁通，也就消除了由交轴磁通引起的输出特性的畸变。

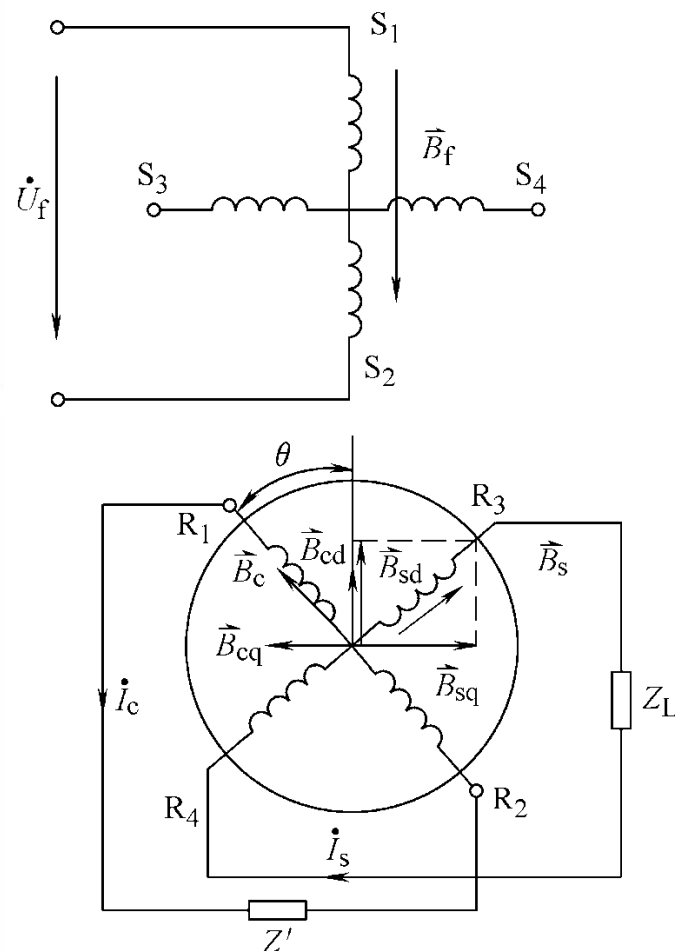


图7-5 副边补偿正余弦旋转变压器





7.2.2 输出特性的补偿

要达到完全补偿，正、余弦输出绕组中感应电动势的大小和相位应与空载时一样，即

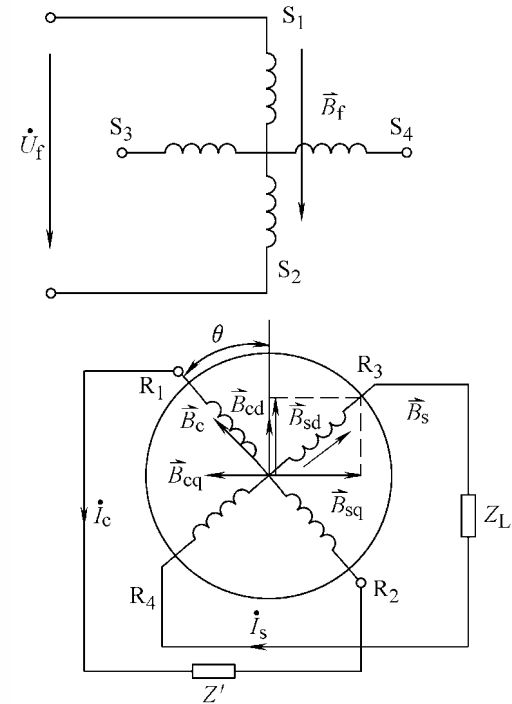
$$\left. \begin{aligned} E_s &= K_u U_f \sin \theta \\ E_c &= K_u U_f \cos \theta \end{aligned} \right\}$$

此时，转子绕组中的电流 I_s 和 I_c 分别为

$$\left. \begin{aligned} I_s &= \frac{E_s}{Z_s + Z_L} = \frac{K_u U_f \sin \theta}{Z_s + Z_L} \\ I_c &= \frac{E_c}{Z_c + Z'} = \frac{K_u U_f \cos \theta}{Z_c + Z'} \end{aligned} \right\}$$

在正、余弦绕组中产生的磁场分别为

$$\left. \begin{aligned} B_{sq} &= B_s \cos \theta = K \frac{K_u U_f \sin \theta}{Z_s + Z_L} \cos \theta \\ B_{cq} &= B_c \sin \theta = K \frac{K_u U_f \cos \theta}{Z_c + Z'} \sin \theta \end{aligned} \right\}$$





7.2.2 输出特性的补偿

完全补偿应满足

$$K \frac{K_u U_f \cos \theta}{Z_c + Z'} \sin \theta = K \frac{K_u U_f \sin \theta}{Z_s + Z_L} \cos \theta$$

所以应使

$$Z_c + Z' = Z_s + Z_L$$

$$\because Z_c = Z_s \quad \therefore Z' = Z_L$$

要达到完全补偿必须保证在任何条件下两输出绕组的负载阻抗总是相等，当负载阻抗变化时，补偿阻抗也应跟着作相应的变化，这在实际使用中具有一定难度，这是二次侧补偿存在的缺点。





7.2.2 输出特性的补偿

2. 一次侧补偿的正余弦旋转变压器

定子交轴绕组 $S_3 - S_4$ 对交轴磁通来说是一个阻尼线圈。因为交轴磁通在绕组 $S_3 - S_4$ 中要产生感应电流，根据楞次定律，该电流所产生的磁通是反对交轴磁通变化的，因而对交轴磁通起去磁作用，从而达到补偿的目的。

$$Z = Z_i \approx 0$$

Z_i 为励磁电源的内阻抗。

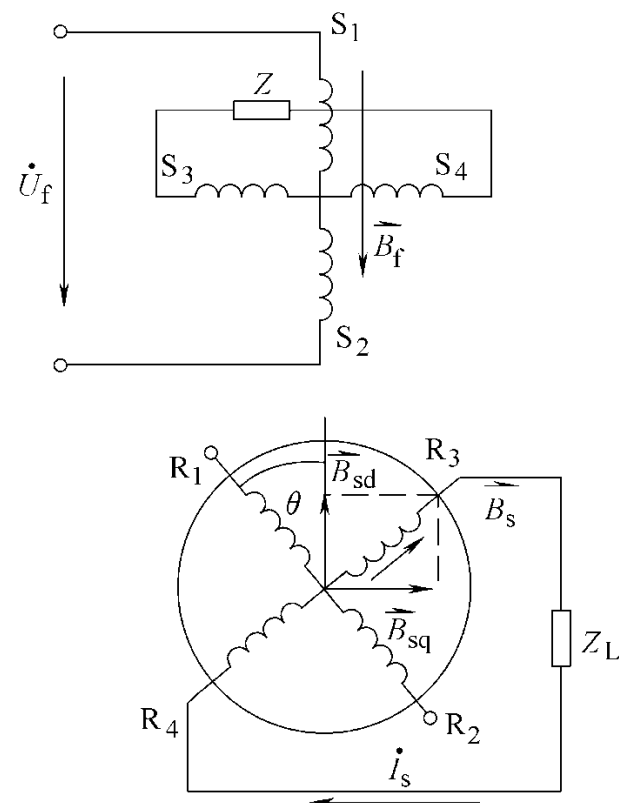


图7-6 一次侧补偿的正余弦旋转变压器

7.2.2 输出特性的补偿



3. 一、二次侧同时补偿的正余弦旋转变压器

采用一、二次侧同时补偿，副边接不变的阻抗，负载变动时副边未补偿的部分由原边补偿，从而达到全补偿的目的。

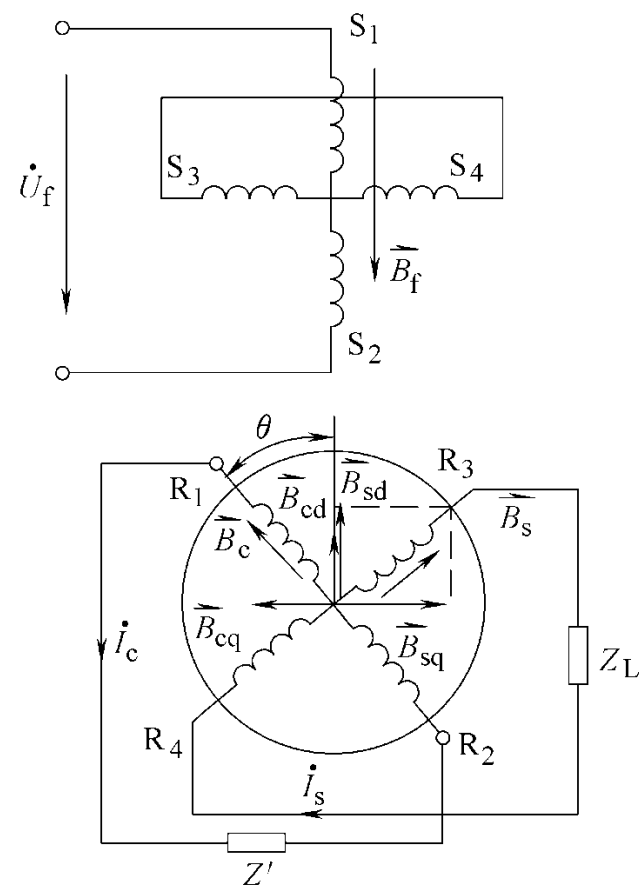


图7-7 一、二次侧同时补偿的正余弦旋转变压器

7.2.3 正余弦旋转变压器的应用



1. 用一对旋转变压器测量差角

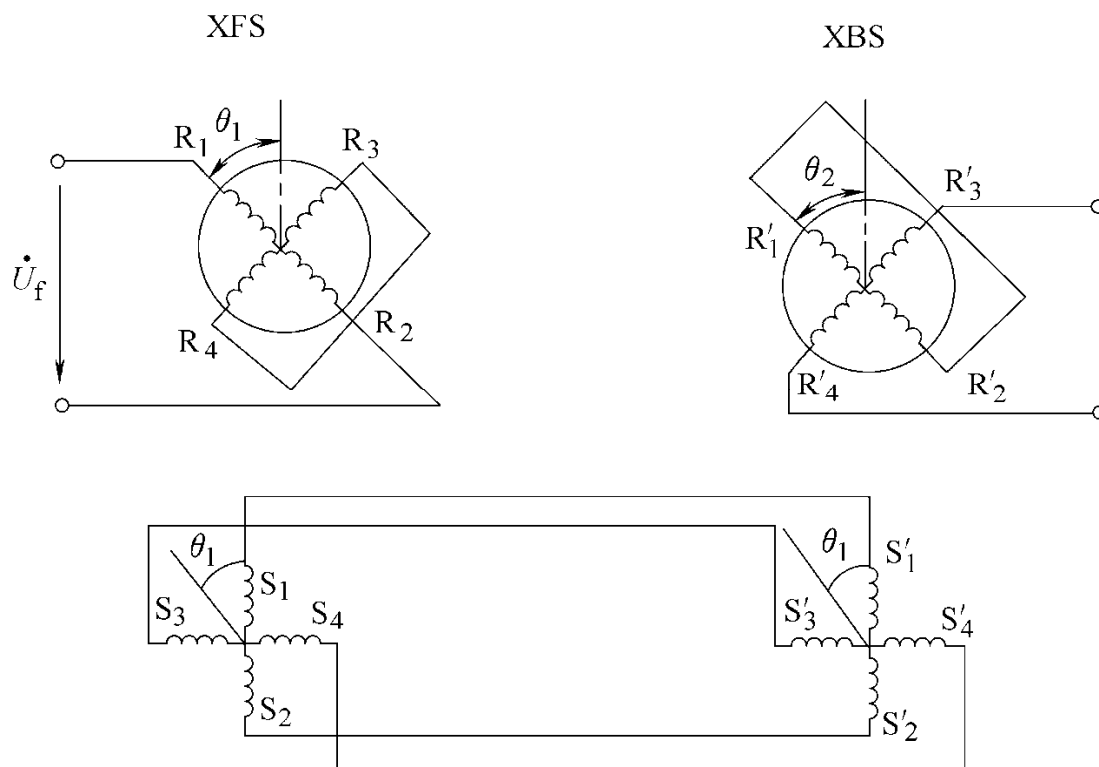


图7-8 用一对旋转变压器测量差角的原理图

旋变发送机转子绕组加交流励磁电压，旋变发送机和旋变变压器的定子绕组对应联接。在旋变变压器的转子绕组 $R'_3 - R'_4$ 两端输出一个与两转轴的差角 $\delta = \theta_1 - \theta_2$ 的正弦函数成正比的电动势，当差角较小时，该输出电动势近似正比于差角。因此，一对旋转变压器可以用来测量差角。

7.2.3 旋转变压器的应用

2. 用旋转变压器检测转子位置

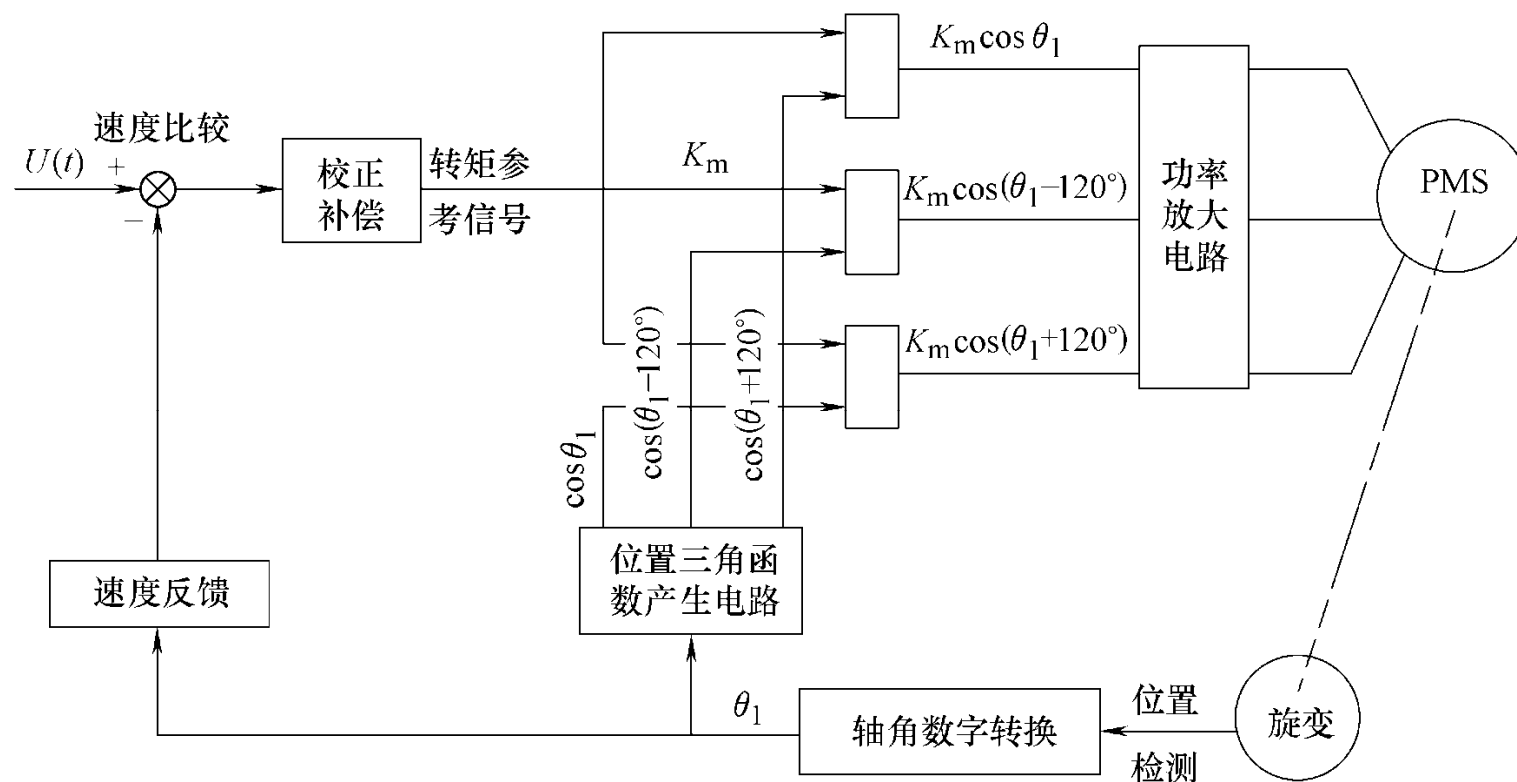
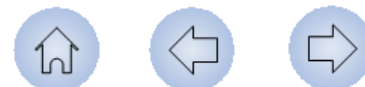


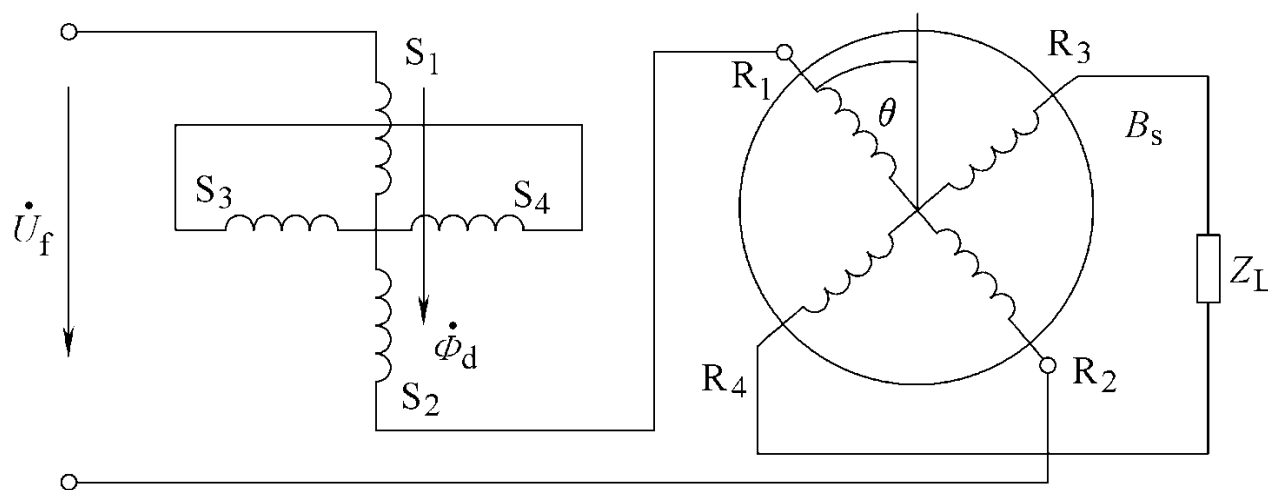
图7-9 永磁交流同步伺服电动机速度控制系统框图





7.3 线性旋转变压器

将正、余弦旋转变压器的定子和转子绕组进行改接，就可变成线性旋转变压器。线性旋转变压器输出绕组的输出电压与转子转角成线性关系。



7-10线性旋转变压器原理图



7.3 线性旋转变压器

若不计**S1-S2**和**R1-R2**绕组的漏阻抗压降，根据电动势平衡关系可得

$$U_f = E_f + K_u E_f \cos \theta = E_f (1 + K_u \cos \theta)$$

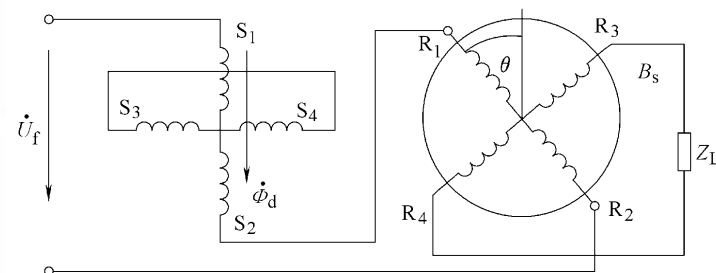
因输出绕组的电压为

$$U_L = E_s = K_u E_f \sin \theta$$

$$\therefore \frac{U_L}{U_f} = \frac{K_u E_f \sin \theta}{E_f (1 + K_u \cos \theta)} = \frac{K_u \sin \theta}{1 + K_u \cos \theta}$$

所以旋转变压器输出绕组的电压为

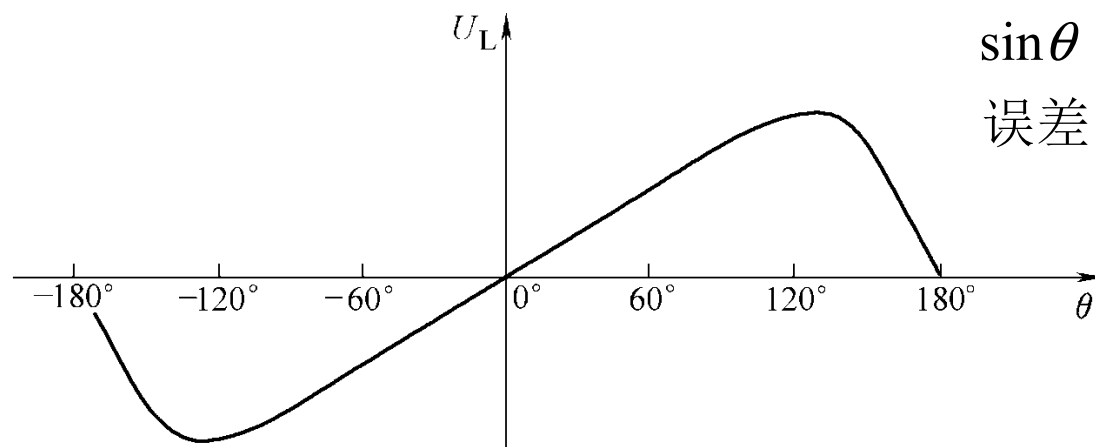
$$U_L = \frac{K_u \sin \theta}{1 + K_u \cos \theta} U_f$$





7.3 线性旋转变压器

可绘制出输出电压 U_L 与转子转角 θ 的关系曲线, k_u 的最佳值是**0.55**, 一般选在**0.54~0.57**之间。



θ	$\pi/64$	$\pi/48$	$\pi/32$
$\sin \theta$	0.0491	0.0654	0.0980
误差	0.04%	0.07%	0.16%

7-11 线性旋转变压器输出特性曲线

若要求线性误差在**0.1%**的范围内, 则 $\theta = \pm 60^\circ$ 或 $\pm \pi/3$ 范围内其输出电压可以看成是随转角的线性函数。





7.4 旋转变压器的误差分析及主要技术指标

7.4.1 旋转变压器的误差分析

7.4.2 旋转变压器的主要技术指标



7.4 旋转变压器的误差分析及主要技术指标

7.4.1 旋转变压器的误差分析

产生误差的原因主要有以下几点

- (1) 当绕组中流过电流时，由于磁路饱和的影响，它所产生的磁场在空间为非正弦分布，所以在绕组中要感应谐波电动势。
- (2) 因定、转子铁心的齿槽影响，要在绕组中产生齿谐波电动势。
- (3) 材料和制造工艺的影响造成定、转子偏心，引起电机中气隙不均匀，造成两套绕组的不对称。
- (4) 实际使用中由于未能达到完全补偿的条件，使电机中存在交轴磁场，造成输出电压的误差。



7.4.2 旋转变压器的主要技术指标

表7-1 旋转变压器的主要技术指标

名称	含义	范围	备注
额定电压 U_N	励磁绕组应加的电压值	20V、26V、 36V等	
额定频率 f	励磁电源的频率	50Hz、400Hz	工频使用起来比较方便，但性能会差一些；400Hz性能好，但成本高，选择时注意性价比。
开路输入阻抗 Z_{ci}	输出端开路时，励磁端的阻抗	200~10000 Ω ， 共9种	在一定的励磁电压下，开路输入阻抗越大，励磁电流越小，所需电源容量也越小。
短路输出阻抗 Z_{so}	输入端短路时，输出端的电抗。	数十至数百欧姆	应与负载阻抗匹配，负载阻抗应为短路输出阻抗的数百倍，越高越好。
变压比 K_u	在规定励磁条件下，最大空载输出电压的基波分量与励磁电压的基波分量之比。	0.15~2共7种	应根据所要求的输出电压选择变压比。





7.4.2 旋转变压器的主要技术指标

正余弦函数误差 δ_{sc}	正余弦旋转变压器一相励磁绕组额定励磁, 另一相短接。在不同转角下, 两相输出电压的实际值与理论值之差, 对最大理论输出电压之比。	0.05%~0.2%	产生误差主要原因是加工不良, 齿槽影响、磁性材料非线性。作计算元件用时, 影响解算精度。
交轴误差 $\Delta\theta_q$	正余弦旋转变压器一相励磁绕组额定励磁, 另一相短接, 转子正弦绕组在转子角为 0° 、 180° 时, 理论上输出电压为0; 余弦绕组在转子角为 90° 、 270° 时输出电压为0。实际输出电压最小的位置与理论零位之差。	$3' \sim 16'$	磁路不对称, 定、转子铁心同轴度及圆柱度差, 铁心片间短路, 绕组分布不对称及匝间短路等, 都会产生交轴误差, 它影响计算和数据传输系统的精度。
线性误差 δ_l	线性旋转变压器在工作转角范围内, 不同转角时, 与最大输出电压同相的输出电压的基波分量与理论值之差, 对最大理论输出电压之比。	0.06%~0.22%	产生原因除加工不良、磁性材料非线性外, 还有设计原理误差。最大线性转角范围一般为 $\pm 60^\circ$ 。
电气误差 $\Delta\gamma_e$	旋变发送机、旋变差动发送机、旋变变压器在不同转角位置下, 两个输出绕组的电压比所对应的正切或余切角度与实际转角之差。	$3' \sim 12'$	它是旋转变压器的函数误差、交轴误差、变压比误差及阻抗不对称等的综合误差。电气误差大, 使数据传输系统的精度下降。
零位电压 U_0	转子处于电气零位时的输出电压(由与励磁电压频率相同, 但相位相差 90° 的基波分量和励磁频率奇数倍的谐波分量组成)。	额定输出电压的 0.05%~0.3%	由磁性材料非线性、磁路不对称、气隙不均匀及绕组分布、铁心错位等因素所引起。零位电压过高, 使放大器饱和。
相位移 φ	在规定励磁条件下, 输出电压基波分量与输入电压基波分量之间的相位差。	$3^\circ \sim 12^\circ$	由铁损耗及励磁绕组电阻所产生。





7.4.3 产品的选择及使用注意事项

在使用中主要应注意以下几点

- (1) 因旋转变压器要求在接近空载的状态下工作，其开路输入阻抗应远大于旋转变压器的输出阻抗。两者的比值越大，输出特性的畸变就越小。
- (2) 使用前首先应准确的调整零位，否则误差将加大，精度降低。
- (3) 只接一相励磁绕组时，另一相要短接或接一与励磁电源内阻相等的阻抗。
- (4) 当采用两相绕组同时励磁时，因只能采用副方补偿的方法，两相输出绕组的阻抗应尽可能相等。



7.5 多极旋转变压器和感应同步器

7.5.1 多极旋转变压器

在角差测量中，用一对**旋转变压器**测量，比用一对**自整角机**测量可获得更高的精度，但也只能达到几个角分。随着对系统精度要求越来越高，单靠一组高精度的旋转变压器已无法满足要求。采用多极旋转变压器可以提高测量差角的精度，可利用两极和多极旋转变压器组成双通道同步随动系统。



7.5.1 多极旋转变压器

1. 多极旋转变压器的工作原理

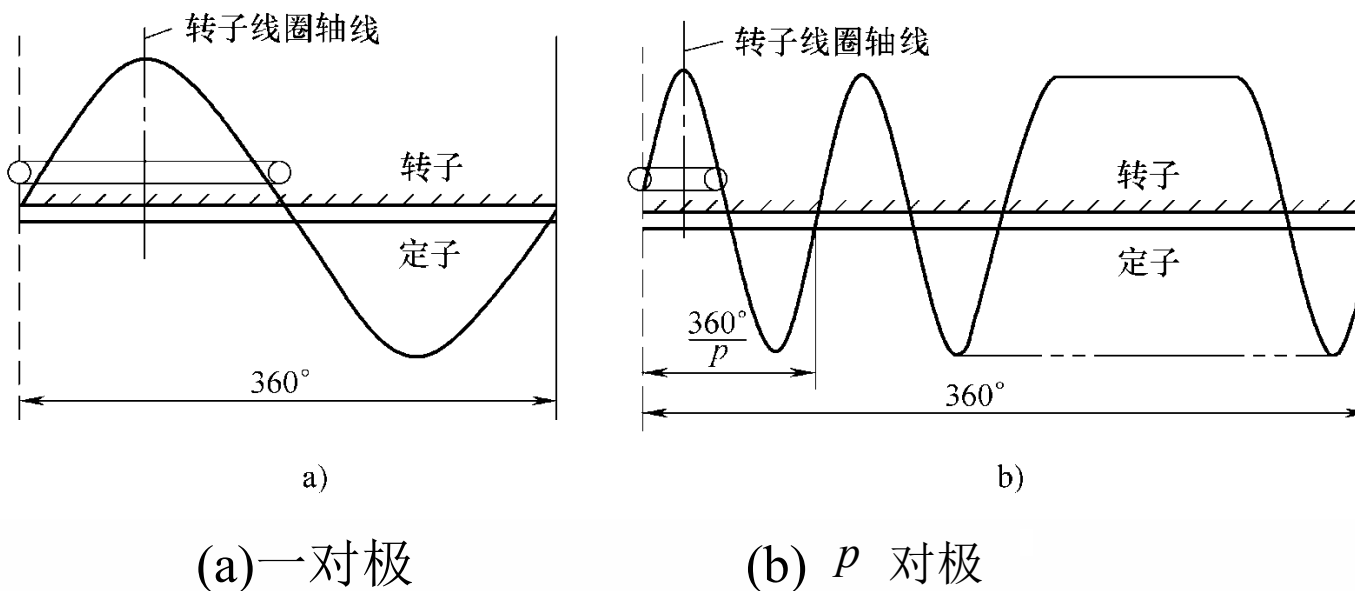


图7-12旋转变压器的磁场展开图



7.5.1 多极旋转变压器

由于旋转变压器每转过一对极，即一个正弦波磁场，转子绕组中感应电动势变化一个周期。所以当转子转过 θ 角时，一对极旋转变压器的转子输出电压为

$$U_{2(1)} = U_{m(1)} \sin \theta$$

p 对极的输出电压为

$$U_{2(p)} = U_{m(p)} \sin(p\theta)$$

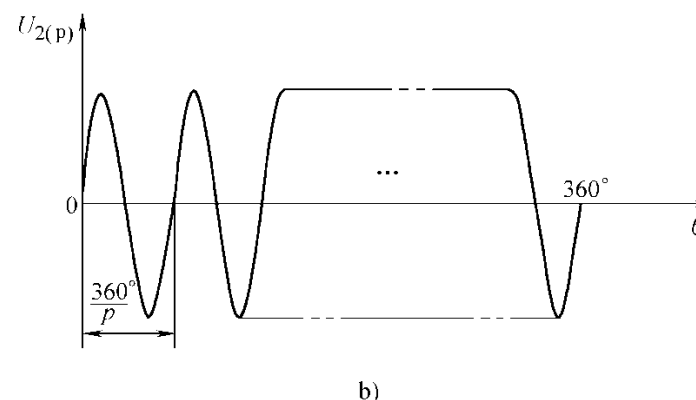
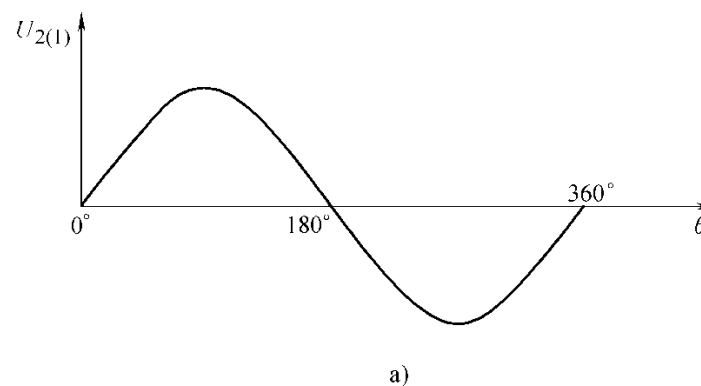


图7-13旋转变压器输出电压与转子转角的关系





7.5.1 多极旋转变压器

2. 多极旋转变压器的应用

XFS和**XBS**是两个一对极的旋转变压器，它们组成粗测通道；**XFD**和**XBD**是**P**对极的旋转变压器，它们组成精测通道。直流伺服电动机**SZ**与两个通道的旋转变压器接收机**XBS**、**XBD**的转子同轴连接。两个通道的输出端通过粗精转换电路接至放大解调器，经放大后的电压控制直流伺服电动机，带动负载及**XBS**、**XBD**的转子转动。

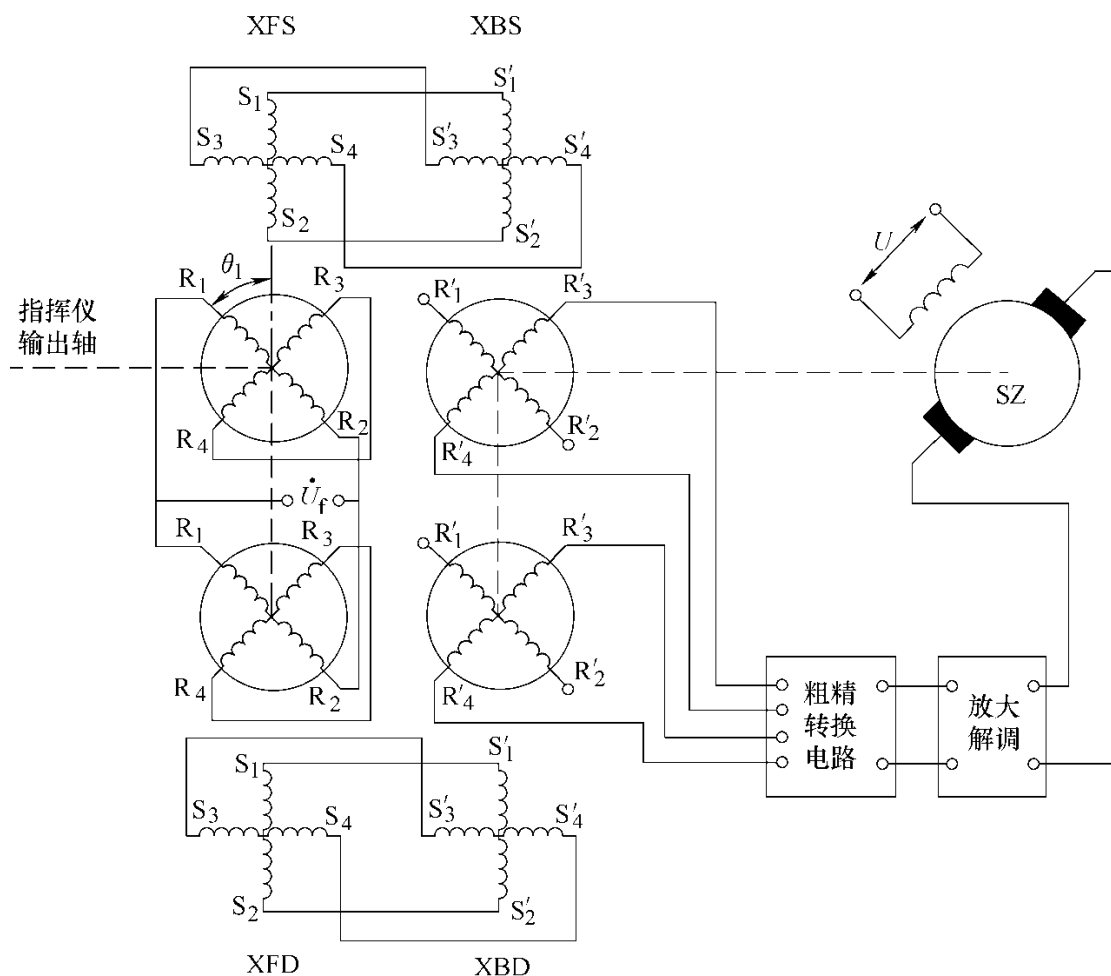


图7-14 双通道同步随动系统原理图





7.5.1 多极旋转变压器

粗测通道输出电压为

$$U_{2(1)} = U_{m(1)} \sin(\theta_1 - \theta_2) = U_{m(1)} \sin \delta$$

精测通道输出电压为

$$U_{2(p)} = U_{m(p)} \sin(p\theta_1 - p\theta_2) = U_{m(p)} \sin(p\delta)$$

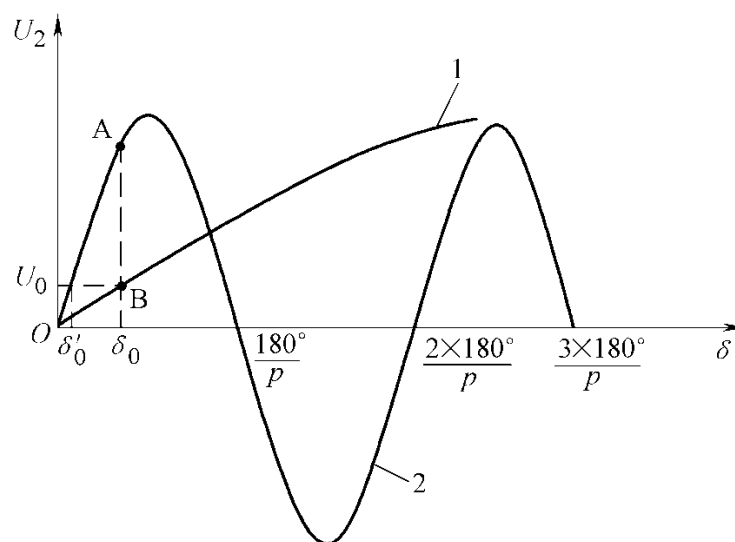


图7-15 粗精通道的输出电压





7.5.2 感应同步器

1. 感应同步器的结构特点

感应同步器基本结构形式为**直线式**和**圆盘式**，前者用于测量直线位移，后者用来测量转角。

(1) 直线式感应同步器

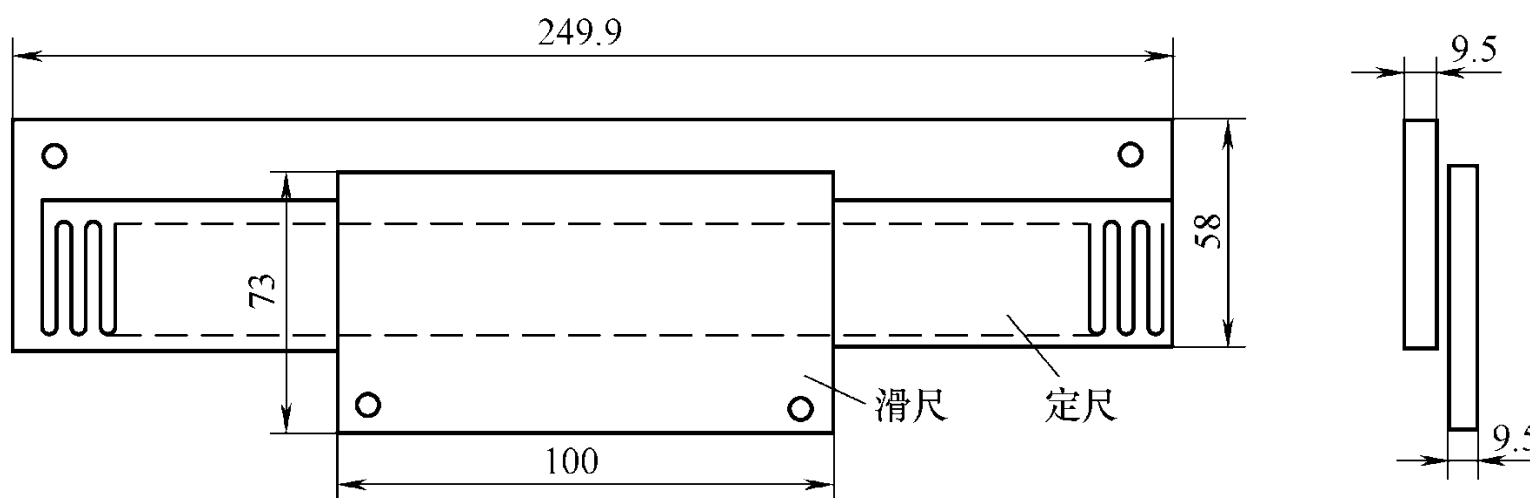


图7-16 GZ_H^D 型直线感应同步器的外形图



7.5.2 感应同步器

控制电机

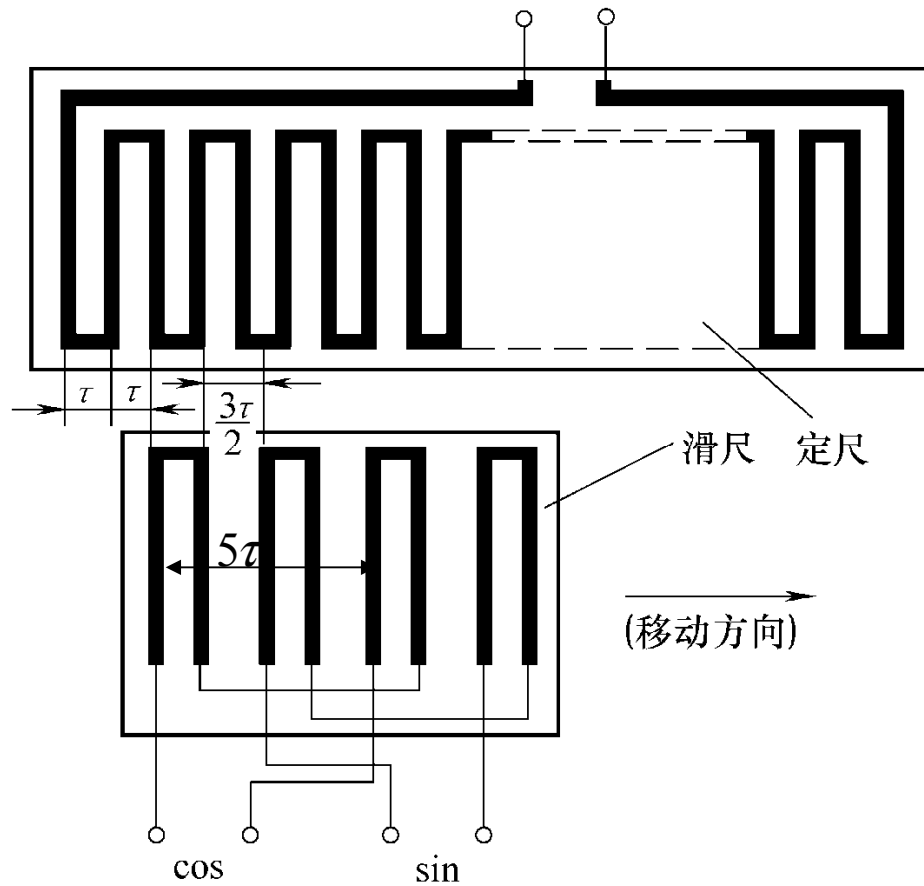


图7-17 直线感应同步器的印刷绕组





7.5.2 感应同步器

(2) 圆盘式感应同步器

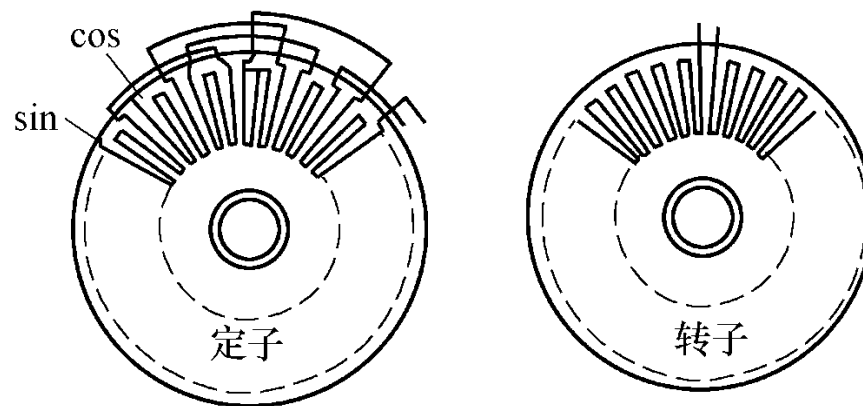


图7-18 圆盘式感应同步器的绕组分布图

2. 感应同步器的基本工作原理

就基本工作原理而言，直线式和圆盘式是一样的，都与旋转变压器相同，只是结构与运动形式不同。下面以直线式为例来说明感应同步器的工作原理。





7.5.2 感应同步器

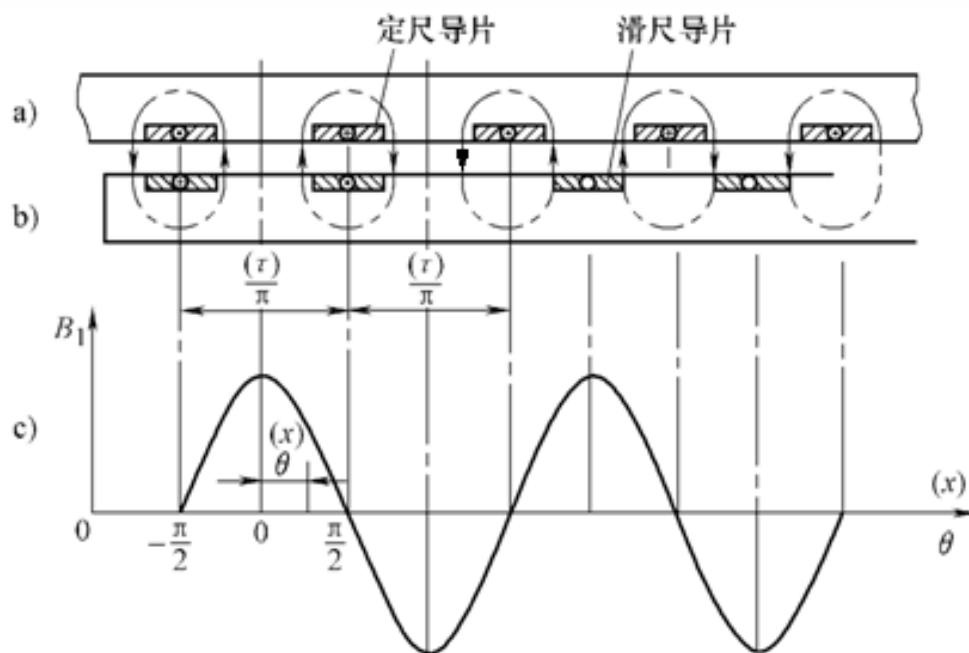
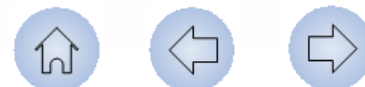


图7-19直线感应同步器的励磁磁场分布图

- (a) 定尺断面及励磁电流的方向;
- (b) 滑尺断面及感应电动势方向;
- (c) 励磁磁场波形

将交流正弦电压 U_f 加到定尺绕组上进行励磁，每根导片中电流的方向如图7-19(a)定尺断面图所示，图7-19(b)为滑尺断面图，磁通密度 B_1 在空间沿定尺长度方向上作余弦分布（以磁极轴线为基准），其变化周期为一对极距，即 2π 电弧度，如图7-19(c)所示。





7.5.2 感应同步器

空间位移为 x 处其对应的电弧度为

$$\theta = \frac{2\pi}{2\tau} x = \frac{\pi}{\tau} x$$

磁通密度的表达式为

$$B_1 = B_{1m} \cos \theta = B_{1m} \cos \frac{\pi}{\tau} x$$

导片感应电动势沿定尺长度位置上也作余弦变化，其有效值为

$$E_c = E_{2m} \cos \frac{\pi x}{\tau} = E_{2m} \cos \theta$$

滑尺右端的两根导片恰好与定尺导片错开 $\frac{\tau}{2}$ ，其感应电动势的有效值为

$$E_s = E_{2m} \cos\left(\frac{\pi x}{\tau} + 90^\circ\right) = -E_{2m} \sin \theta$$



7.5.2 感应同步器

左端导片构成线圈属于余弦绕组，右端导片构成的线圈属于正弦绕组，两套绕组各由 N 根导片串联而成，因而输出绕组的余弦绕组和正弦绕组中的总电动势分别为

$$\left. \begin{aligned} E_c &= NE_{2m} \cos \theta = E_m \cos \theta \\ E_s &= -NE_{2m} \sin \theta = -E_m \sin \theta \end{aligned} \right\}$$

$E_m = NE_{2m}$ 为正弦(余弦)绕组感应电动势的最大有效值

上式为输出绕组中感应电动势沿定尺空间位置而变化的规律。由于磁场本身在定尺绕组轴线上随时间作正弦交变，这样，在空间任意位置上感应电动势又同时随时间作正弦规律变化，所以各感应电动势为正弦量的幅值。



7.5.2 感应同步器

3. 感应同步器的信号处理

主要有鉴相型和鉴幅型两种

(1) 鉴相型

鉴相型是根据输出电动势的相位来鉴别位移量。在滑尺的正弦绕组和余弦绕组上分别施加同频等幅，相位差 90° 的两相电压，即

$$\left. \begin{aligned} u_a &= U_m \cos \omega t \\ u_b &= U_m \sin \omega t \end{aligned} \right\}$$

当励磁电压 u_a 和 u_b 分别单独作用时，在定子连续绕组将分别感应电动势

$$\left. \begin{aligned} e_c &= K_u u_b \cos \theta = K_u U_m \cos \theta \sin \omega t \\ e_s &= -K_u u_a \sin \theta = -K_u U_m \sin \theta \cos \omega t \end{aligned} \right\}$$

K_u 为绕组变比





7.5.2 感应同步器

若励磁电压 u_a 和 u_b 同时作用，连续绕组中感应电动势为二者之和，即

$$e = e_c + e_s = K_u U_m [\cos \theta \sin \omega t - \sin \theta \cos \omega t] = K_u U_m \sin(\omega t - \theta)$$

连续绕组输出电动势 e 的幅值为恒值，与位移量无关，而其相位则取决于直线感应同步器定、滑尺的相对位移量 $\theta = \frac{\pi}{\tau} x$

控
制
电
机

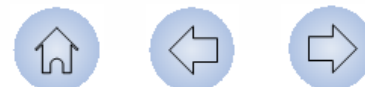
(2) 鉴幅型

将同频同相，但不等幅的电压 u_a 和 u_b 分别加到滑尺的正、余弦绕组上励磁，

设稳定的交流电源电压 $u_1 = U_m \sin \omega t$

$$\left. \begin{aligned} u_a &= u_1 \cos \theta_1 = U_m \cos \theta_1 \sin \omega t \\ u_b &= u_1 \sin \theta_1 = U_m \sin \theta_1 \sin \omega t \end{aligned} \right\}$$

式中 θ_1 为指令位移角





7.5.2 感应同步器

若两励磁电压 u_a 、 u_b 分别单独作用，在连续绕组中分别感应电动势为

$$\left. \begin{aligned} e_s &= -K_u u_a \sin \theta = -K_u U_m \sin \theta \cos \theta_1 \sin \omega t \\ e_c &= K_u u_b \cos \theta = K_u U_m \cos \theta \sin \theta_1 \sin \omega t \end{aligned} \right\}$$

当 u_a 和 u_b 同时作用时，连续绕组的输出电动势为

$$\begin{aligned} e &= e_c + e_s = K_u U_m [(\sin \theta_1 \cos \theta - \cos \theta_1 \sin \theta) \sin \omega t] \\ &= K_u U_m \sin(\theta_1 - \theta) \sin \omega t \end{aligned}$$

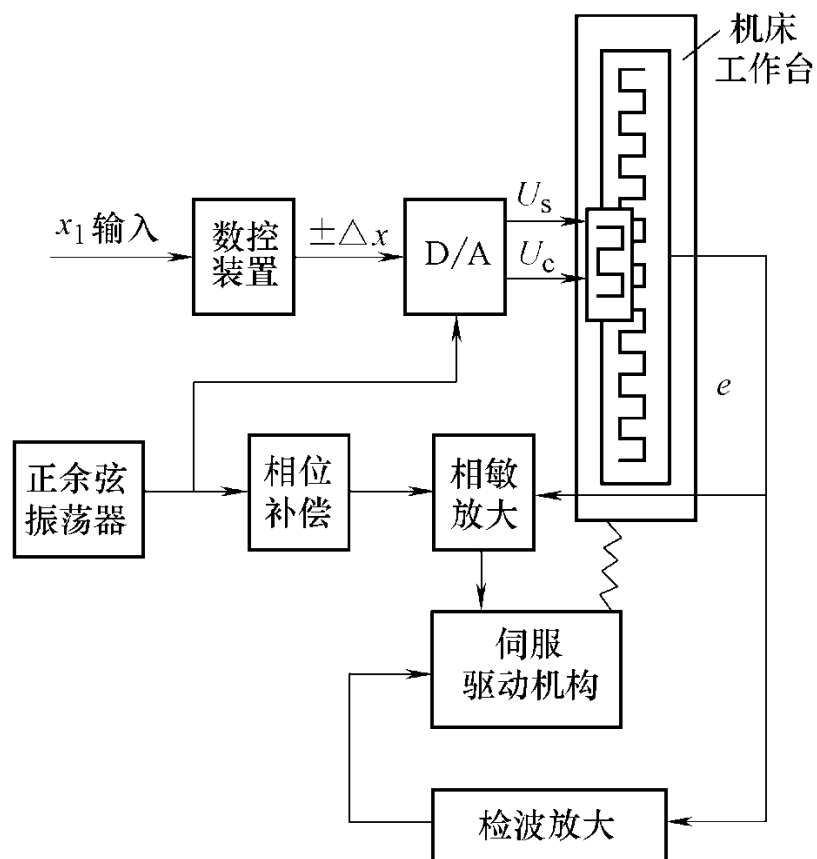
连续绕组输出电动势 e 的相位(指时间)与空间位移无关，而其幅值正比于指令位移角和滑尺位移角之差 $(\theta_1 - \theta)$ 的正弦函数。





7.5.2 感应同步器

4. 感应同步器的应用举例



当工作台位移量 x 未达到指令要求值 x_1 时，定尺上感应电动势 $e \neq 0$

该电动势经检波放大控制伺服驱动机构带动工作台移动至 $x = x_1$ 。

图7-20 鉴幅型感应同步器在数控机床上的应用



第八章 单相交流串励电动机

第一节 概述

第二节 单相交流串励电动机的基本结构和工作原理

第三节 单相交流串励电动机的工作特性

第四节 单相交流串励电动机的调速

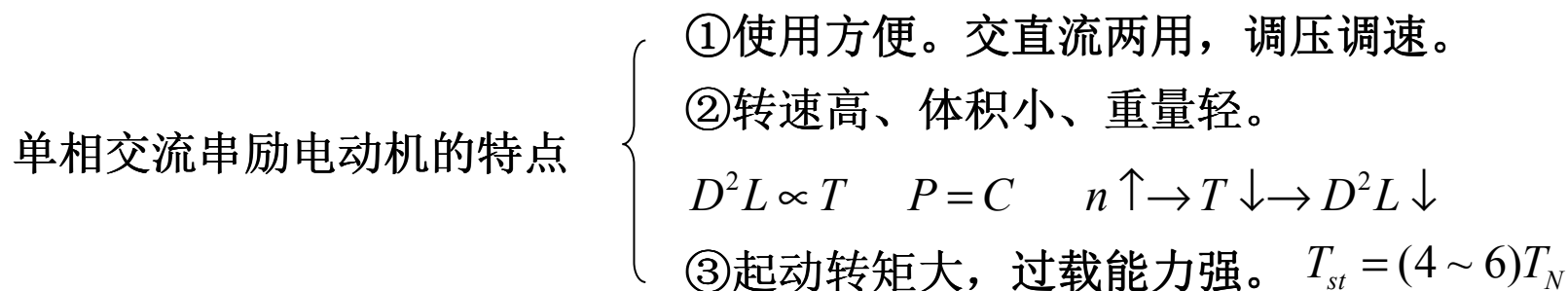
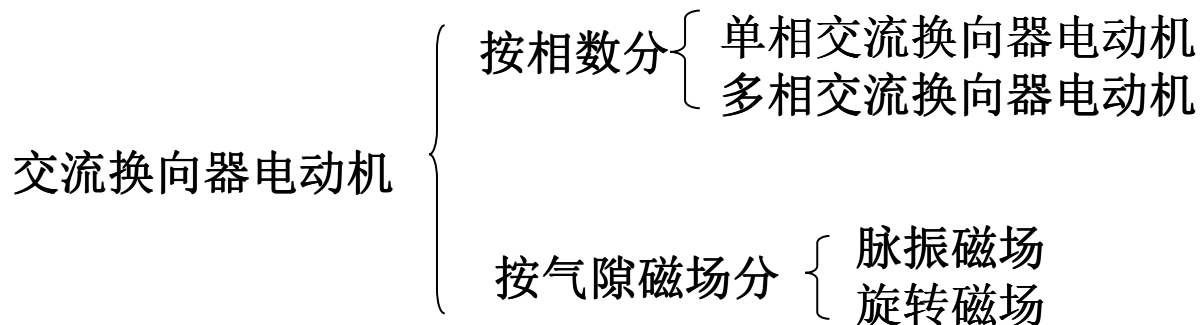
第五节 单相交流串励电动机的噪声和无线电干扰

第八章 单相交流串励电动机

本章介绍单相交流串励电动机的结构、工作原理、运行特性和调速方法。

第一节 概述

单相交流串励电动机是交流换向器电动机的一种。



单相交流串励电
动机的基本系列

DT 系列 220V, 60~800W, 8000~14000r/min

DT2系列 220V, 140~1250W, 8000~14300r/min 电动工具

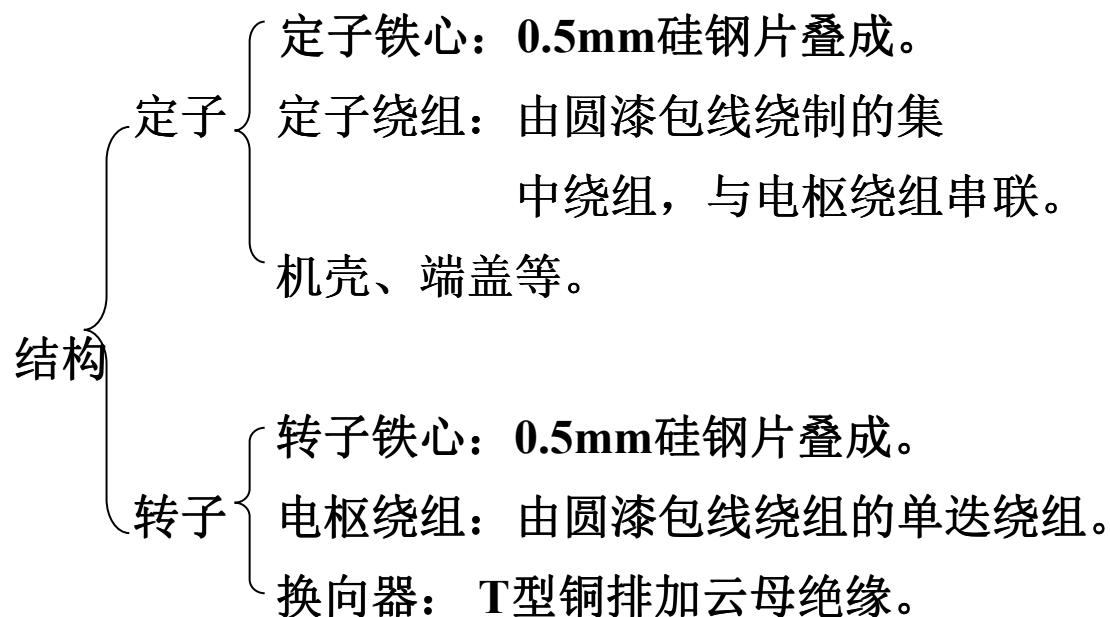
**G 系列 220V, 8~750W, 4000, 6000, 8000
12000r/min 用于化工、医疗器械**

**U 系列 24V, 110V, 220V, 15~180W, 3600,
4000, 4500, 5600r/min 交直流两用**

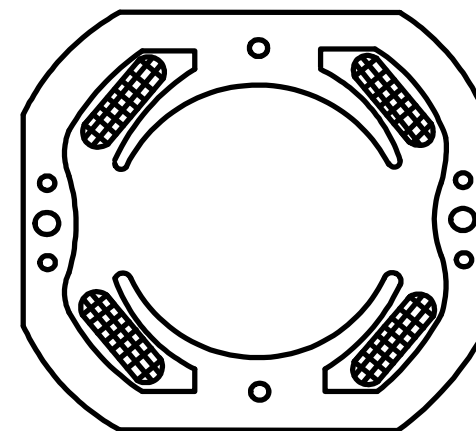
第二节 单相交流串励电动机的基本结构和工作原理

一、基本结构

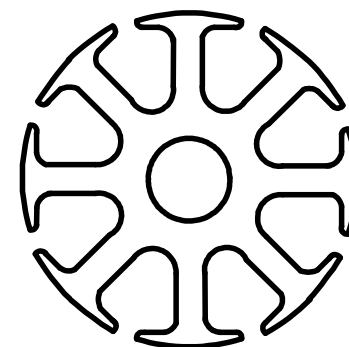
与小功率直流串励电动机结构相同。



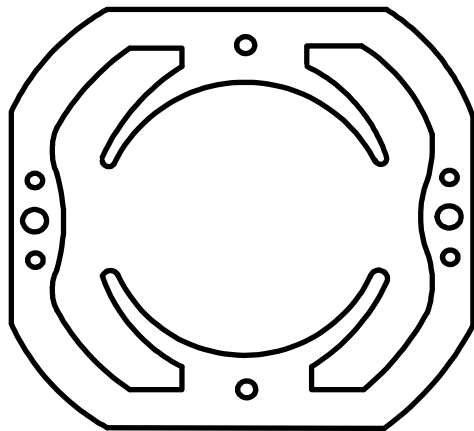
定子



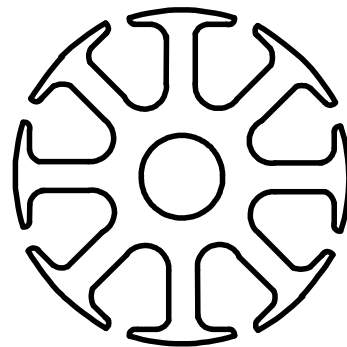
转子铁心



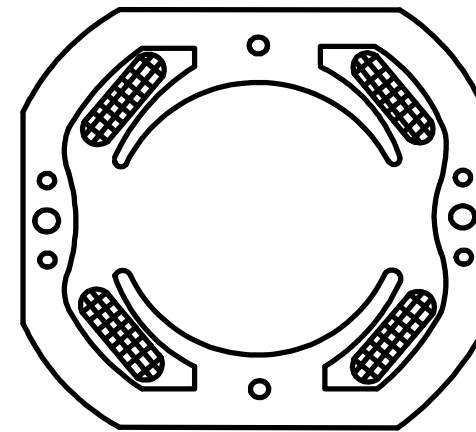
定子铁心



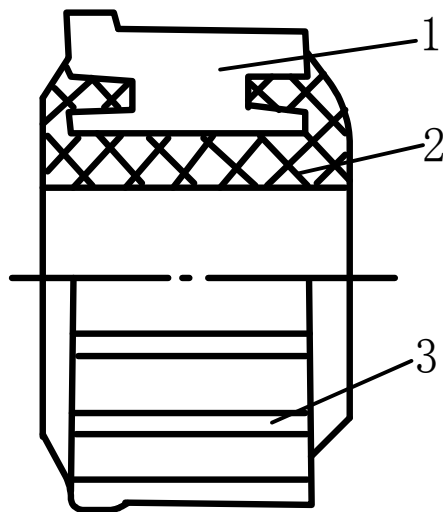
转子铁心



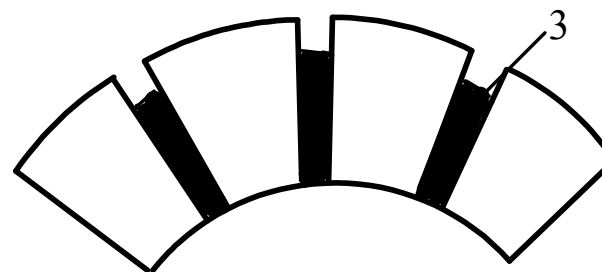
定子



换向器



- 1—换向片;
- 2—塑料壳体;
- 3—云母片



二、工作原理

外加直流电压时

$$U \rightarrow \begin{cases} I_f = I_a \rightarrow \phi \\ I_a \quad T_e = C_T \phi I_a \end{cases}$$

外加交流电压时

$$\left\{ \begin{array}{l} u \rightarrow i = i_f = i_a = I_m \sin \omega t \\ \phi(t) = \phi_m \sin \omega t \\ T_e = C_T \phi(t) i(t) \end{array} \right.$$

磁通和电流同时改变方向，转矩方向不变。

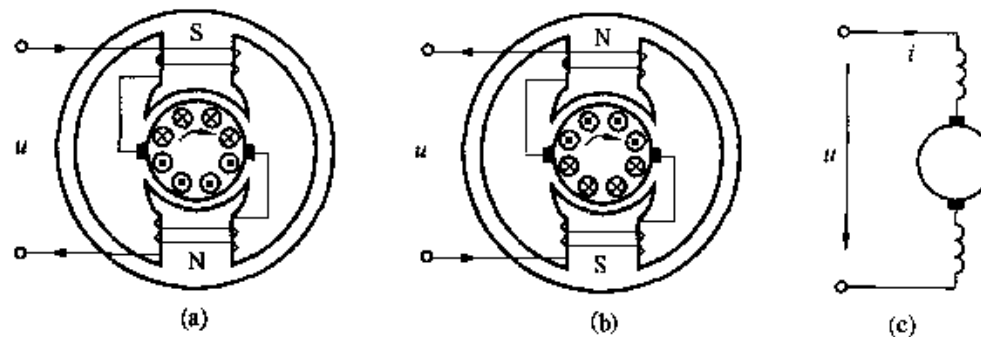


图 8-5 单相串励电动机原理图

第三节 单相交流串励电动机的工作特性

对于直流串励电动机 $U = E + I_a(R_a + R_f) + 2\Delta U$

$$E = C_e \phi n$$

对于交流串励电动机

$$u \rightarrow i \begin{cases} i_f \rightarrow \phi_d \\ i_a \rightarrow \phi_q \end{cases} \quad \text{脉振磁通，频率为电源频率}$$

1、磁通

$$u \rightarrow i \begin{cases} i_f \rightarrow \phi_d \\ i_a \rightarrow \phi_q \end{cases}$$

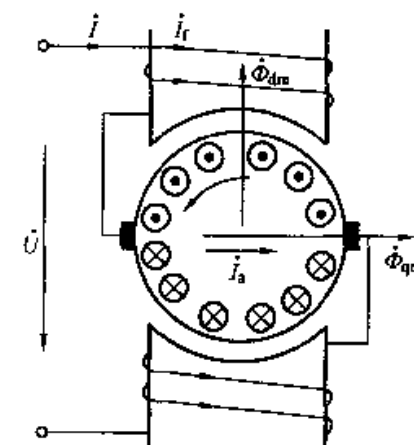


图 8-7 单相串励电动机的电磁关系

二、感应电动势

电枢绕组切割 $\phi_d \rightarrow$ 旋转电动势 e

ϕ_d 交变，在励磁绕组中感应变压器电动势 e_d

ϕ_q 交变，在电枢绕组中感应变压器电动势 e_q

1. 旋转电动势

设 $\phi_d = \phi_{dm} \sin \omega t$

$$e = C_e \phi_d n = \frac{PN}{60a} n \phi_{dm} \sin \omega t = 2N_a f_R \phi_{dm} \sin \omega t = \sqrt{2} E \sin \omega t$$

$$\text{式中 } E = \sqrt{2} N_a f_R \phi_{dm} = \frac{1}{\sqrt{2}} C_e \phi_{dm} n \quad ; \quad N = 2N_a \quad ; \quad a = 1$$

$f_R = \frac{pn}{60}$ 不是转子感应电动势的频率，电动势频率为电源频率。

由于换向元件损耗和铁耗的存在，磁通 ϕ_d 在相位上滞后电流 i_f 一个 φ_0 角。

若 $i = i_f = i_a = \sqrt{2} I \sin \omega t$ 则 $\phi_d = \phi_{dm} \sin(\omega t - \varphi_0)$

取电动势 e 的参考向与电流相同时， $\dot{E} = -\sqrt{2} N_a f_R \dot{\phi}_{dm}$

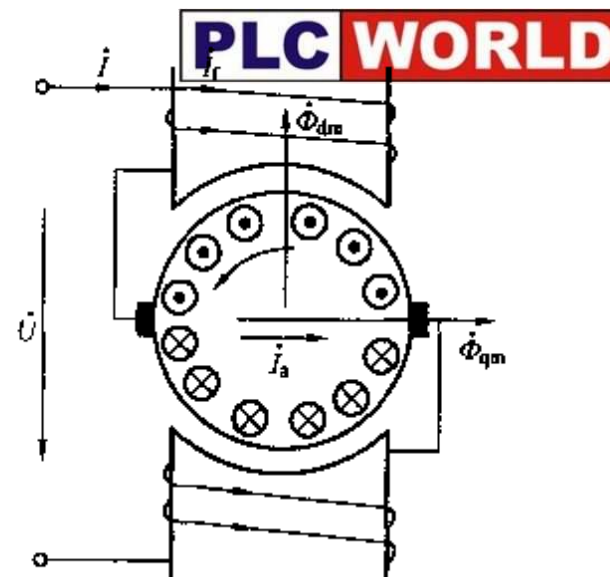


图 8-7 单相串励电动机的电磁关系

2. ϕ_d 在励磁绕组中产生的变压器电动势

$$e_d = -N_f \frac{d\phi_d}{dt} = -N_f \phi_{dm} \omega \cos(\omega t - \varphi_0) = \sqrt{2} E_d \sin(\omega t - \varphi_0 - 90^\circ)$$

$$E_d = 4.44 f N_f \phi_{dm} \quad \dot{E}_d = -j 4.44 N_f \dot{\phi}_{dm}$$

3. ϕ_q 在电枢绕组中产生的变压器电动势

$$i_a \rightarrow \phi_q \quad \phi_q = \phi_{qm} \sin \omega t \quad \text{与电流同相位}$$

$$e_q = -N_a \frac{d\phi_q}{dt} = -N_a \phi_{qm} \omega \cos \omega t = \sqrt{2} E_q \sin(\omega t - 90^\circ)$$

$$\dot{E}_q = -j 4.44 f N_a \dot{\phi}_{qm}$$

三、电压方程式和相量图

$$\dot{U} - \dot{I}(R_a + R_f) - j\dot{I}(x_{\sigma a} + x_{\sigma f}) - 2\Delta\dot{U} = -\dot{E} - \dot{E}_d - \dot{E}_q$$

$$\dot{U} = -\dot{E} - \dot{E}_d - \dot{E}_q + \dot{I}(R_a + R_f) + j\dot{I}(x_{\sigma a} + x_{\sigma f}) + 2\Delta\dot{U}$$

$$\varphi = \arctan \frac{U_x}{U_y} = \arctan \frac{E_q + I(x_{\sigma d} + x_{\sigma f}) + E_d \cos \varphi_0 - E \sin \varphi_0}{E \cos \varphi_0 + 2\Delta U + I(R_f + R_a) + E_d \sin \varphi_0}$$

若 φ_0 很小，且忽略漏阻抗及 ΔU 时

$$\varphi = \arctan \frac{E_q + E_d}{E}$$

磁路不饱和时

$$E_q, E_d, E \propto I; E \propto n$$

$$n \uparrow \rightarrow \varphi \downarrow \rightarrow \cos \varphi \uparrow$$

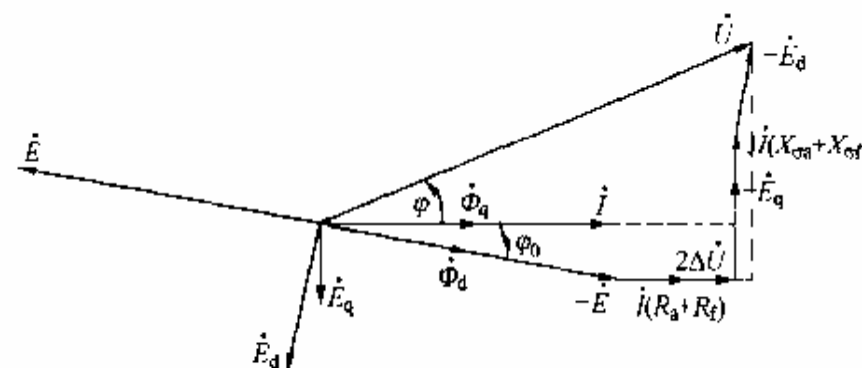
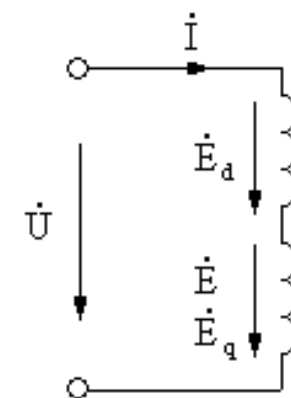


图 8-8 单相串励电动机电压相量图

四、电磁转矩

$$T_e = C_T \phi_d(t) i(t) = C_T \phi_{dm} \sin(\omega t - \varphi_0) \sqrt{2} I \sin \omega t$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} C_T \phi_{dm} I [\cos \varphi_0 - \cos(2\omega t - \varphi_0)] = T + T_{2f}$$

$$T = \frac{1}{\sqrt{2}} C_T \phi_{dm} I \cos \varphi_0 \quad \text{平均转矩}$$

$$T_{2f} = \frac{1}{\sqrt{2}} C_T \phi_{dm} I \cos(2\omega t - \varphi_0) \quad \text{交变转矩, 平均值为零, 使电机振动和噪音增大。}$$

五、特性

$$U = C, \quad I = f(T_e); \quad I = f(n); \quad n = f(T_e); \quad \cos \varphi = f(T_e)$$

$$1. \quad I = f(T_e)$$

$$T = \frac{1}{\sqrt{2}} C_T \phi_{dm} I \cos \varphi_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} C_T C_f I^2 \cos \varphi_0 = C_T' I^2$$

磁路不饱和时 $T \propto I^2$

$$2. \quad I=f(n)$$

略去 $2\Delta U$ ，认为 $\varphi_0=0$

$$\text{则 } E=U \cos \varphi - I(R_a + R_f) = \frac{1}{\sqrt{2}} C_e \phi_{dm} n$$

$$n = \frac{U \cos \varphi - I(R_a + R_f)}{\frac{1}{\sqrt{2}} C_e \phi_{dm}} = \frac{U \cos \varphi}{\frac{1}{\sqrt{2}} C_e C_f I} - \sqrt{2} \frac{R_a + R_f}{C_e C_f}$$

$$3. \quad n=f(T_e)$$

$$T = C_T' I^2 \quad I = \sqrt{T} / C_T'$$

$$n = \frac{U \cos \varphi}{C_T' \sqrt{T}} - \sqrt{2} \frac{R_a + R_f}{C_e C_f}$$

软特性，随着负载增加，转速自动降低，过载能力强。

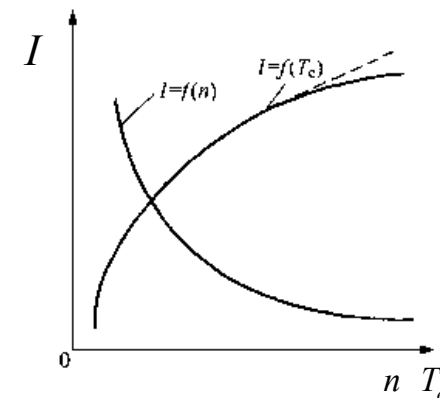
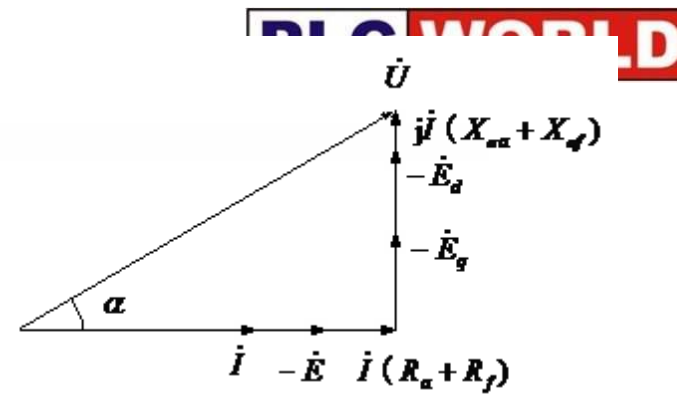


图 8-9 单相串励电动机的电流与转矩、转速的关系

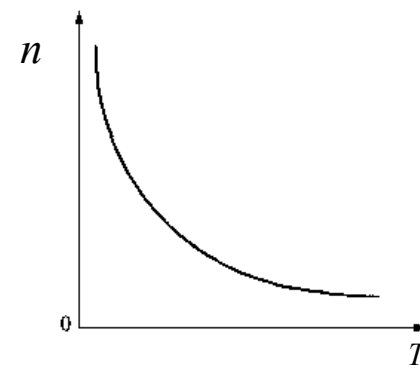


图8-19 单相串励电机的机械特性

$$4. \cos \varphi = f(T_e)$$

$$\varphi = \arctan \frac{E_d + E_q}{E} = \frac{4.44 f (N_f \phi_{dm} + N_a \phi_{qm})}{\frac{1}{\sqrt{2}} C_e \phi_{dm} n}$$

影响 $\cos \varphi$ 的因素

$$\begin{cases} f \uparrow \rightarrow \cos \varphi \downarrow \\ n \uparrow \rightarrow E \uparrow \rightarrow \cos \varphi \uparrow \end{cases}$$

$$T_e \begin{cases} \text{小} \rightarrow n \uparrow \rightarrow \cos \varphi \text{ 高} \\ \text{大} \rightarrow n \downarrow \rightarrow \cos \varphi \text{ 低} \end{cases}$$

$$\cos \varphi = 0.9 \sim 0.95$$

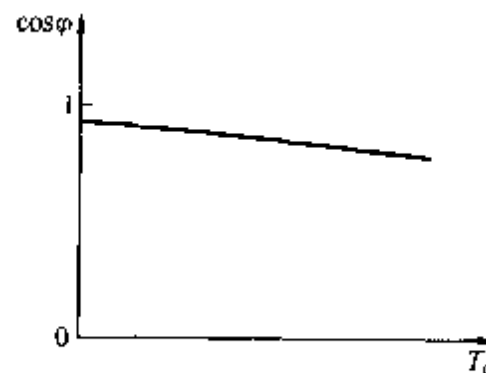
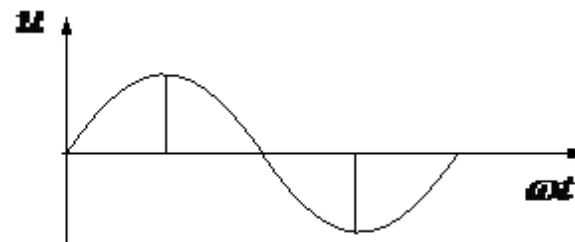


图 8-11 单相串励电动机
功率因数与转矩关系

第四节 单相交流串励电动机的调速

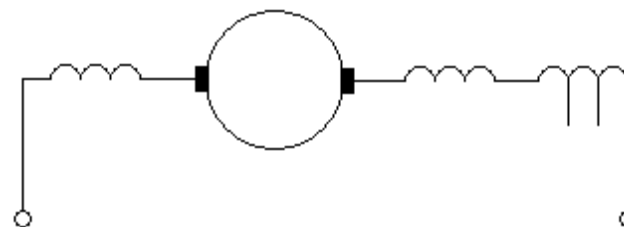
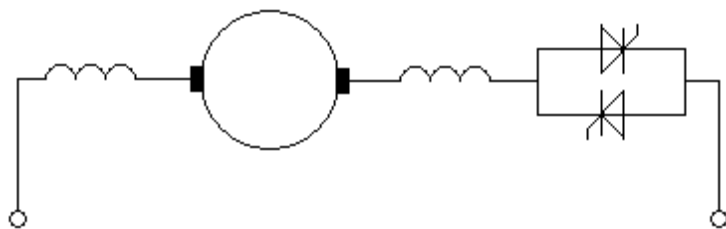
调速方法
$$n = \frac{U \cos \varphi - I(R_a + R_f)}{\frac{1}{\sqrt{2}} C_e \phi_{dm}}$$

- (1) 改变电压调速
- (2) 改变励磁磁通调速
- (3) 串电阻调速



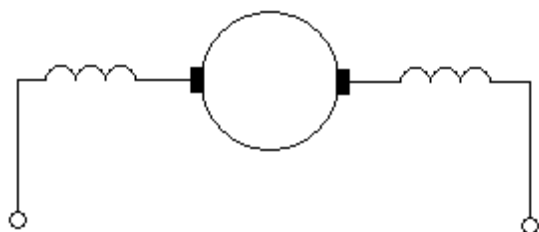
一、改变电压调速

1. 串晶闸管调速：通过改变晶闸管的导通角，来改变加到绕组上的电压。
2. 串电抗器调速：改变电抗器的抽头，改变加到绕组上的电压。

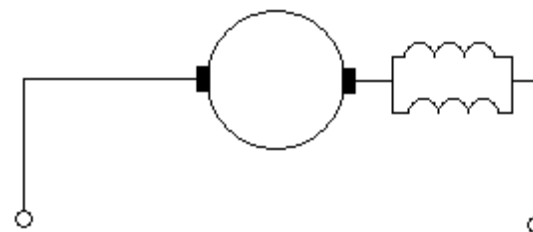


二、改变励磁磁通调速

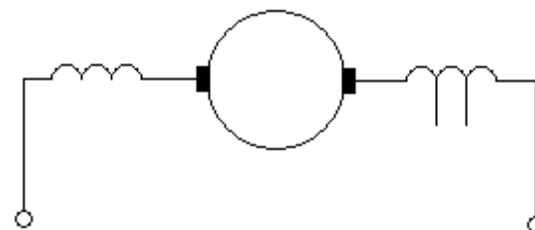
励磁绕组串并联转换，串联时磁通大，转速低；并联时磁通小，转速高。



励磁绕组串联



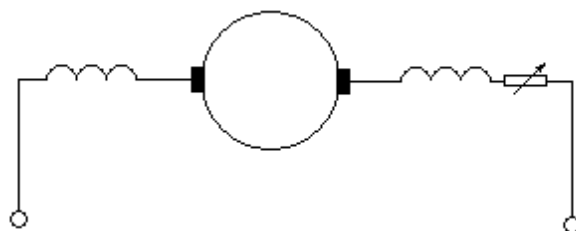
励磁绕组并联



励磁绕组抽头

三、串电阻调速

在电动机回路中串入电阻，降低加到电机的端电压，减小转速。



第五节 单相交流串励电动机的噪声和无线电干扰

产生的原因：电机转速高；电刷与换向器滑动接触；绕组换向产生的换向火花。

一、噪声及抑制措施

1. 通风噪声

产生的原因：由冷却风扇转动以及转子表面不光滑产生。

抑制措施：（1）合理的选择风扇的材质、风叶的形状、风扇的外径；
（2）电枢槽口和绕组端部表面尽量光滑平整。

2. 机械噪声

产生的原因：轴承、电刷和换向器的摩擦及转子的不平衡。

抑制措施：（1）选用优质轴承，提高装配质量；
（2）转子严格校动平衡；
（3）选用合适的电刷材质、形状和压力。提高换向器的圆度和表面光洁度。

3. 电磁噪声

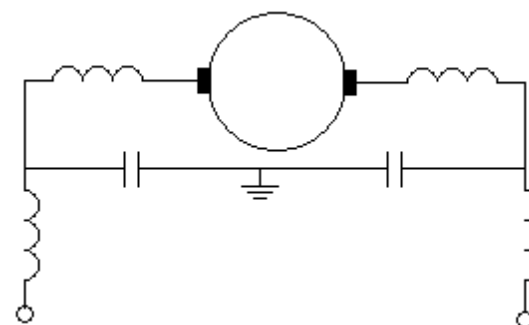
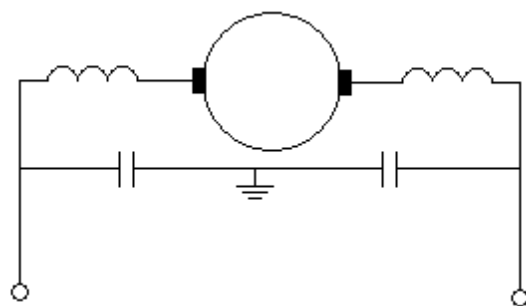
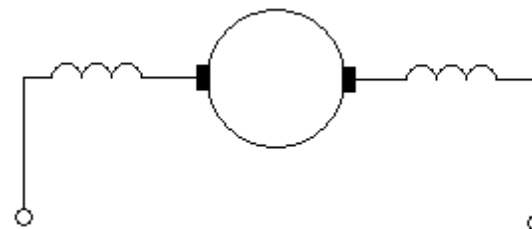
产生的原因：转子齿槽产生的周期性单边磁拉力；脉振磁场时磁拉力周期性变化。

抑制措施：（1）采用斜槽；
（2）增大电机的气隙；
（3）采用不均匀气隙。

二、无线电干扰及其抑制

产生的原因：换向火花

抑制措施：（1）改善换向，降低火花等级；
（2）采用金属外壳对电机屏蔽，并将屏蔽接地；
（3）将两个励磁绕组对称的接在电枢两端，增加高频传输阻抗；
（4）加滤波器，电容容量为 $0.1\sim 1\mu\text{F}$ ，电感值约为 $50\sim 500\mu\text{H}$ 。



第六节 单相交流串励电动机的应用

优点：转速高；调速方便；起动转矩大；过载能力强。

缺点：噪声大；无线电干扰严重。

应用领域

1. 电动工具

手电钻、冲击钻、电刨、电锯、电动螺丝刀等。

2. 医疗器械

牙钻等

3. 家用电器

电吹风、吸尘器、绞肉机、豆浆机等。

9.双凸极电机驱动系统

一、开关磁阻电机

- 1 结构特点
- 2 工作原理
- 3 基本控制策略
- 4 功率变换电路
- 5 开关磁阻电机的非线性特性
- 6 开关磁阻电机的优缺点

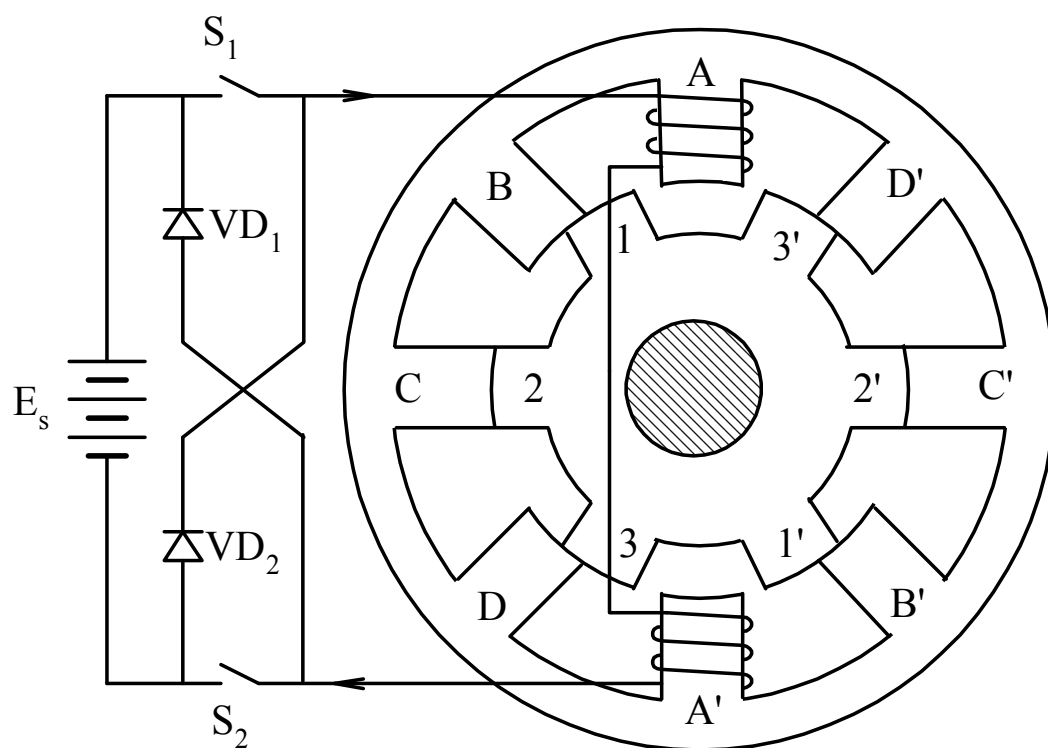
二、双凸极永磁电机

- 1 结构特点
 - 2 工作原理
 - 3 基本控制策略
 - 4 功率变换电路
 - 5 转子位置传感器
 - 6 控制系统构成
-

9. 双凸极电机驱动系统

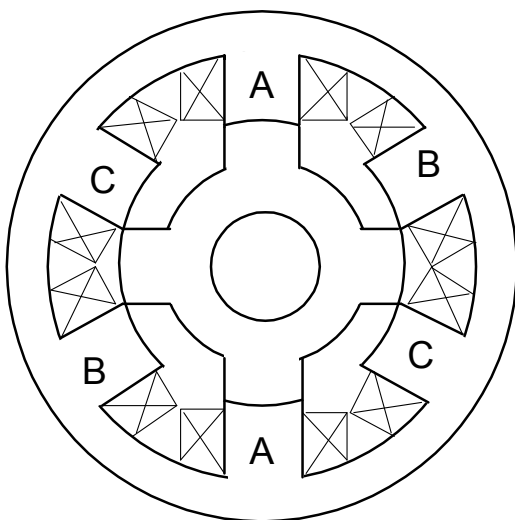
一、开关磁阻电机 (Switched Reluctance Motor)

1. 结构特点

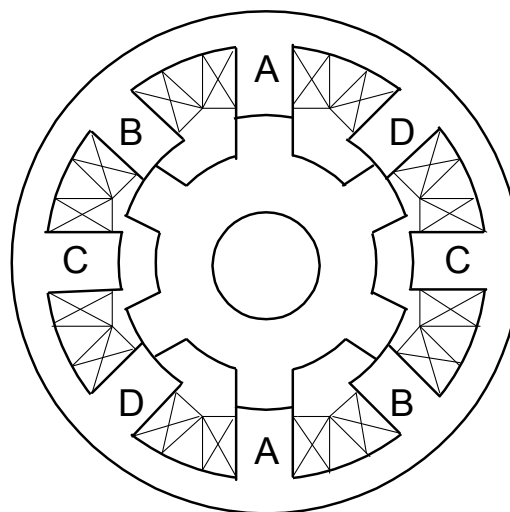


- 定子和转子铁芯均为凸极结构，由硅钢片叠成；
- 定子每个极上绕有一个集中线圈，空间相对的两个极上的线圈串联或并联构成一相绕组；
- 转子上无绕组；
- 最常见的组合为6/4极、12/8极和8/6极。

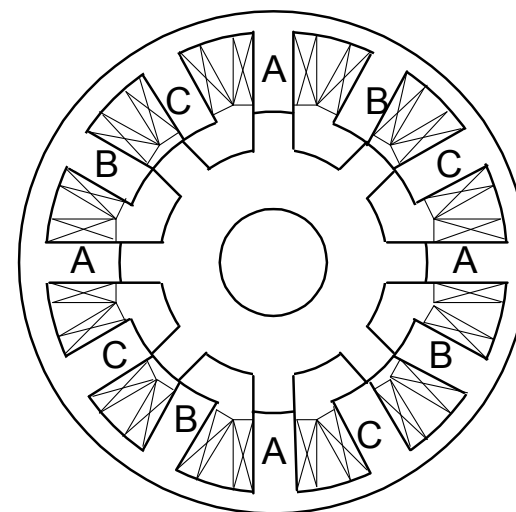
9.双凸极电机驱动系统



三相定子6极，转子4极

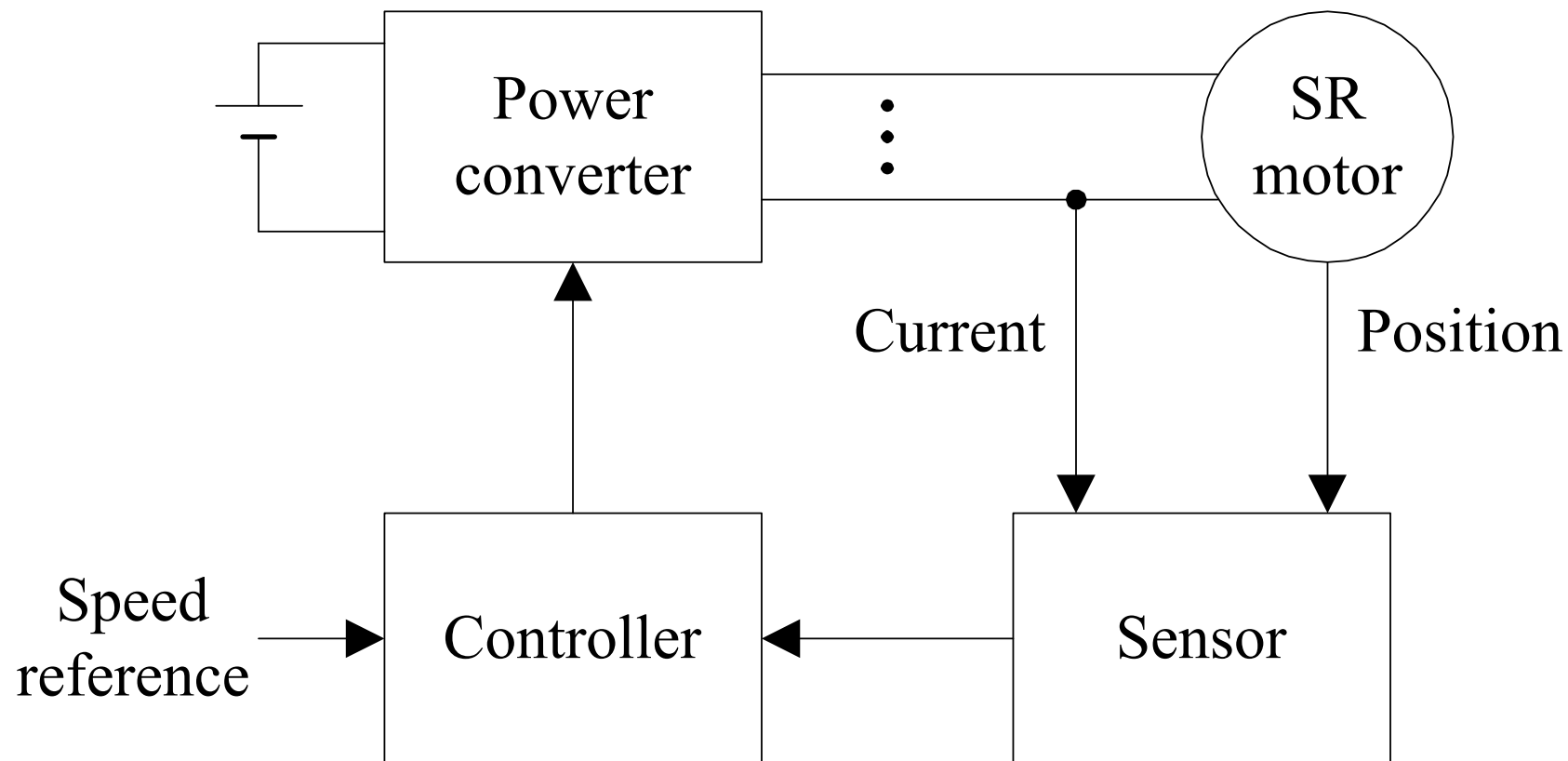


四相定子8极，转子6极



三相定子12极，转子8极

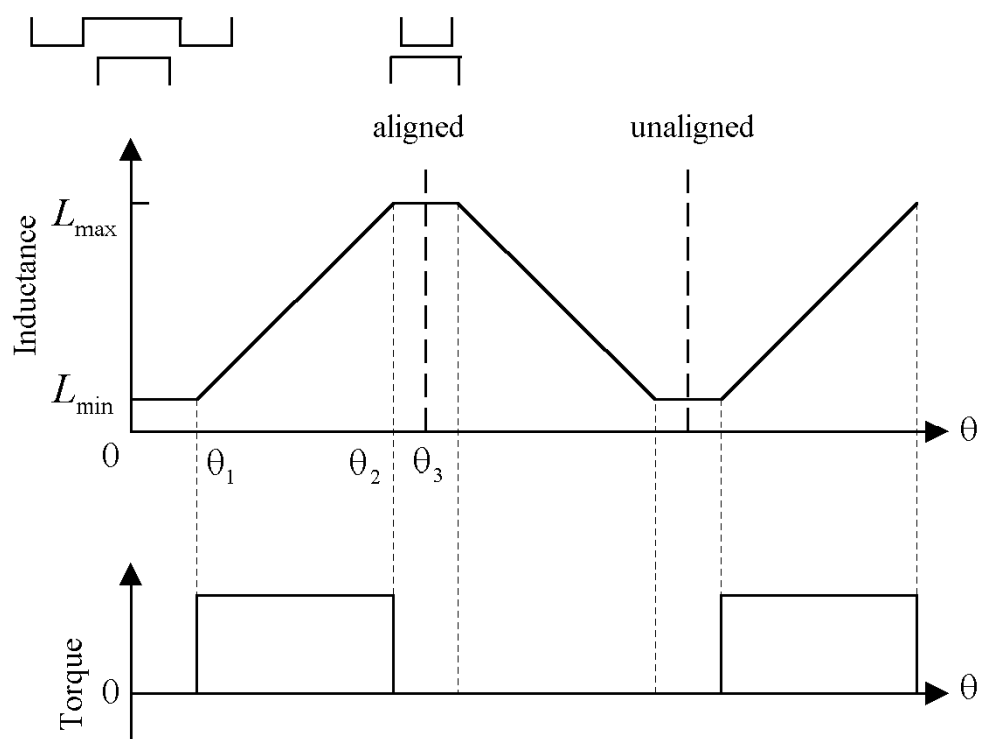
9. 双凸极电机驱动系统



开关磁阻电机驱动系统组成框图

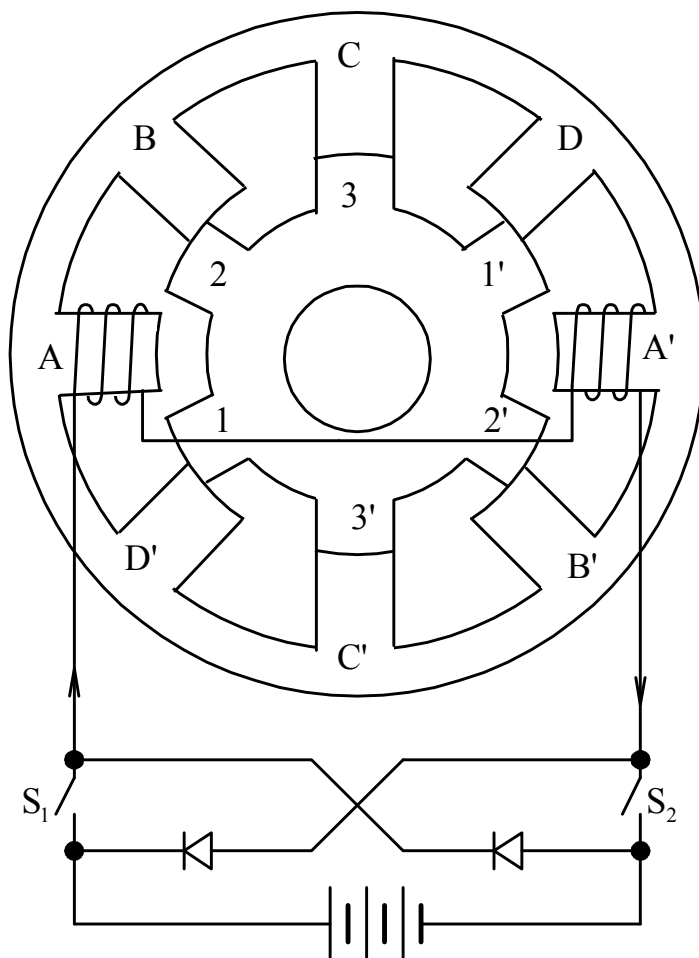
9. 双凸极电机驱动系统

2. 工作原理



1. 当转子齿正对定子槽时，绕组电感有最小值；
2. 当转子齿与定子齿对齐时，绕组电感有最大值；
3. 当转子旋转时，绕组电感随之变化。

9.双凸极电机驱动系统



开关磁阻电机的运行原理是“**磁阻最小原则**”。

在图示位置，当给**B**相绕组通电，转子将倾向于**顺时针**方向旋转，使磁路磁阻减小，直至转子齿**2**与定子齿**B**完全重合。然后，**B**相断开，**A**相通电，转子磁阻转矩将进一步使转子向前转动至转子齿**1**与**A**相重合。

转矩方向总是朝着**最接近的定转子齿重叠**的位置。按**B-A-D-C**顺序通电，转子将按**顺时针**方向连续旋转。

定子齿距角**45度**，转子齿距角**60度**，改变一次通电状态，转子转过**15度**。

9.双凸极电机驱动系统

一相绕组的电压方程式

$$u - Ri = e \quad ui = ei + Ri^2$$

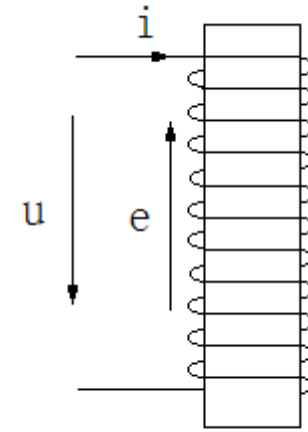
$$e = \frac{d\psi}{dt} = \frac{d(Li)}{dt} = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt}$$

$$P_e = ei = iL \frac{di}{dt} + i^2 \frac{dL}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} Li^2 \right) + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{dt}$$

$$= \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} Li^2 \right) + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} Li^2 \right) + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \omega_r$$

$$= \frac{dW_f}{dt} + T_e \omega_r \quad \omega_r \text{为转子机械角速度}$$

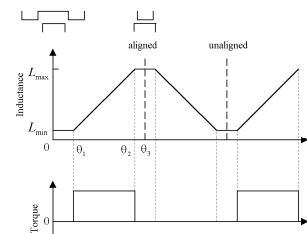
$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad \text{为电磁转矩, } W_f \text{为磁场储能}$$



9.双凸极电机驱动系统

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta}$$

由转矩公式可知：

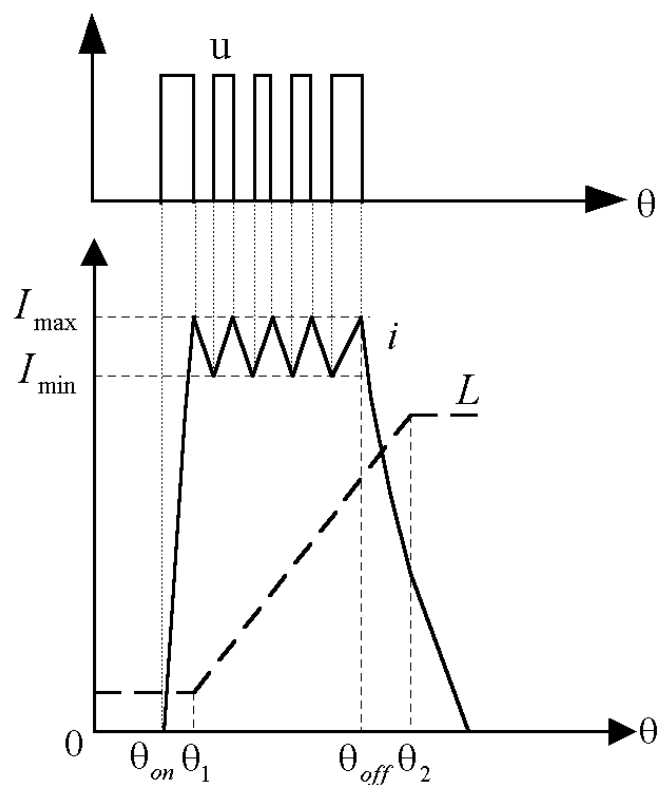


1. 开关磁阻电机的**转矩大小与电流平方成正比**，**因此转矩方向与电流方向无关**，故可以采用**单极性**电流供电；
2. 转矩与绕组电感对转子位置角的**变化率**成正比。因此，只有当绕组电感随转子位置角而增大时，给绕组通电才能产生正向电动转矩。当电感随转子位置角而下降时，如绕组中仍有电流，则将产生制动转矩；
3. 相绕组关断后绕组电流不能突变为零，有一个延续过程。为防止绕组电流延续到负转矩区，必须在绕组电感开始下降之前**提前关断**绕组。

9. 双凸极电机驱动系统

3 基本控制策略

A. 低速时的电流斩波控制 (Current chopping control- CCC)

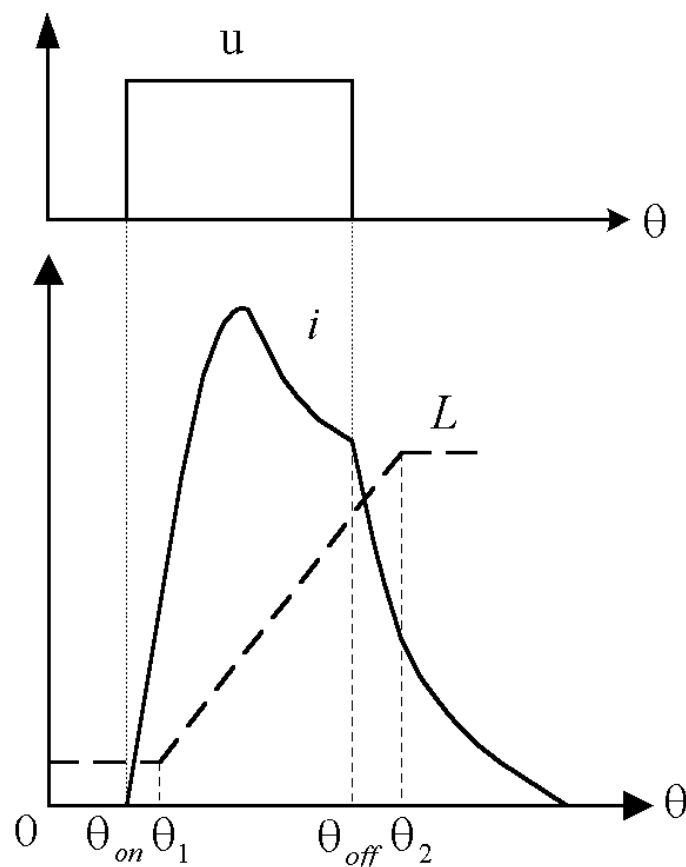


在电感很小时使绕组开通，电流快速上升。为防止电流过大而损坏电机，当电流达到最大值 I_{max} 时，使绕组关断；电流开始衰减，当电流衰减至 I_{min} 时，绕组重新开通。

在最大电感出现之前必须将绕组关断，以免电流延续到负转矩区。

9.双凸极电机驱动系统

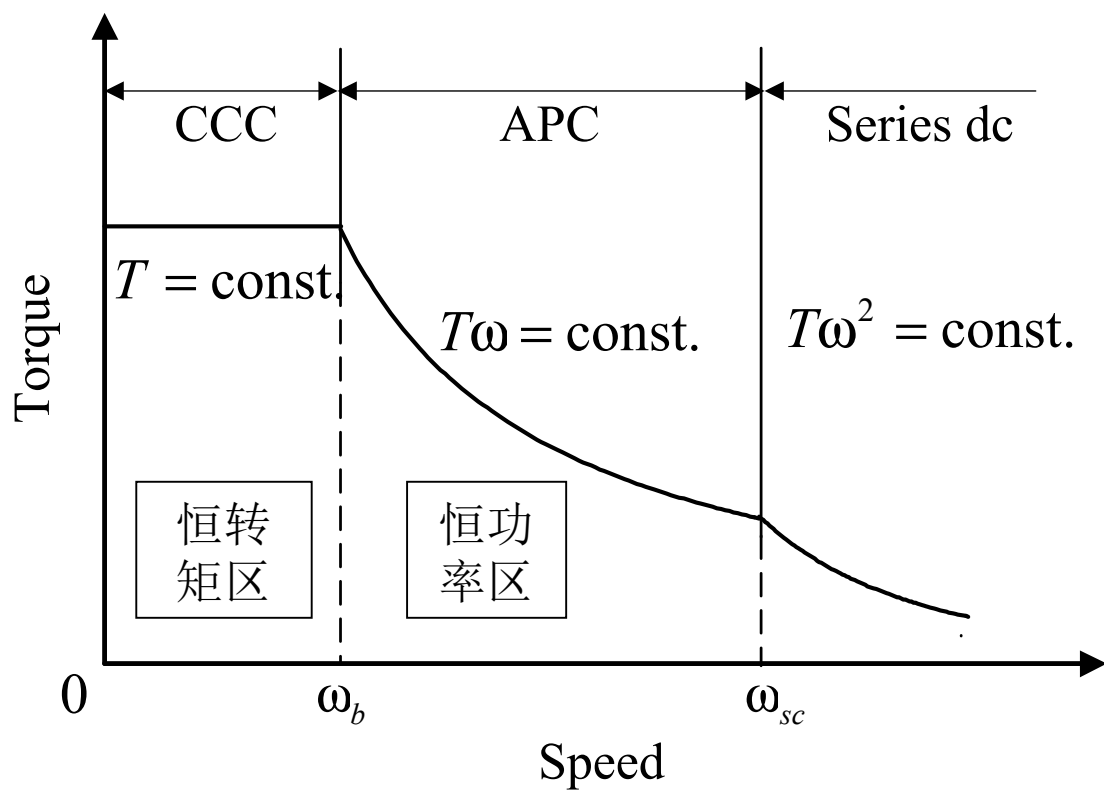
B. 高速时的角度位置控制 (Angular position control-APC)



高速时，由于反电势大，电流受到限制，上升较慢。当到达最大值后，因电感的增加，电流反而下降。

同样，为避免电流延续到负转矩区，绕组要在电感到达最大值之前关断。速度越高，要关断的越早。

9. 双凸极电机驱动系统

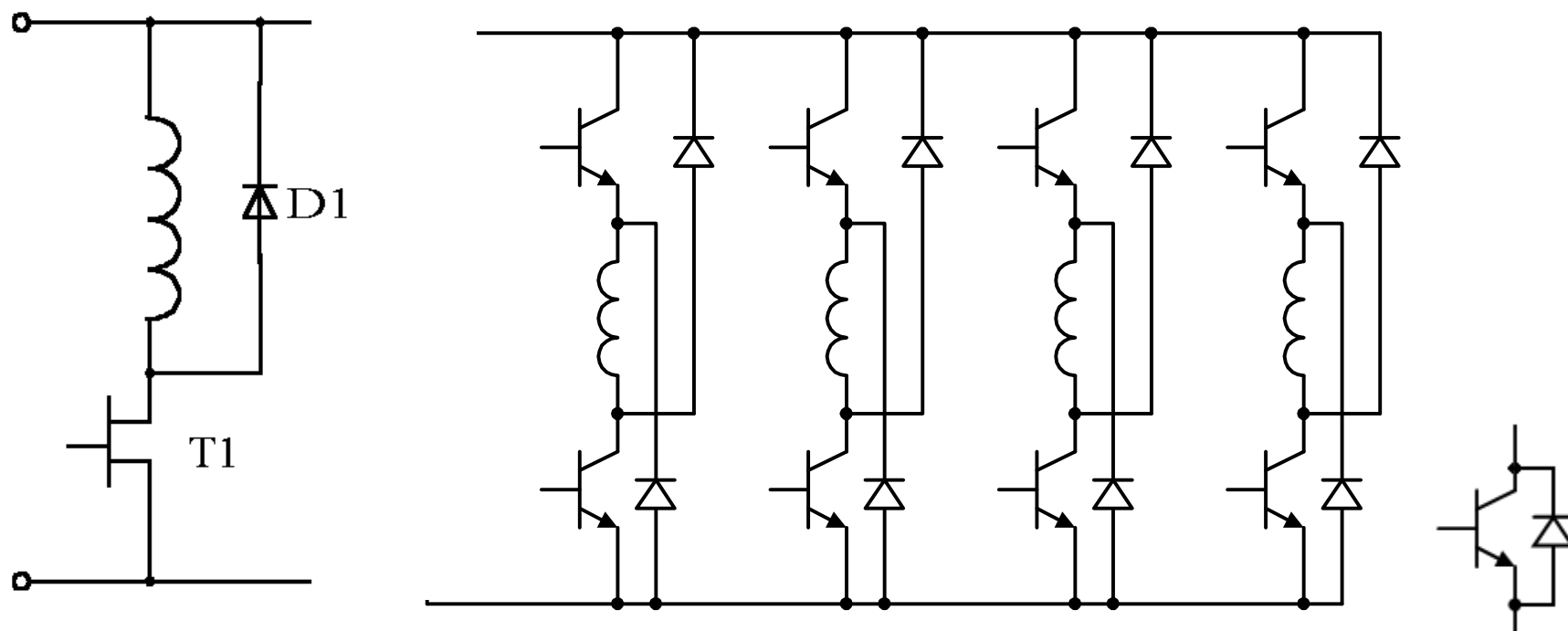


典型机械特性

9.双凸极电机驱动系统

4 功率变换电路

与传统的交流电机相比出线较多



每相一个开关管

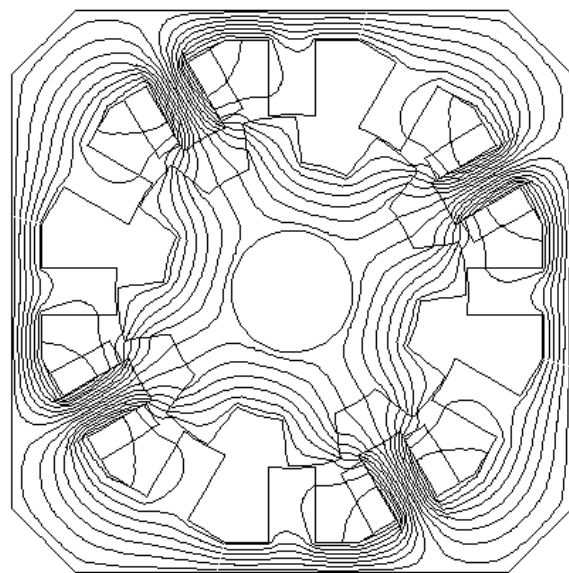
四相驱动电路（每相二个开关管）

9.双凸极电机驱动系统

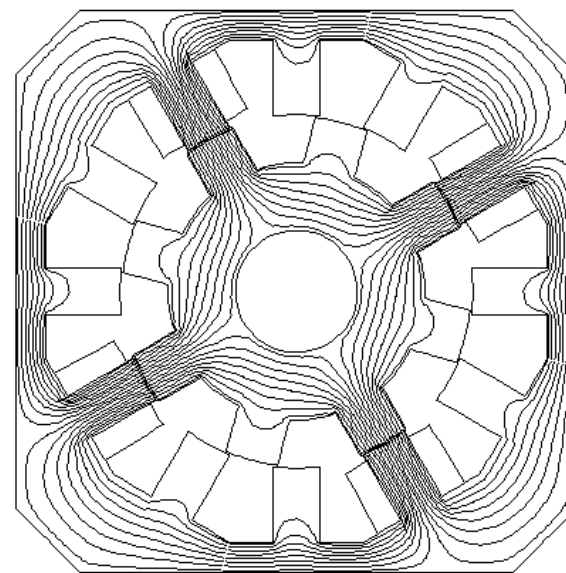
5 开关磁阻电机的非线性特性

以上分析都是在线性条件下进行的。实际电机磁路为非线性。

12/8结构电机磁场分布

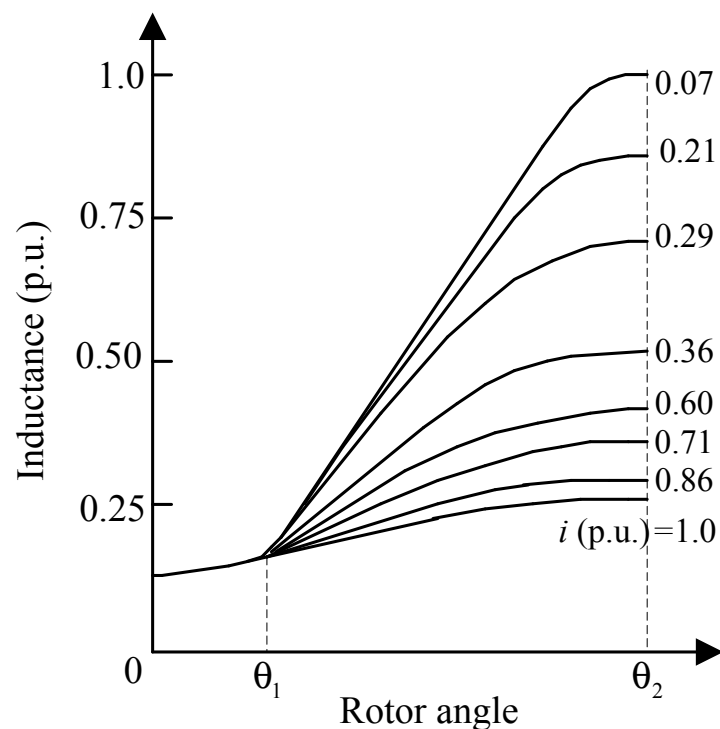


定子齿与转子槽对齐

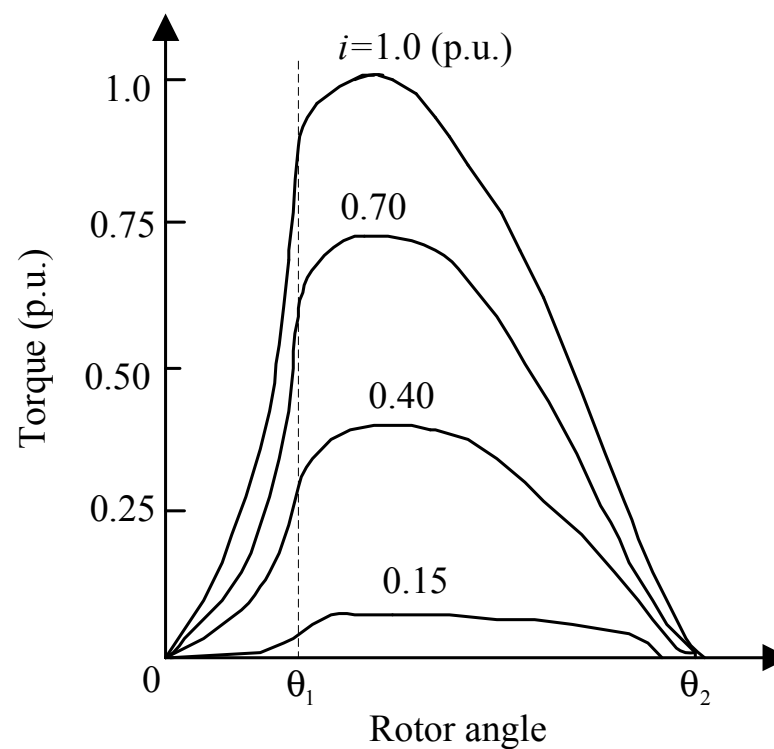


定子齿与转子齿对齐

9. 双凸极电机驱动系统



非线性电感



非线性转矩

9.双凸极电机驱动系统

6 开关磁阻电机的优缺点

优点:

1. 结构简单、无刷，转子上无绕组和永磁体，可靠性高；
2. 采用集中式绕组，绕组端部短，省铜，电阻小，效率高；
3. 因转矩与电流方向无关，可用单极性电流供电，故功率变换器可简化，每相可用一个功率器件，不仅降低了成本，还避免了上、下桥臂直通问题。

缺点:

1. 由于只有当电感变化率为正时绕组才能导通，一个周期中只有半个周期得到利用，因此系统效率和材料利用率相对较低；
-

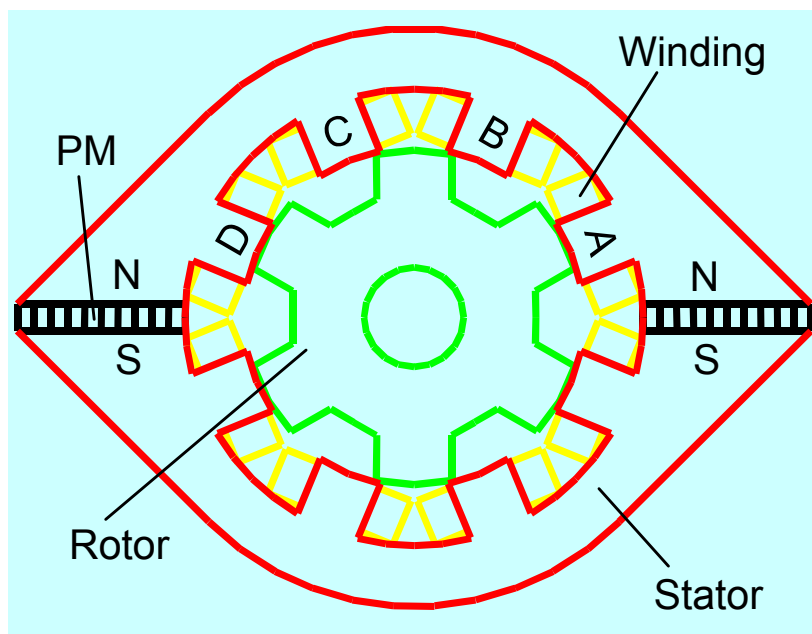
9.双凸极电机驱动系统

2. 定子绕组既要提供有功电流，又要提供无功电流，增大了绕组和功率变换器的容量；无功（励磁）电流在绕组和功率器件中产生损耗，降低了系统效率；
3. 由于开关磁阻电机的绕组电感较大，并且绕组关断时电感处于电感最大值位置，关断后电流衰减慢，很容易延续到负转矩区，因此绕组需要提前关断，速度越高，提前量就要越大，使绕组有效导通区间减速小，降低了电机的出力；
4. 因定转子为双凸极结构，转矩脉动分量较大，会引起振动和噪声。

9.双凸极电机驱动系统

二、双凸极永磁电机（Doubly salient permanent magnet motor-DSPM motor）

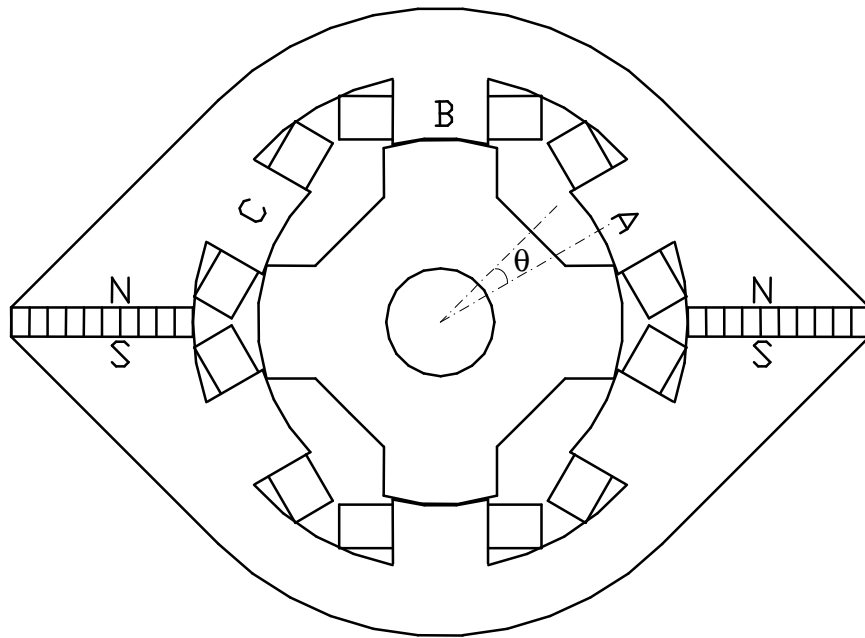
1 结构特点



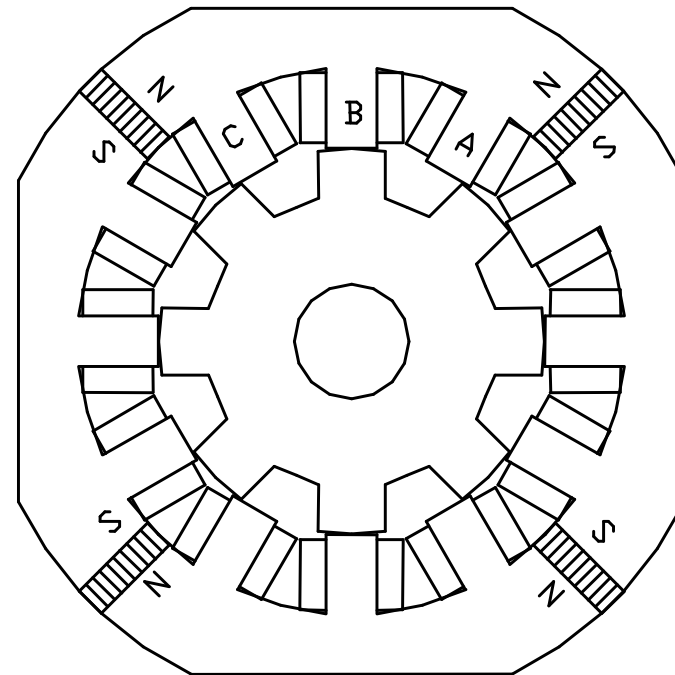
8/6极DSPM电机截面图

- ▶ 定转子均为凸极结构；
- ▶ 定子齿上装有集中式绕组；
- ▶ 转子上既没有绕组，也没有永磁体—适合高速运行；
- ▶ 定子上装有永磁体—结构稳定，易于冷却；
- ▶ 由于主磁路中放有两块磁导率与空气相近的永磁体，绕组电感比SR电机要小很多。

9.双凸极电机驱动系统



6/4-pole DSPM motor

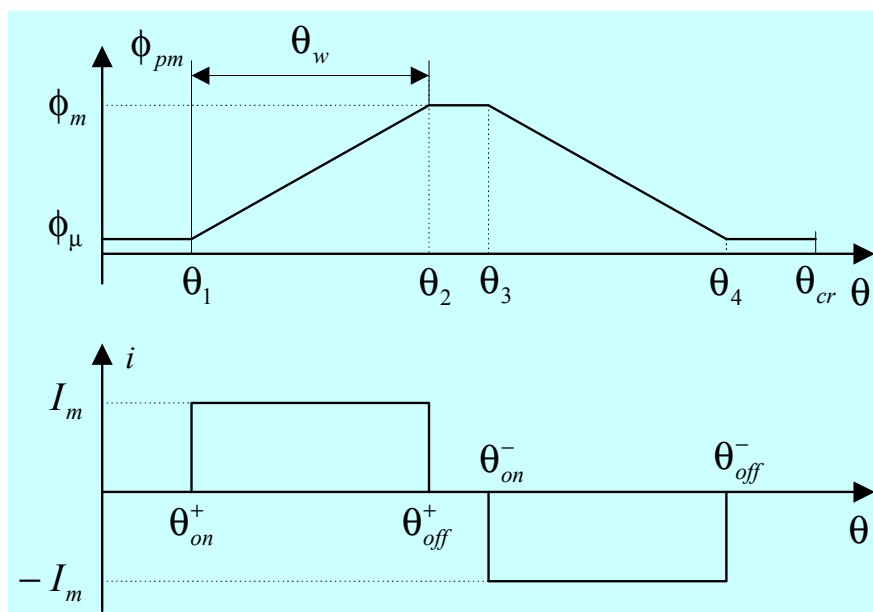


12/8-pole DSPM motor

9.双凸极电机驱动系统

2 工作原理

当转子齿进入定子齿下时，该定子绕组的磁链和电感均随之增加，当转子齿与定子齿完全重合时，磁链有最大值；当转子齿离开定子齿时，磁链随之减小，当转子齿对着定子槽时，磁链有最小值。



$$\psi = Li + \psi_{pm}$$

$$e = \frac{d\psi}{dt} = L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} + \frac{d\psi_{pm}}{dt}$$

$$= L \frac{di}{dt} + e_r + e$$

9.双凸极电机驱动系统

忽略铜耗和铁耗，则电磁功率为：

$$\begin{aligned}
 P_e &= ei = iL \frac{di}{dt} + i^2 \frac{dL}{dt} + i \frac{d\psi_{pm}}{dt} \\
 &= \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} Li^2 \right) + \left(\frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} + i \frac{d\psi_{pm}}{d\theta} \right) \omega_r = \frac{d}{dt} W_w + T_e \omega_r
 \end{aligned}$$

每相电磁转矩为：

$$T_e = i \frac{d\psi_{pm}}{d\theta} + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} = T_{pm} + T_r$$

T_{pm} 为永磁磁链与电枢电流相互作用产生的永磁转矩； T_r 为绕组电感变化而产生的磁阻转矩，因电感很小，磁阻转矩分量较小，永磁转矩占主导地位。

9.双凸极电机驱动系统

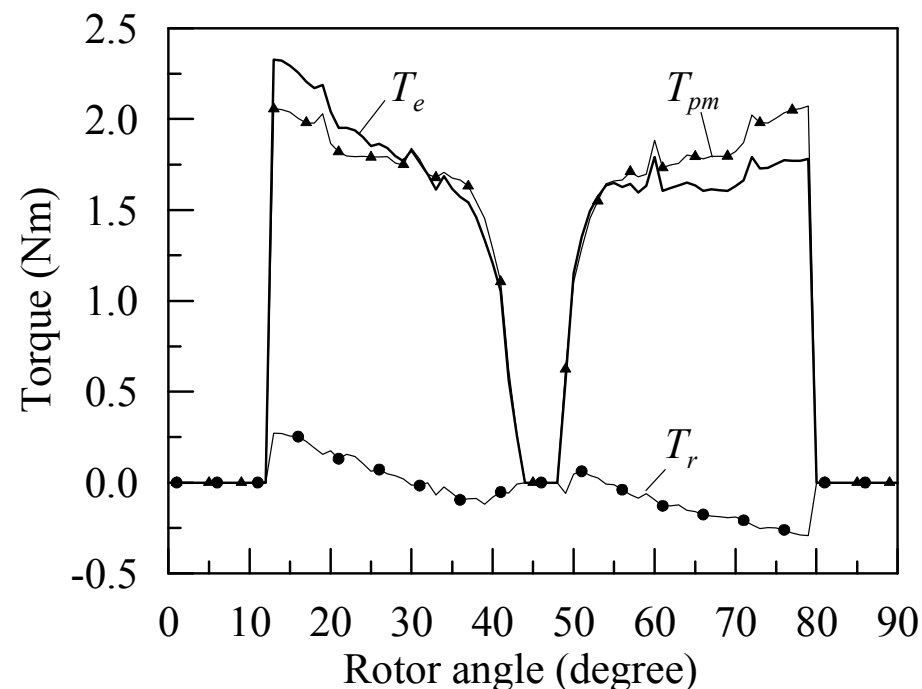
$$T_{pm} = i \frac{d\psi_{pm}}{d\theta} = iN \frac{d\phi_{pm}}{d\theta}$$

当磁通变化率为正时，通入正电流，产生正转矩；

当磁通变化率为负时，通入负电流，仍产生正转矩。

可见，一个周期内两个区间均得到利用，所以，DSPM电机的功率密度高，材料利率高。

DSPM电机需要双极性电流供电。

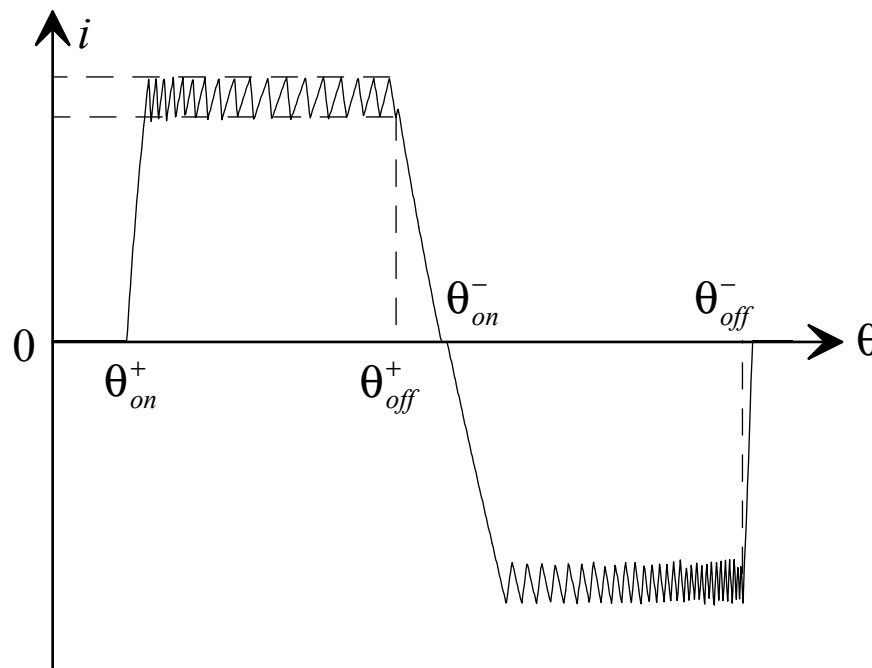


6/4极DSPM电机的转矩（每相值）

9.双凸极电机驱动系统

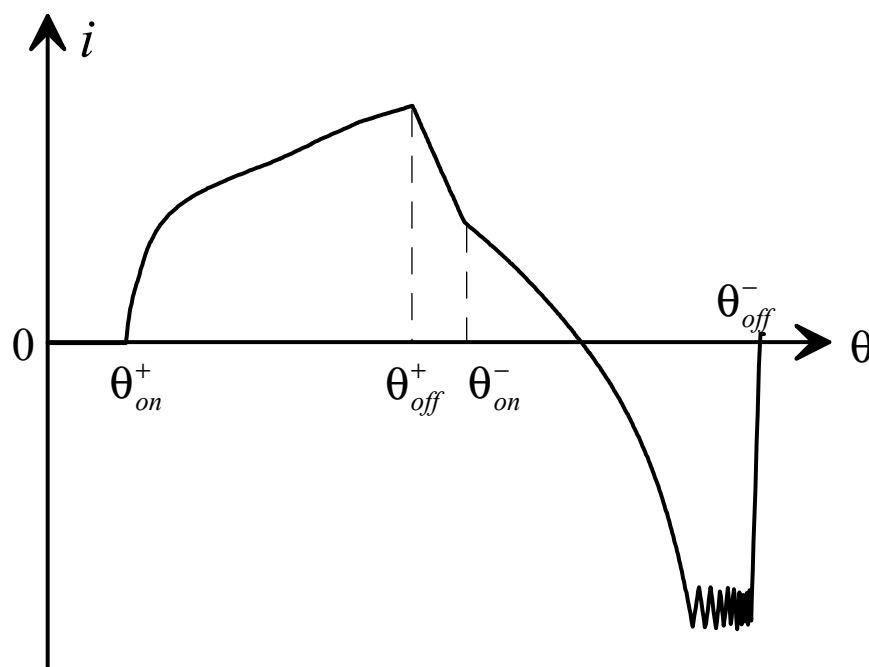
3 基本控制策略

低速时的电流斩波控制 (Current chopping control-CCC)



9.双凸极电机驱动系统

高速时的角度位置控制 (Angular position control-APC)



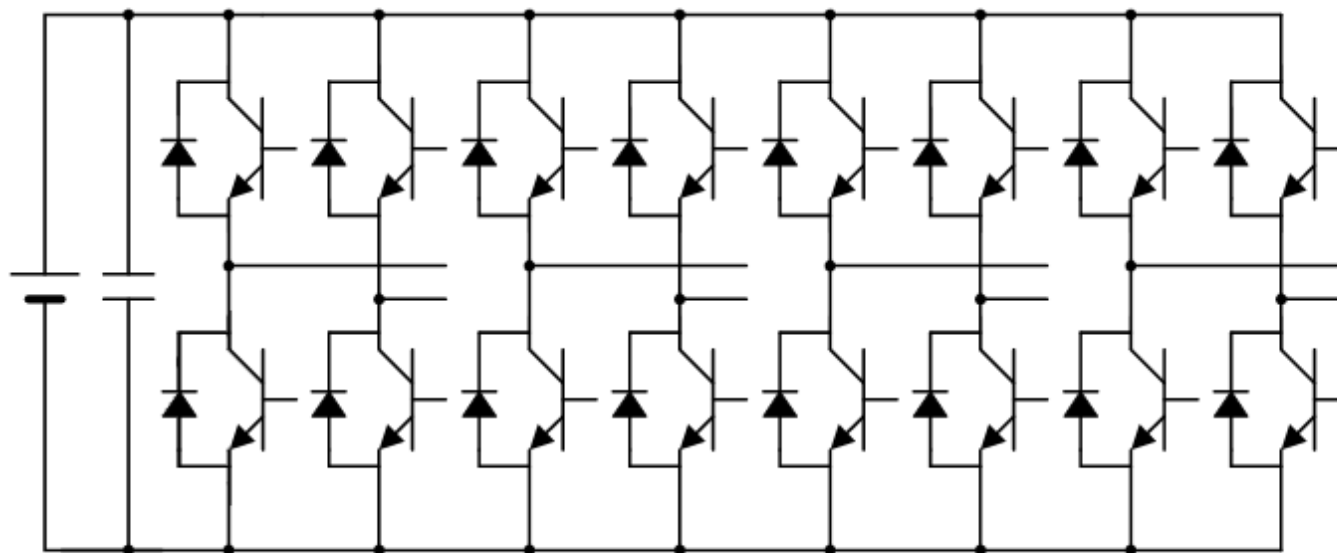
在正半周，因永磁磁链和电感的变化率均为正，电流上升较慢。

在负半周，因开始时的反电势较大，电流变化较慢，但到负半周的后部，因反电势变小，电感也较小，电流快速增加到很大的数值，为免电流过大，仍需进行斩波限流。

9.双凸极电机驱动系统

4 功率变换电路

为获得双极性电流，基本的功率变换电路有两种：一是每相一个**全桥**电路。每相需要四个功率器件，绕组电压就等于直流电源电压。



全桥功率变换器

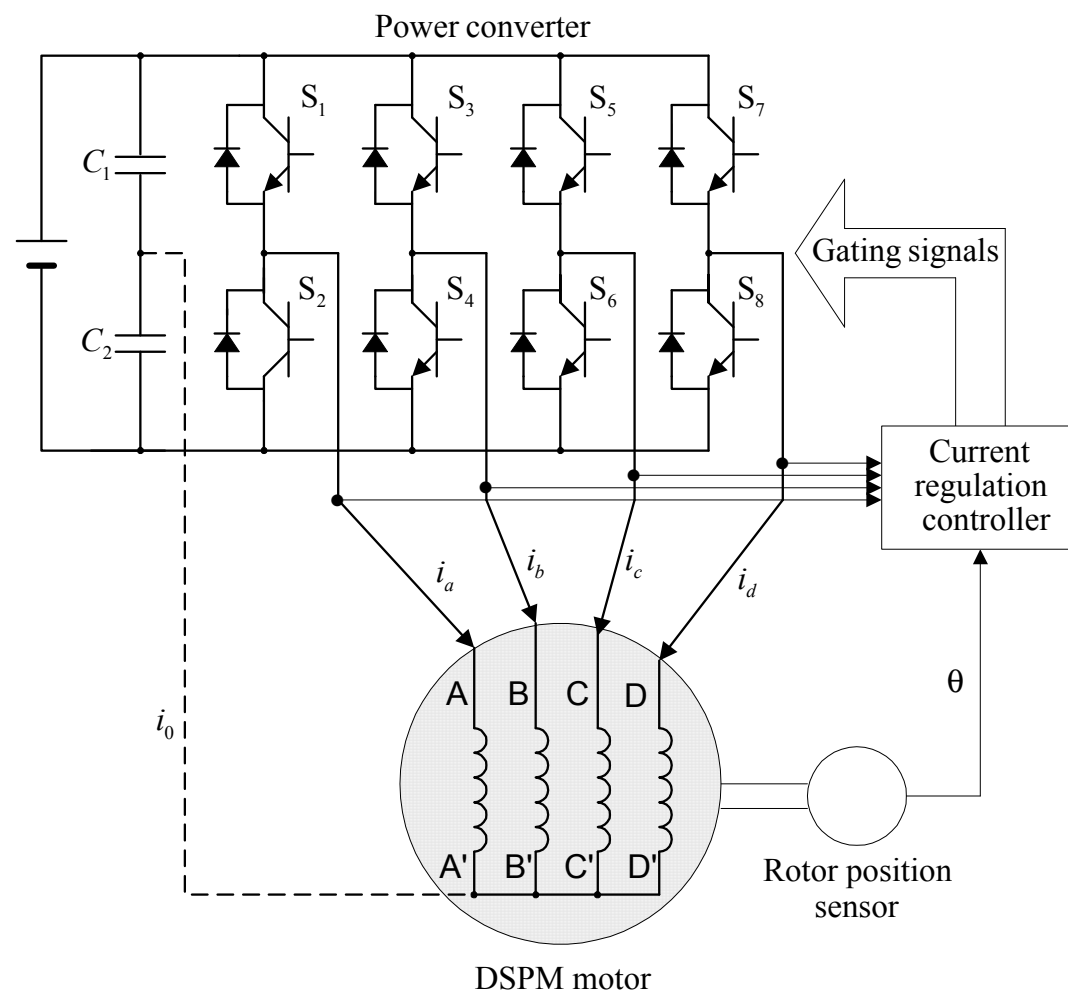
9.双凸极电机驱动系统

二是带分裂电容的半桥功率变换器。

❖ 用两个电容将直流电压一分为二；

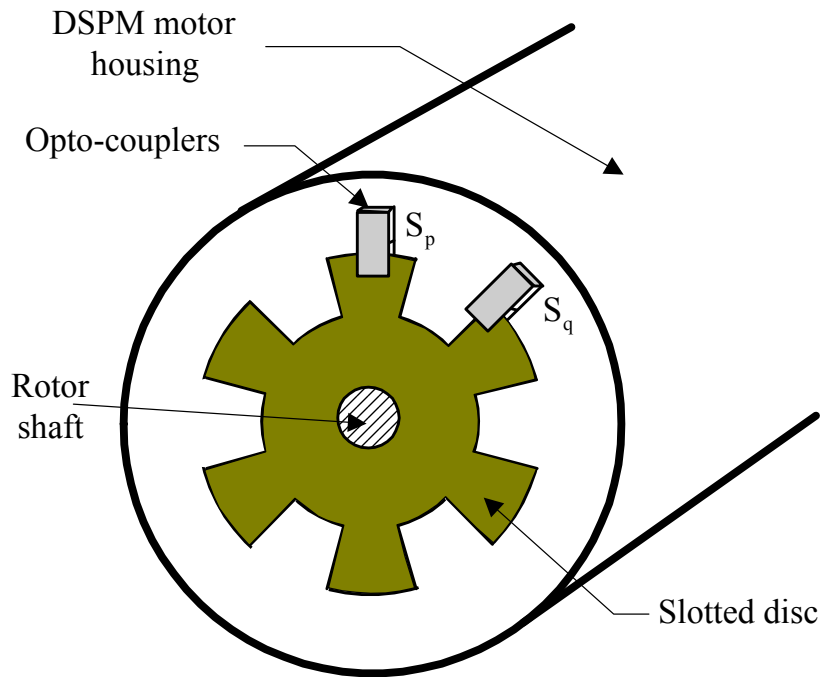
❖ 绕组电压等于直流电压的一半；

❖ 每相需要二个功率器件。



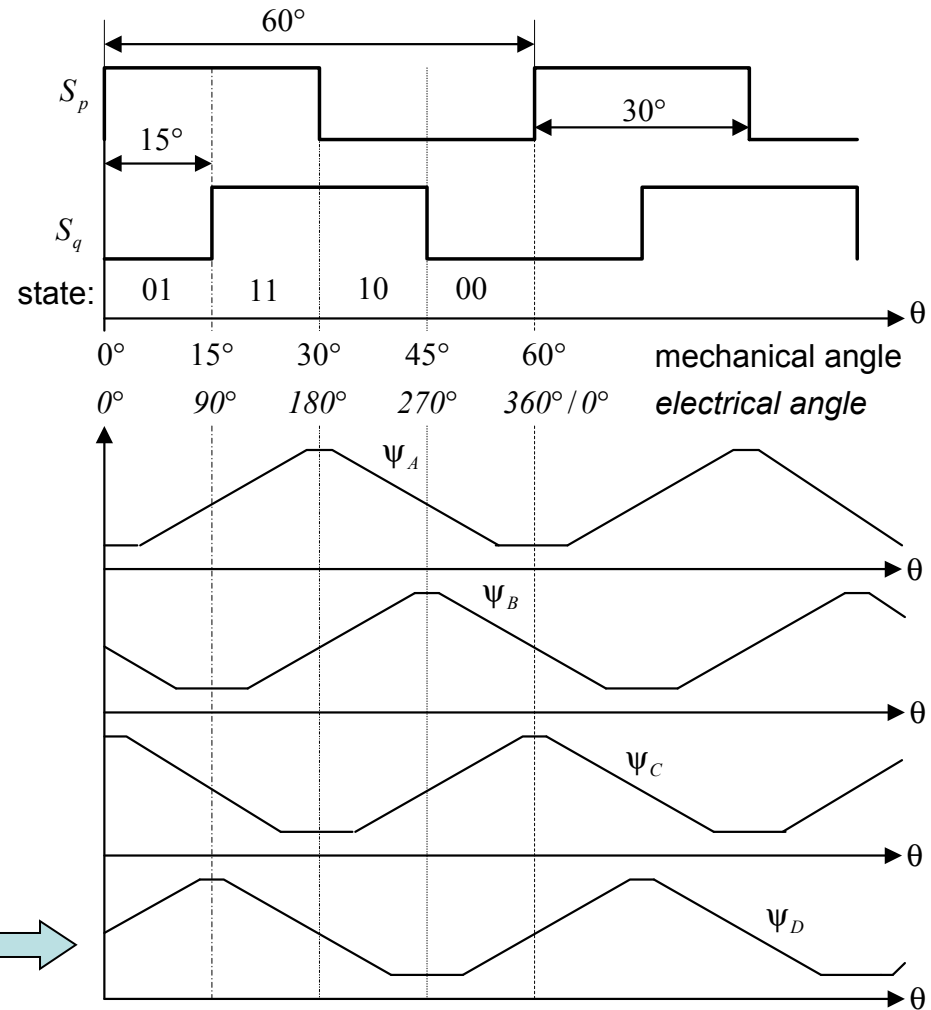
9.双凸极电机驱动系统

5 转子位置传感器



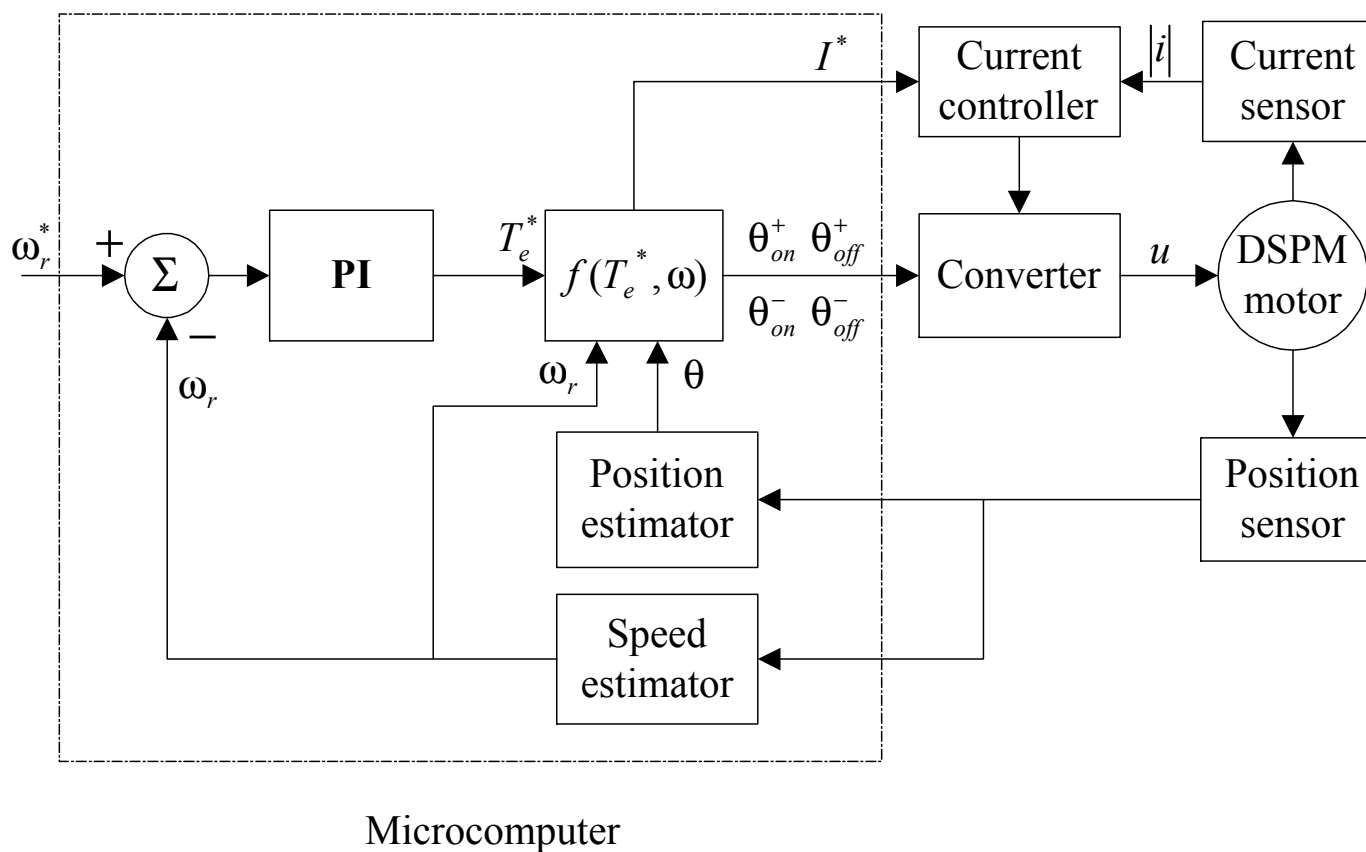
8/6极DSPM电机位置传感器

位置信号与磁链之间的关系 \rightarrow



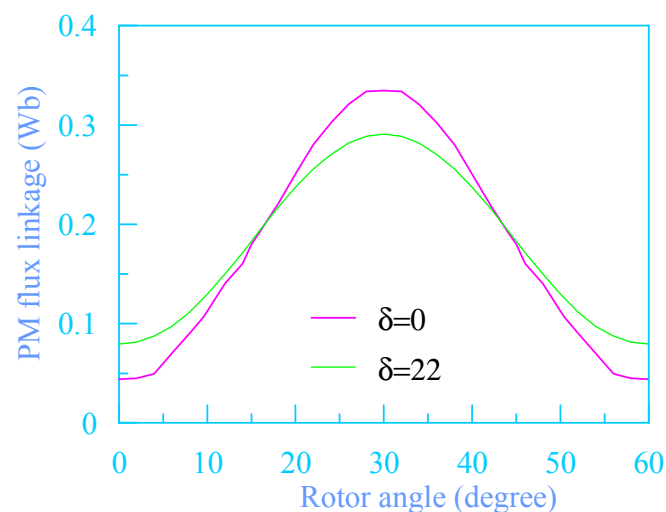
9. 双凸极电机驱动系统

6 控制系统构成

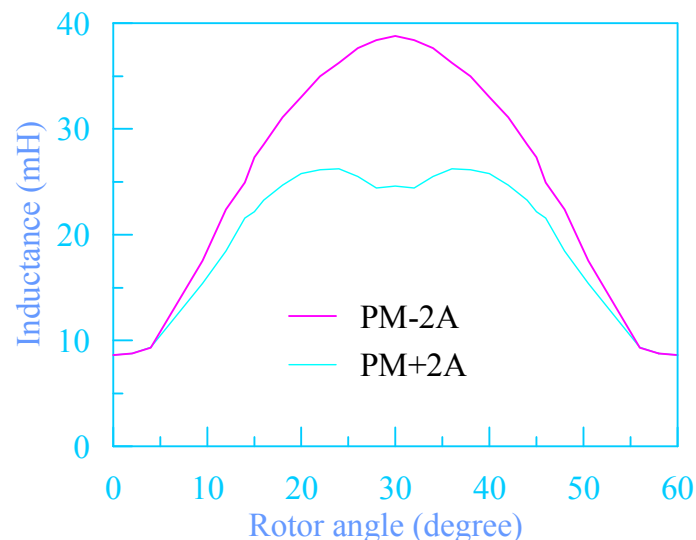


9.双凸极电机驱动系统

非线性特性



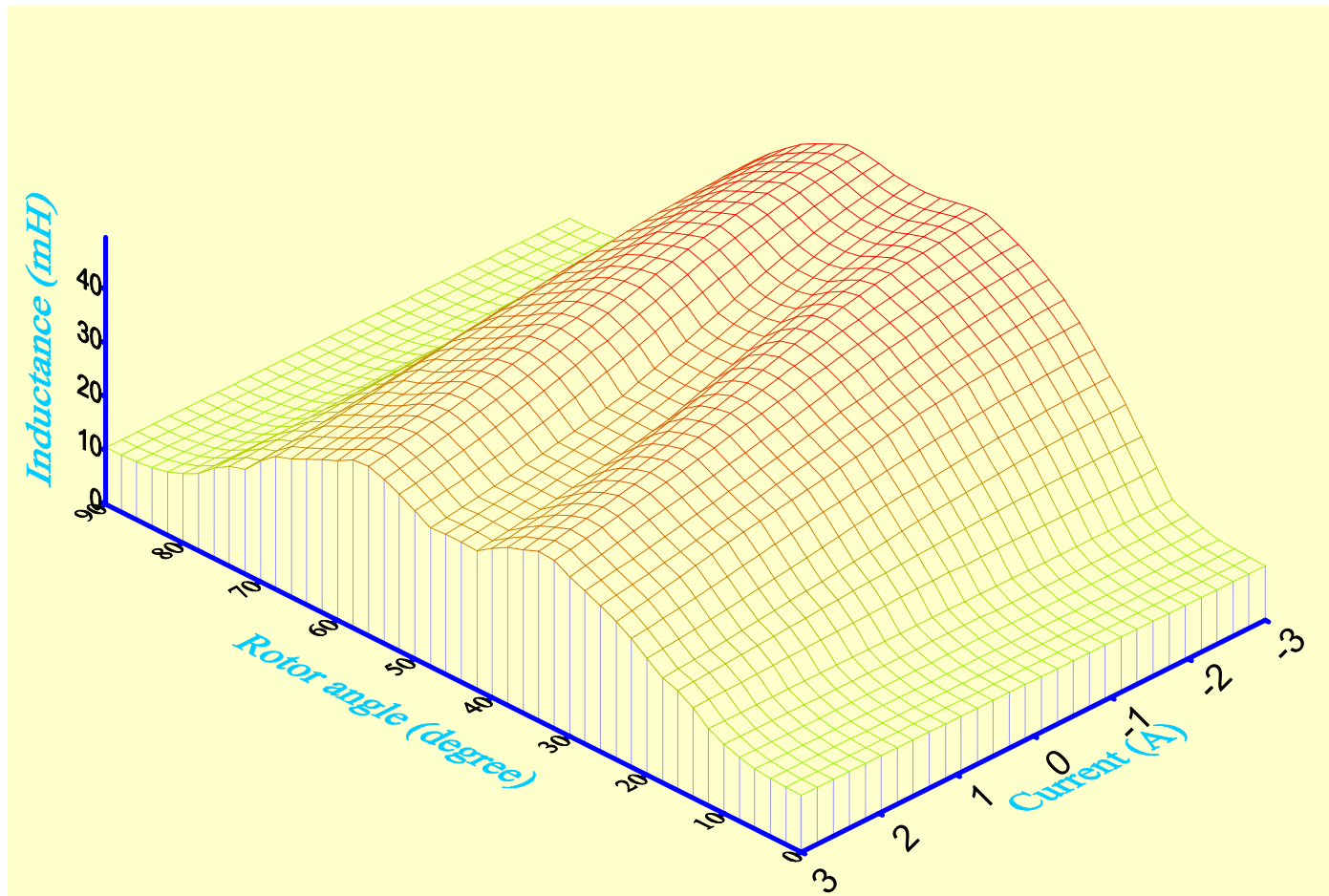
PM flux linkage



Self-inductance

可见，绕组电感不仅是转子位置角的函数，而且与电枢反应磁场对永磁体是去磁还增磁作用有关。PM-2A表示电枢电流磁场与永磁磁场反向，起去磁作用，磁路饱和程度低，故电感较大。反之，PM+2A时电感较小。

9.双凸极电机驱动系统



电感随转子位置和电流的变化关系

10.超声波电动机

超声波电动机

参考书：程明。微特电机及系统。中国电力出版社，2008.3

胡敏强。超声波电机原理与设计。科学出版社。2005.9

10.超声波电动机

- 概述
 - 超声波电机的运动形成机理
 - 环形行波型超声波电机结构与工作原理
 - 行波型超声波电机的速度控制
 - 行波型超声波电机的驱动电路
 - 其它类型超声波电机
 - 超声波电机应用举例
-

10.超声波电动机

一、概述

超声波电动机 (Ultrasonic Motor, 简称为USM), 是利用压电材料的逆压电效应为激励, 使定子弹性体在超声频段产生微观机械振动(振动频率在20kHz以上), 并通过定子和转子(或动子)之间的摩擦作用, 将定子的微观振动转换成转子(或动子)的宏观的单方向转动(或直线运动)。它打破了传统电机需由电磁效应获得转矩和转速的概念。

超声波电机是一个机电耦合系统, 它涉及到振动学、摩擦学、材料学、电力电子技术、自动控制技术和实验技术等, 是一项跨学科的高新技术。

10.超声波电动机

1. 研究概况

美国与前苏联首先研制成功**原理性**超声波电机，20世纪80年代，日本致力于将美、苏的原理型样机开发成**实用型**超声波电机。到80年代末90年代初，日本的超声波电机开始进入**商业应用**。在超声波电机技术发展和实际应用方面，**日本**一直处于世界领先地位。

我国在**20世纪80年代**中后期开始研究超声波电机，进入**90年代**后，国内多所高校和科研院所相继开展了研究。但目前与国际水平相比，还有不小差距。

10.超声波电动机

2. 特点

与传统电磁式电机相比，超声波电机具有以下**特点**：

- (1) **转矩/质量比大**，结构**简单、紧凑**；
 - (2) **低速大转矩**，无需齿轮减速机构，可实现**直接驱动**；
 - (3) **动作响应快**(毫秒级)，控制性能好；
 - (4) **断电自锁**；
 - (5) **不产生磁场**，也不受外界磁场干扰；
 - (6) **运行噪声小**；
 - (7) **摩擦损耗大**，**效率低**，只有10%~40%；
 - (8) **输出功率小**，目前实际应用的只有10W左右；
 - (9) **寿命短**，只有1000~5000h，不适合连续工作。
-

10.超声波电动机

3. 主要类型

1) 按自身形状和结构分

圆盘或圆环

棒状或杆状

平板

2) 按功能分

旋转型

直线移动型

球型

3) 按动作方式分

行波型

对应普通电机的旋转磁场

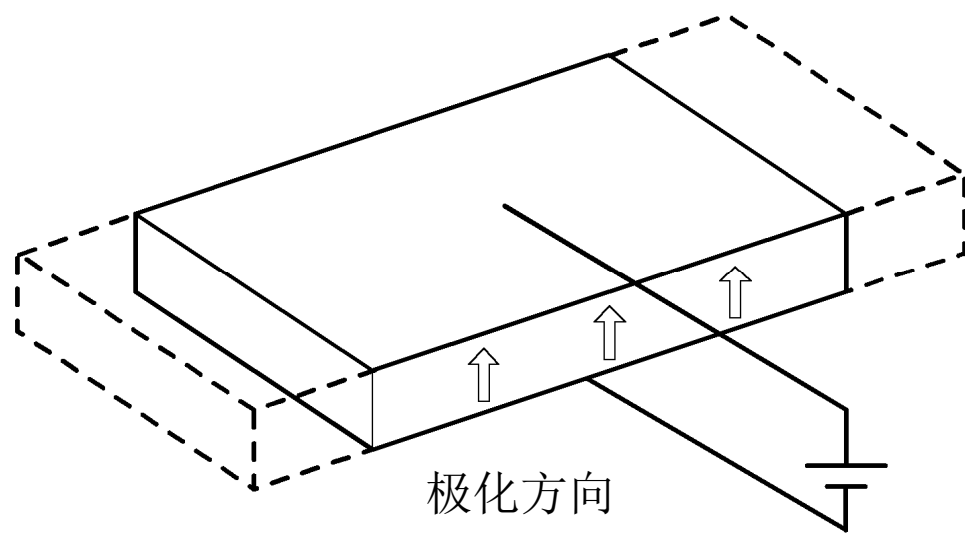
驻波型

对应普通电机的脉诊磁场

10. 超声波电动机

二、超声波电机的运动形成机理

1. 压电效应与压电振子



压电材料的应变

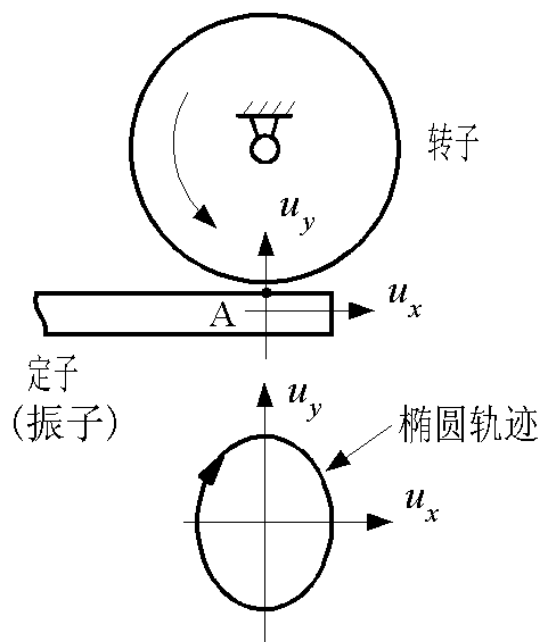
加图示极性电压时晶体伸长；

加反极性电压时晶体伸长；

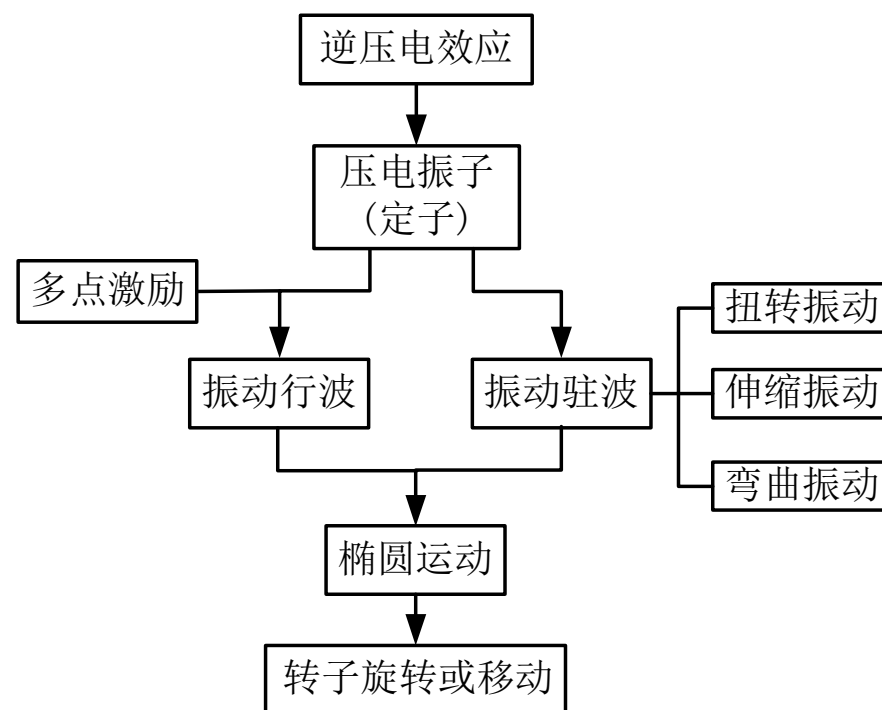
电压极性变化时会产生纵向振动。

10. 超声波电动机

2. 椭圆运动及其作用



质点运动轨迹



椭圆运动的作用

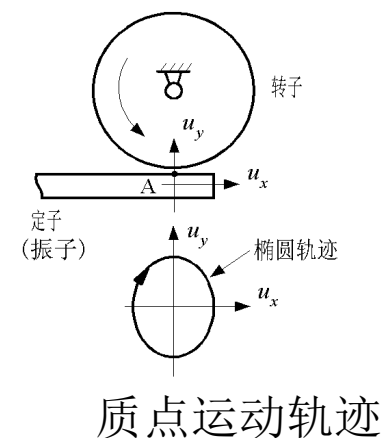
10. 超声波电动机

有二个空间相互垂直的振动位移 u_x 和 u_y ，均是由简谐振动形成的，振动角频率为 ω ，振幅分别为 ξ_x 和 ξ_y ，时间相位差为 φ

$$\begin{cases} u_x = \xi_x \sin \omega t \\ u_y = \xi_y \sin(\omega t + \varphi) \end{cases}$$

消去时间 t

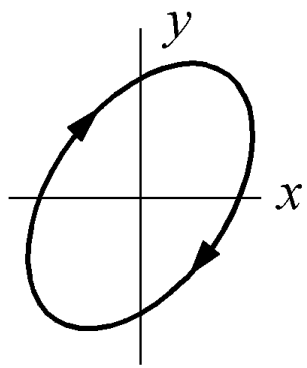
$$\frac{u_x^2}{\xi_x^2} - \frac{2u_x u_y}{\xi_x \xi_y} \cos \varphi + \frac{u_y^2}{\xi_y^2} = \sin^2 \varphi$$



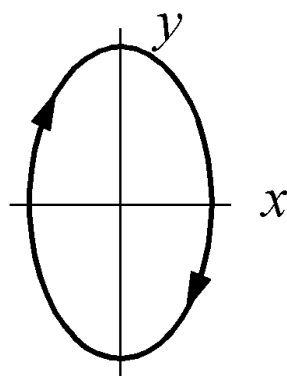
当 $\varphi = n\pi$ ($n=0, \pm 1, \pm 2, \dots$)时，两个位移为同相运动，合成轨迹为一条直线；当 $\varphi \neq n\pi$ 时，其轨迹为一椭圆，其中 $\varphi = n\pi \pm \frac{\pi}{2}$ 时为一规则椭圆。

10.超声波电动机

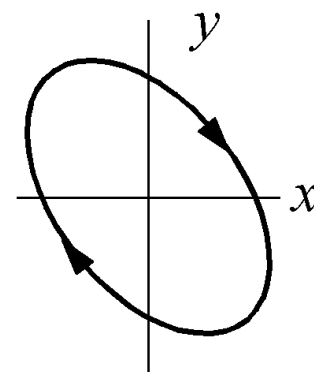
转向是由两个振动的相位关系决定的。



$$0 < \varphi < \frac{\pi}{2}$$

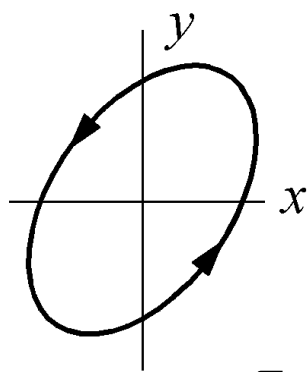


$$\varphi = \frac{\pi}{2}$$

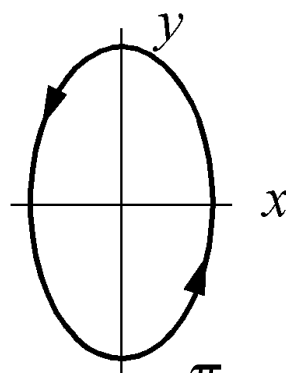


$$\frac{\pi}{2} < \varphi < \pi$$

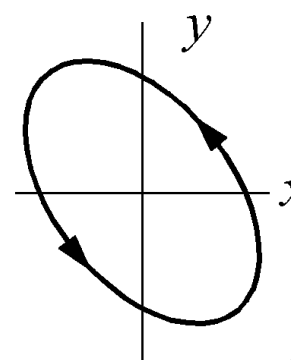
Y轴超前



$$0 > \varphi > -\frac{\pi}{2}$$



$$\varphi = -\frac{\pi}{2}$$



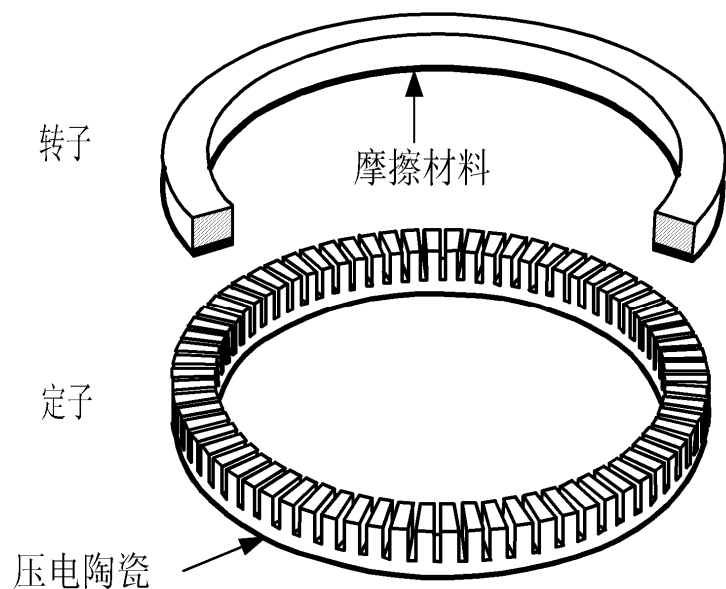
$$-\pi < \varphi < -\frac{\pi}{2}$$

X轴超前

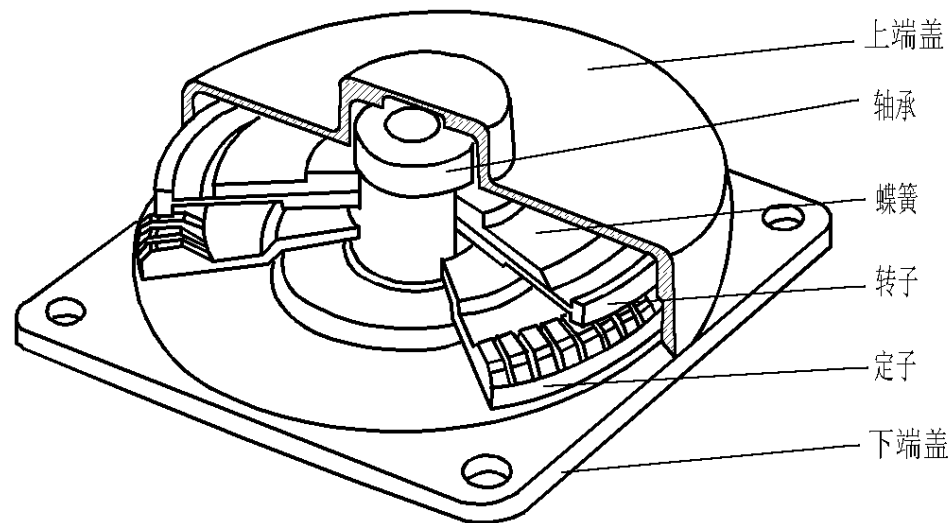
10.超声波电动机

三、环形行波型超声波电机结构与工作原理

1.电机结构



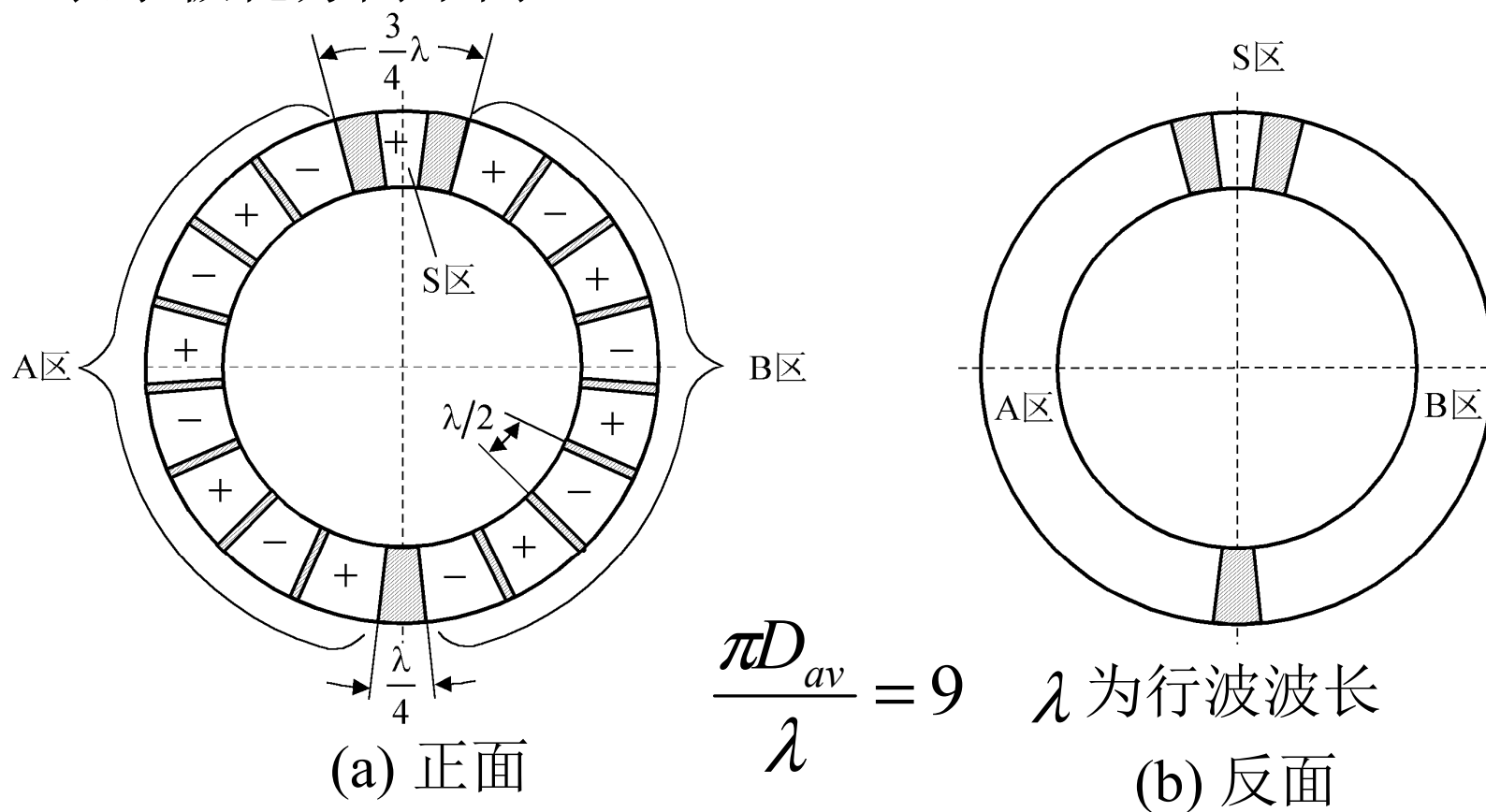
环形行波型USM的定子和转子



环形USM装配图

10. 超声波电动机

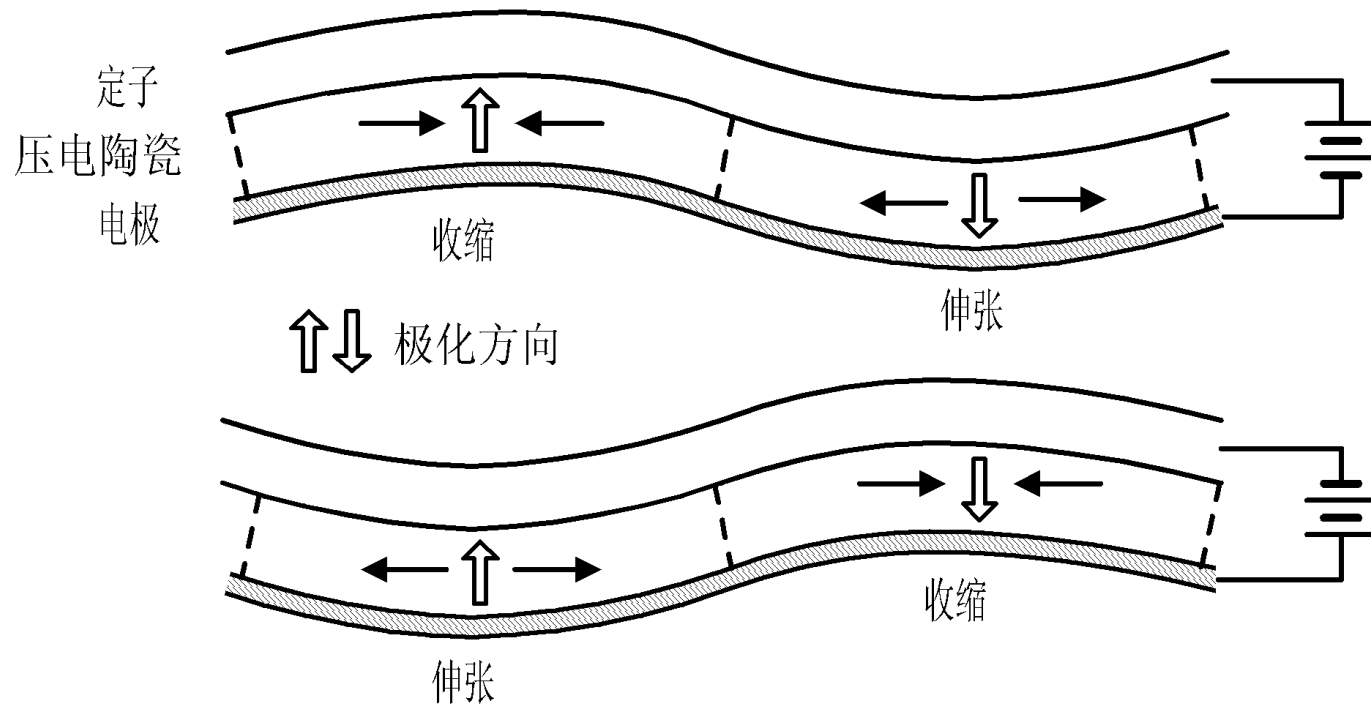
± 表示极化方向不同



压电陶瓷电极布置图

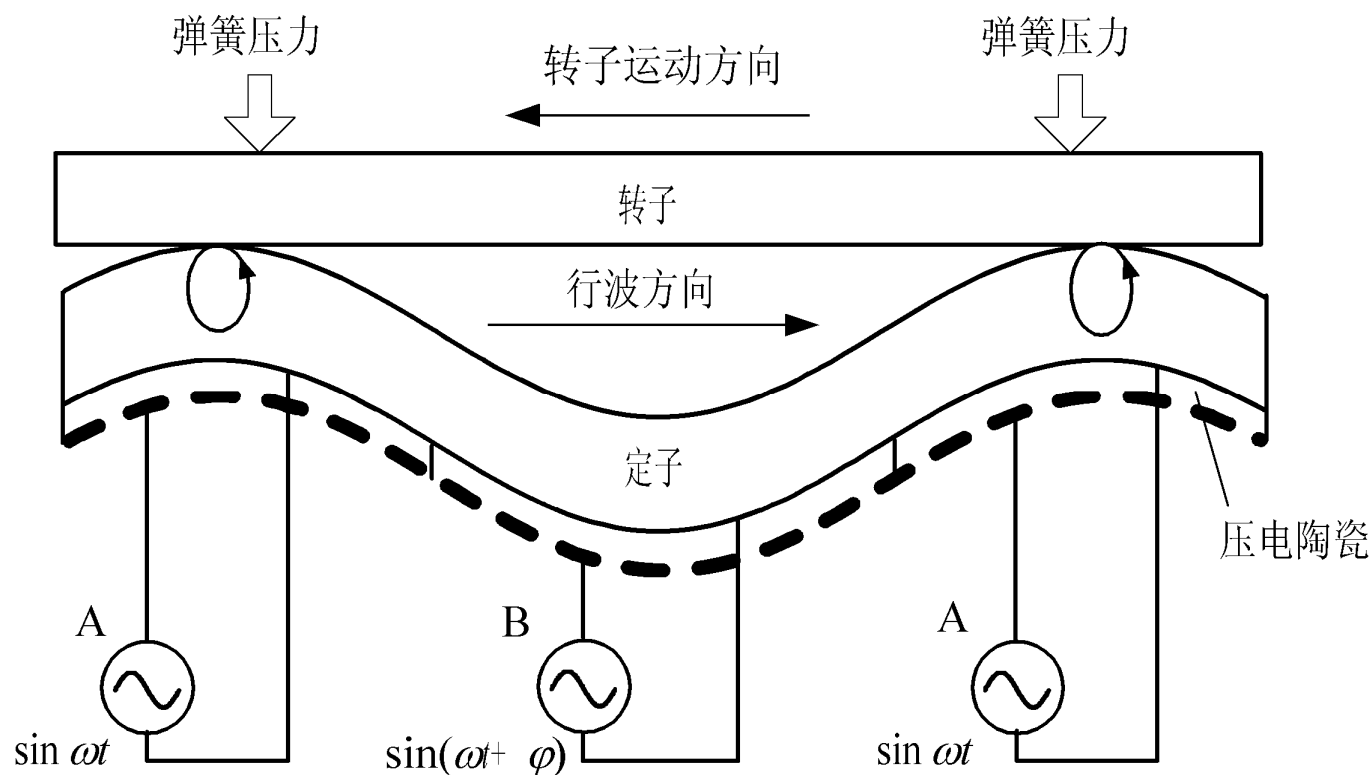
10.超声波电动机

2.运行机理



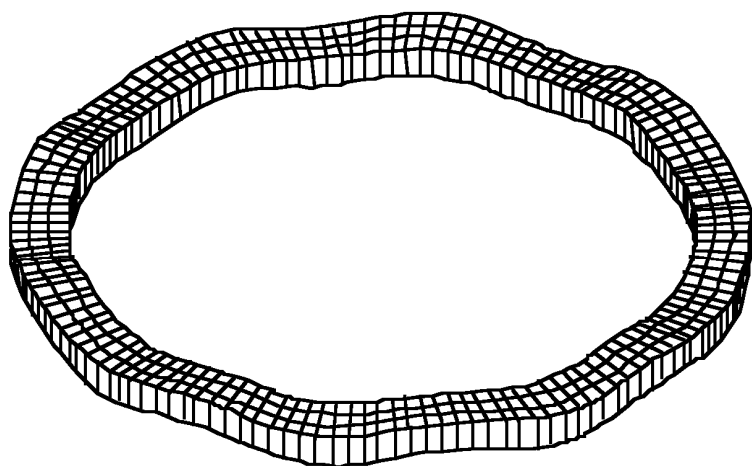
定子弯曲振动产生机理

10. 超声波电动机

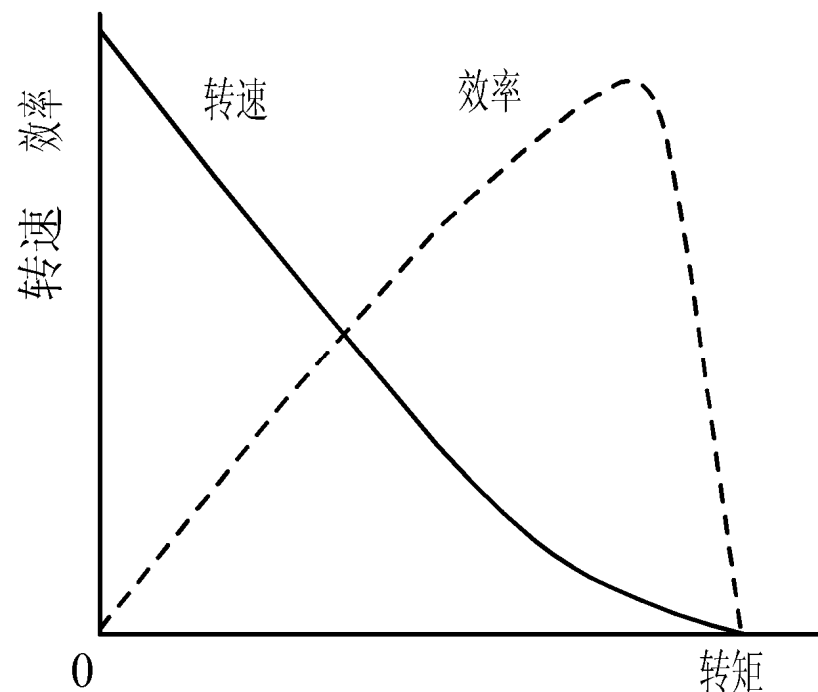


行波型超声波电动机动作原理图

10.超声波电动机



圆环形定子的振动变位



典型工作特性

10.超声波电动机

3.转子运动速度与方向

由两个驻波叠加形成行波，在机理上与电机学中的旋转磁场理论有相似之处。由电机学知道，当在单相绕组中通入单相交流电流时产生的是脉动磁场，如果有两个匝数相同、空间相差 90° 的绕组，当在其中通入大小相等、时间相位互差 90° 的对称交流电流时，所产生的两个脉动磁场相合成就得到一个圆形旋转磁场，旋转磁场的转向取决于电流的相序，将任一相的电流反向，就可改变旋转磁场的转向。这里，单相脉动磁场对应着超声波电机中的驻波，而旋转磁场对应着行波。将电磁式电机中的旋转磁场与超声波电机中的行波联系起来，有助于对行波型超声波电机工作原理的理解。

10.超声波电动机

4.工作特性

与传统**电磁式**电机类似，**超声波**电动机的工作特性主要是指**转速**、**效率**、**输出功率**等与输出转矩之间的关系，这些特性与**电机型式**、**控制方式**等多种参数有关。一般而言，**USM**的**机械特性**与**电磁式直流电动机**类似，电机的转速随着转矩的增大而下降，并且呈明显的非线性；而**USM**的**效率特性**则与电磁式电机不同，**最大效率**出现在**低速、大转矩区域**。因此，**USM**适合**低速运行**。总体而言，**超声波电动机**的效率较低，目前**环形行波型USM**的效率一般不超过**45%**。

10.超声波电动机

四、行波型超声波电机的速度控制

➤ 频率控制

➤ 相位控制

➤ 电压控制

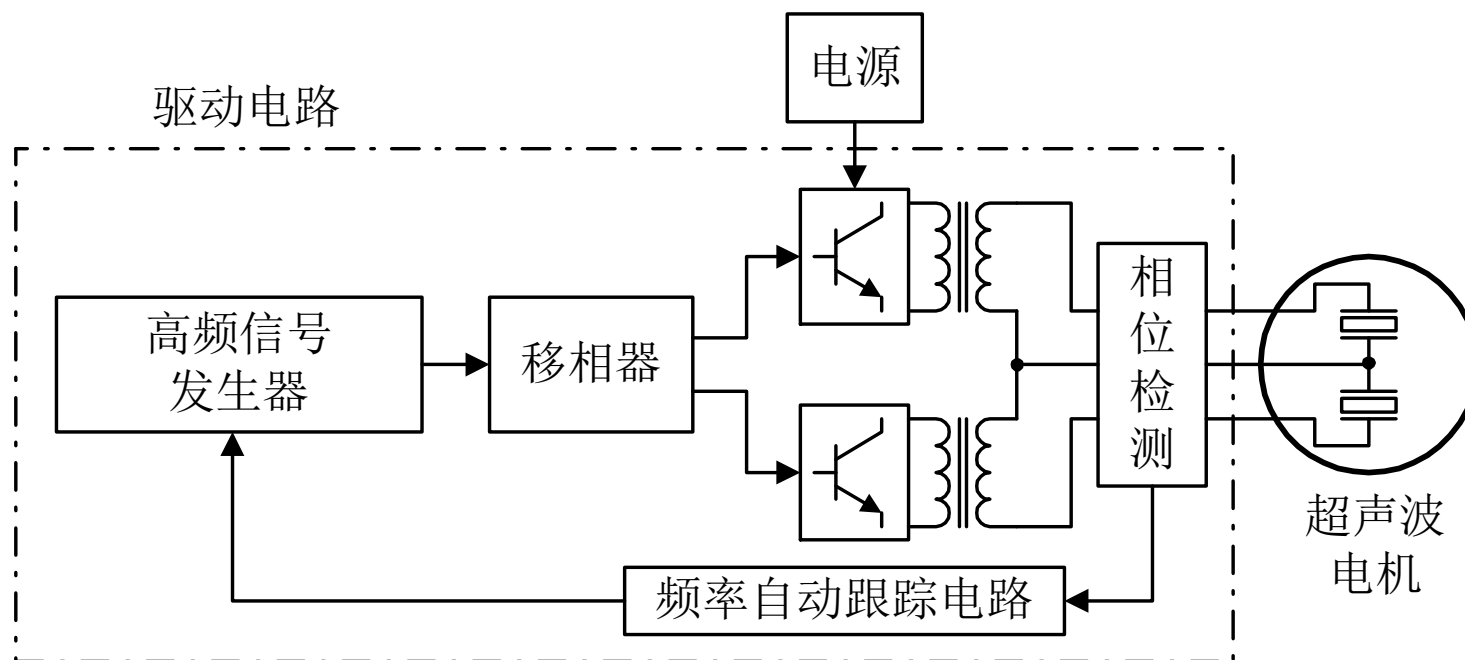
10.超声波电动机

几种控制方法的比较

控制变量		控制方法说明	优点	缺点
频率		通过调节谐振点附近频率控制转矩与转速	响应快，易于实现低速起动，电路简单	非线性
相位差		改变定子表面质点椭圆运动轨迹	可控制电机转向	非线性，不易实现低速起动，有死区，实现电路较复杂
电压幅值	两相电压幅值相等	改变行波振幅	特性线性度好，实现电路较简单	调节范围小，低速时转矩小，有死区

10.超声波电动机

五、行波型超声波电机的驱动电路



驱动电路框图

10.超声波电动机

六、其它类型超声波电机

- 1.驻波型超声波电机
 - 2.直线型超声波电机
 - 3.多自由度球形超声波电机
 - 4.非接触式超声波电机
-

10.超声波电动机

七、超声波电机应用举例

- 1.在照相机自动调焦机构中的应用
- 2.在纸张（带）传送机构中的应用
- 3.在窗帘机中的应用
- 4.在平面绘图仪中的应用

控制电机


第 1 章

伺服电动机

河北工程大学信电学院

第1章 伺服电动机



- 1.1 概述
 - 1.2 直流伺服电动机
 - 1.3 无刷直流电动机
 - 1.4 直流力矩电动机
 - 1.5 两相伺服电动机
 - 1.6 伺服电动机的应用举例
- 



第1章 伺服电动机

本章要求：

- 掌握直流伺服电动机工作原理和结构
- 掌握直流伺服电动机的控制方法
- 掌握直流伺服电动机的特性
- 掌握直流伺服电动机过渡过程中的工作状态
- 了解直流伺服电动机的过渡过程





本章要求:

- 掌握交流伺服电动机的工作原理和结构
- 掌握交流伺服电动机的控制方法
- 掌握圆形磁场下电动机运行的理论分析
- 掌握椭圆磁场下电动机运行的理论分析
- 掌握各种控制方式下电动机的运行性能



1.1 概述



一、伺服电动机的定义

伺服电动机又称执行电动机。其功能是将输入的电压控制信号转换为轴上输出的角位移和角速度，驱动控制对象。

输入的电压信号又称为控制信号或控制电压。改变控制电压可以变更伺服电动机的转速及转向。





二、伺服电动机的分类

伺服电动机可分为两类 （按其使用的电源性质）

直流伺服电动机

输出功率1-600w

交流伺服电动机

笼型转子两相伺服电动机

空心杯转子两相伺服电动机

输出功率0.1-100w，常用的
是在30w以下。



- 近年来，伺服电机的发展情况：

随着系统对电机快速响应的要求越来越高，出现了各种低惯量的伺服电动机，如：盘形电枢直流电动机、空心杯电枢直流电动机和电枢组直接绕在铁心上的无槽电枢直流电动机。

随着电子技术的发展，出现了采用电子器件换向的无刷直流伺服电动机，它取消了电刷和换向器。



三、伺服电动机的特点

- 1、**宽广的调速范围**（随着控制电压的改变能在宽广的范围内连续调节）
- 2、**机械特性和调节特性均为线性**（有利于提高自动控制系统的动态精度）
- 3、**无“自转”现象**
- 4、**快速响应**（较大的堵转转矩和较小的转动惯量）

伺服电动机可控性好，反应迅速。是自动控制系统和计算机外围设备中常用的执行元件。



1.2 直流伺服电动机

一、结构和分类

传统型

永磁式直流伺服电动机（定子由永久磁钢做成的磁极）
 和普通直流电动机基本相同，定子由硅钢片冲制叠压而成。）

电磁式直流伺服电动机（定子由硅钢片冲制叠压）

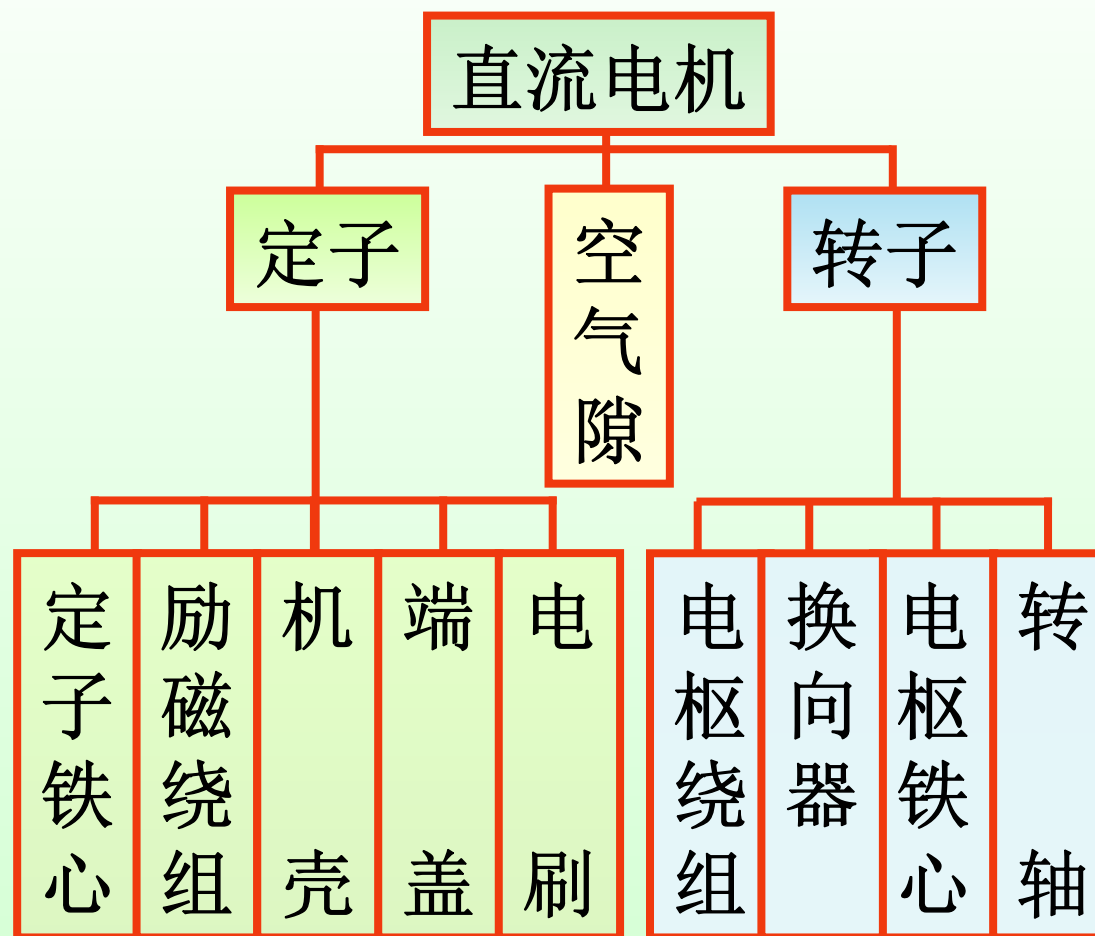
低惯量型

盘型电枢直流伺服电动机

空心杯电枢永磁式直流伺服电动机

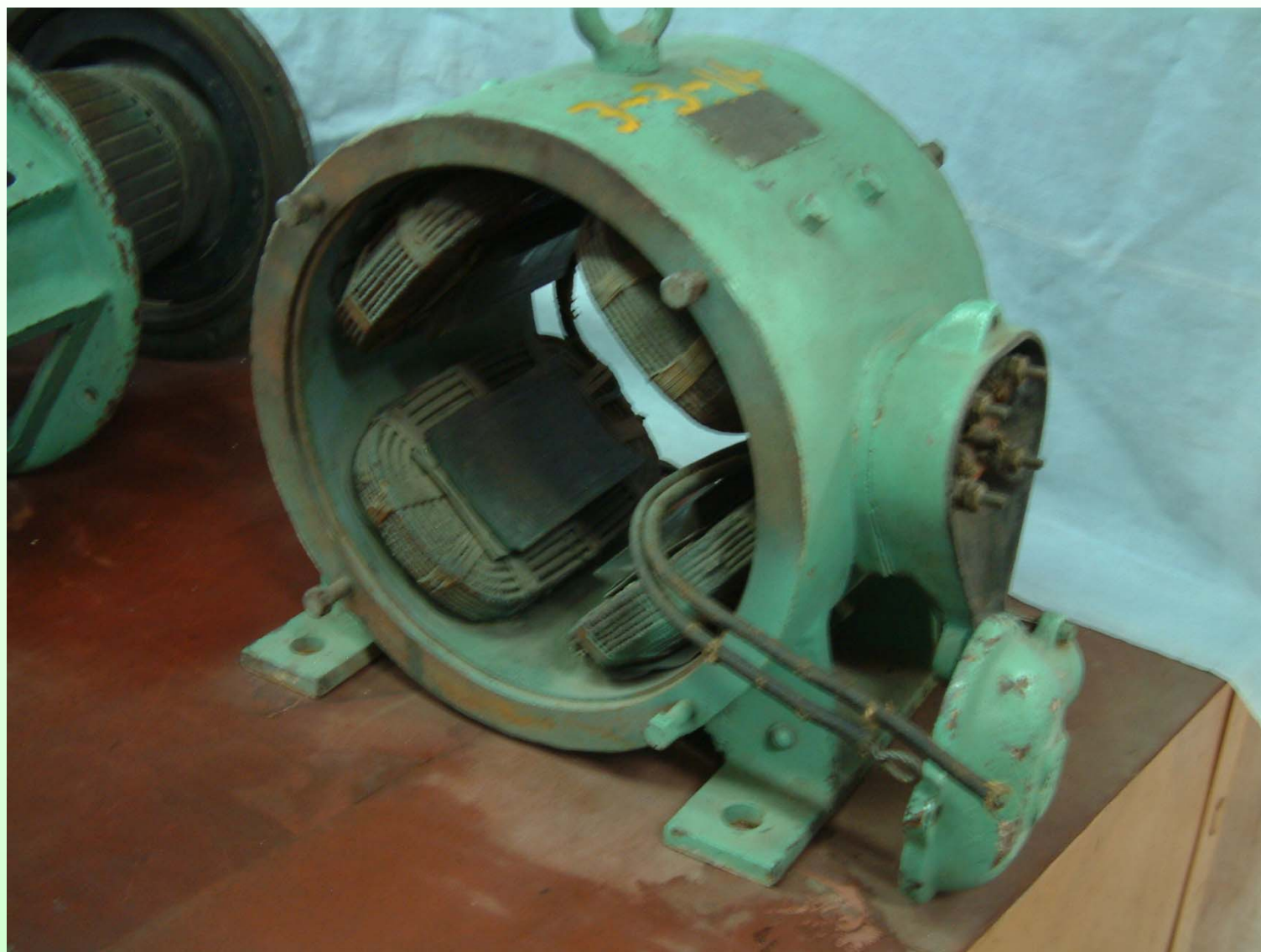
无槽电枢直流伺服电动机

转页





直流电机定子结构

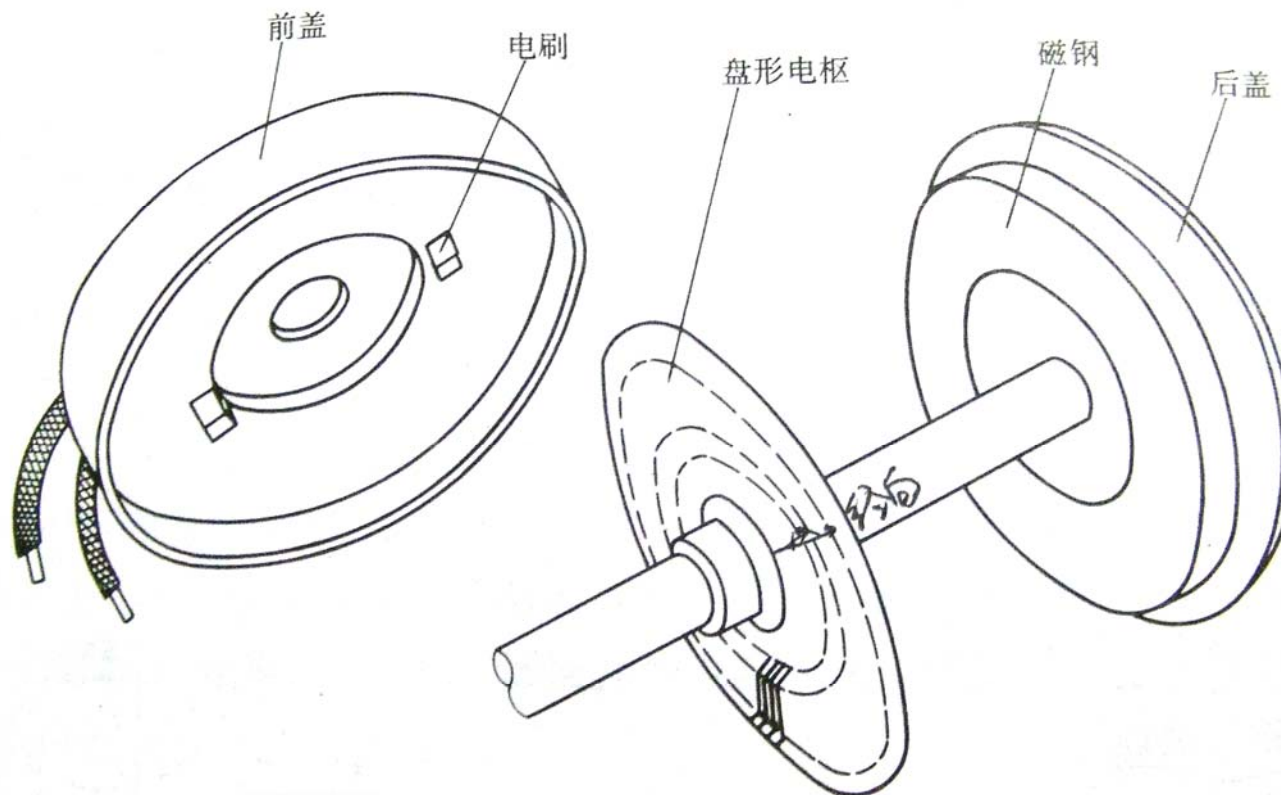




直流电机转子结构

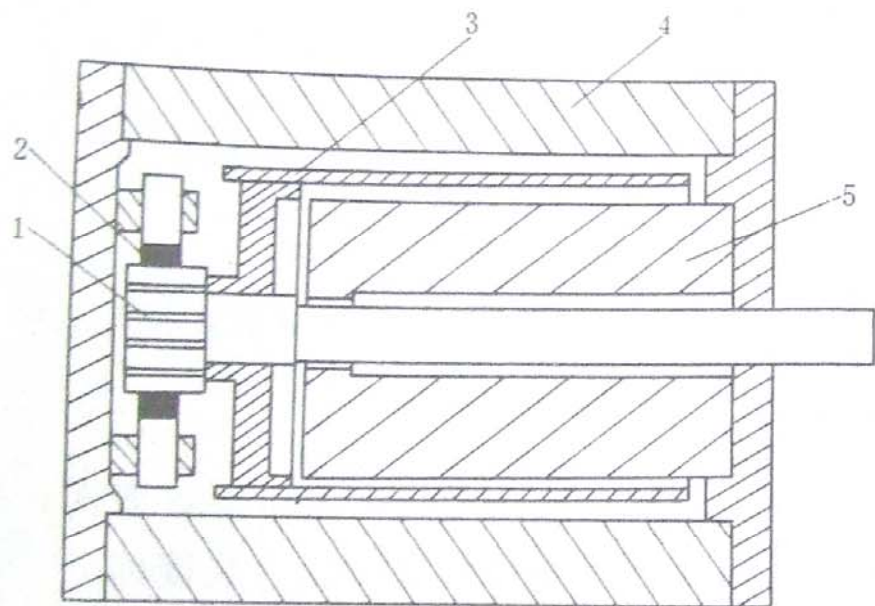


[返回](#)



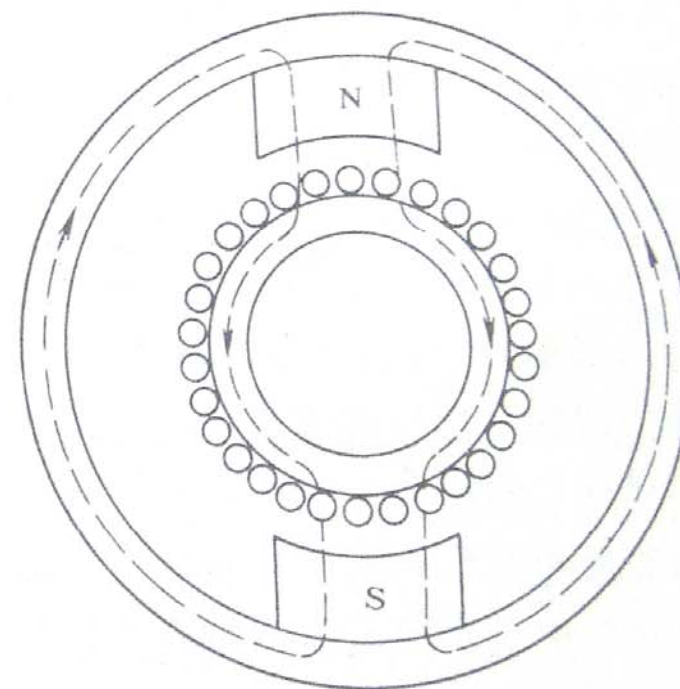
盘形电枢直流伺服电动机结构示意图

电枢绕组:印制绕组或绕线式绕组



空心杯电枢永磁式直流伺服电动机结构简图

1—换向器 2—电刷 3—空心杯电枢
4—外定子 5—内定子



无槽电枢直流伺服电动机结构简图

外定子：两个半圆形的永久磁钢组成。

内定子：圆柱形的软磁材料，仅作为磁路的一部分，减少磁路磁阻。（内外定子材料可互换）

转子：印制绕组或绕线式绕组。

定子：永久磁钢或电磁式结构。

转子：绕组直接排列在铁心表面，浇注。



SZ 系列 直流 伺服 电动机



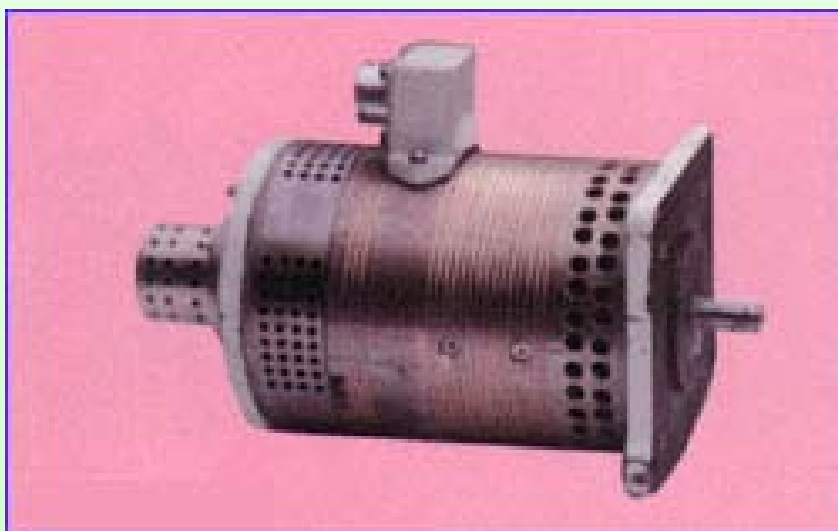
GZ系列直流伺服电动机



小惯量直流伺服电动机



**GZY系列永
磁直流伺服
电动机之一**



**GZY系列永
磁直流伺服
电动机之二**



二、直流伺服电动机的控制方法

(一) 基础知识复习

1 直流电动机的启动

电动机从静止状态过渡到稳速的过程叫**启动过程**。电机的启动性能有以下几点要求：

- 1) 启动时电磁转矩要大，以利于克服启动时的阻转矩。
- 2) 启动时电枢电流要尽可能的小。
- 3) 电动机有较小的转动惯量和在加速过程中保持足够大的电磁转矩，以利于缩短启动时间。





2 直流电动机的调速

由 电磁转矩

$$T = C_m \Phi I_a$$

感应电动势

$$E_a = C_e \Phi n$$

电枢电路电动势平衡方程式

$$U = E_a + I_a R$$

电动机的转速特性

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



得 机械特性方程式：

$$n = \frac{U_a}{C_e \phi} - \frac{T_{em} R_a}{C_e C_m \phi^2}$$



由
$$n = \frac{U_a}{C_e \phi} - \frac{T_{em} R_a}{C_e C_m \phi^2}$$

可知直流电动机调速可以有：

- (1) 改变电枢电源电压；
- (2) 在电枢回路中串调节电阻；
- (3) 改变磁通，即改变励磁回路的调节电阻 R_f 以改变励磁电流。





3 改变直流电动机转向的方法

改变电动机的转向，就必须改变电磁转矩的方向。根据左手定则可知，改变电磁转矩的方向有两种方法：

- 1) 改变磁通的方向
- 2) 改变电流的方向

注意:磁通和电流的方向只能改变其中的一个。





（二）直流伺服电动机的控制方法

直流伺服电动机实际为一台他励式直流电动机，其励磁绕组由外施恒压的直流电源励磁或为永磁磁极。

对直流伺服电动机的控制主要是指对电动机转速大小、方向的控制，即对电动机工作状态的控制；通常将电枢电压作为控制信号，实现对电动机转速和方向的控制。





直流伺服电动机稳定运行时的转速为：

$$n = \frac{U_a}{C_e \phi} - \frac{T_{em} R_a}{C_e C_m \phi^2}$$

稳态时， $T_{em} = T_l$ ，当负载转矩 T_l 和磁通 ϕ 一定的情况下，调节电枢两端所加电压 U_a ，电动机的转速发生变化，从而改变电动机的工作状态。





- 因此，把**电枢电压**作为**控制信号**就可以实现对电动机的转速控制。这种控制方式称为**电枢控制**。电枢绕组称为**控制绕组**。

三、运行特性

(一) 直流伺服电动机的机械特性

反映转速和负载阻转矩（或电磁转矩）之间的变化规律。表征这个规律的曲线称为电动机的机械特性。





机械特性:

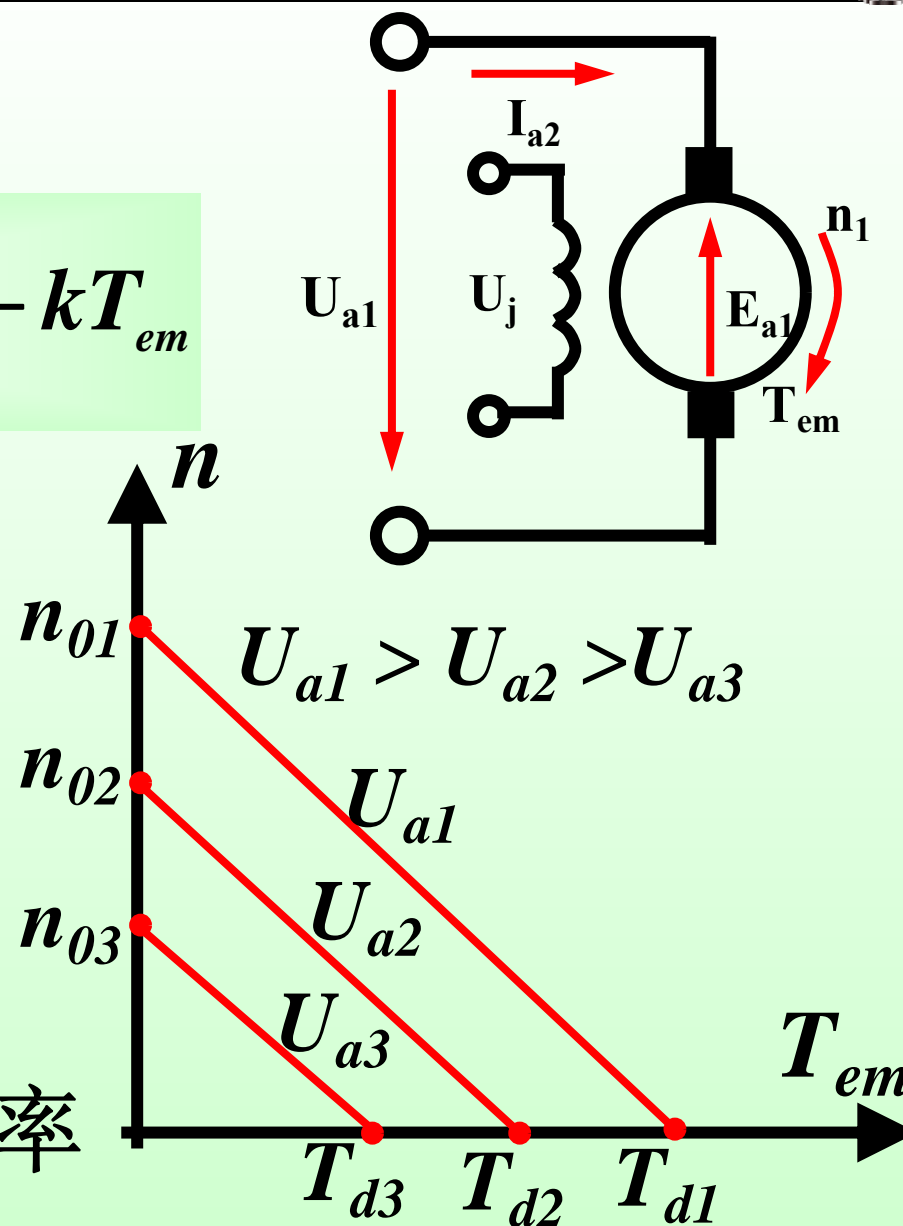
$$n = \frac{U_a}{C_e \phi} - \frac{T_{em} R_a}{C_e C_m \phi^2} = n_0 - k T_{em}$$

其中 $n_0 = \frac{U_a}{C_e \phi}$

n_0 为理想空载转速

$$k = \frac{R_a}{C_e C_m \phi^2}$$

K 为机械特性直线的斜率





令 $n = 0$ ，得：

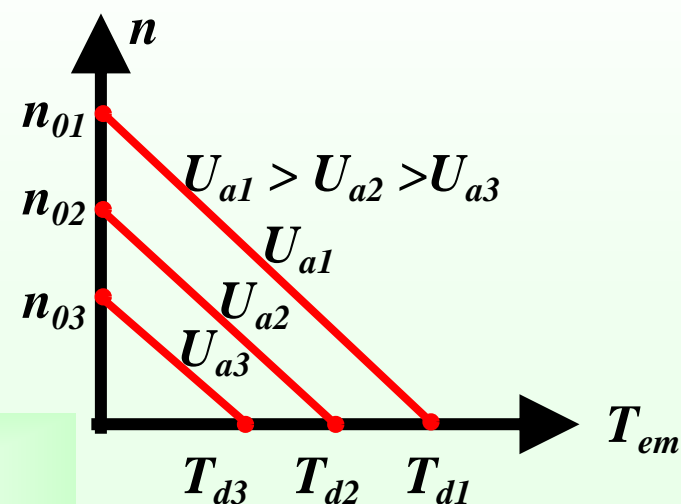
$$T_d = \frac{U_a}{R_a} C_m \phi$$

T_d 为特性的横轴截距（堵转转矩）

$$n_0 = \frac{U_a}{C_e \phi}$$

$$T_d = \frac{U_a}{R_a} C_m \phi$$

$$k = \frac{R_a}{C_e C_m \phi^2}$$



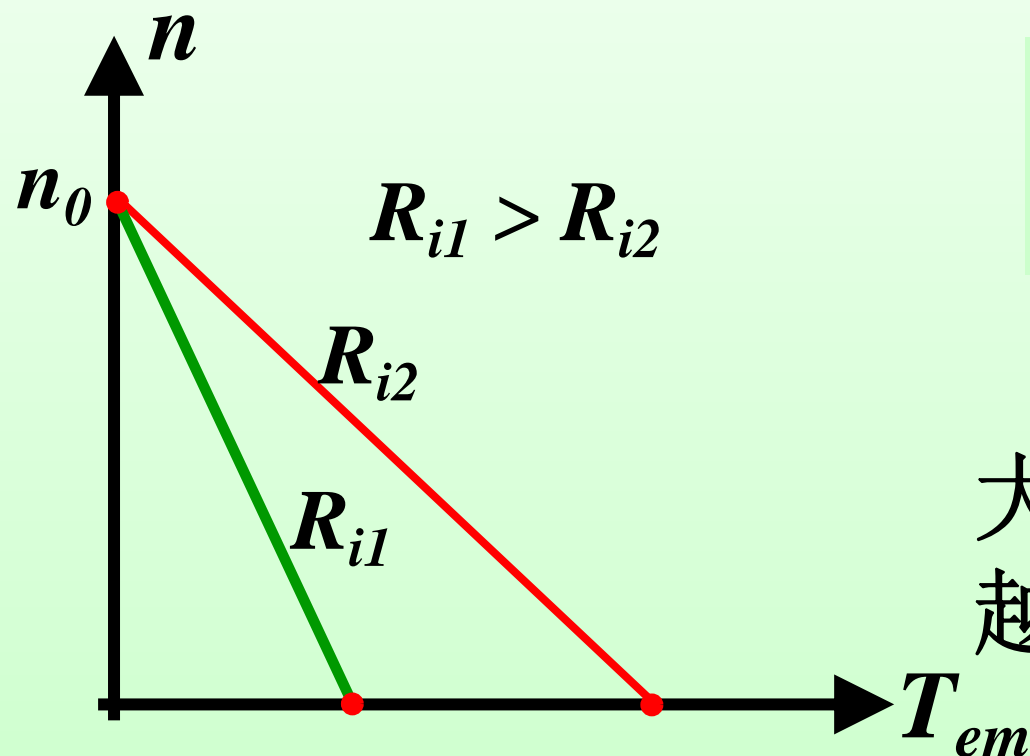
从 n_0 和 T_d 的表达式可以看出， n_0 和 T_d 都和电枢电压 U_a 成正比。而斜率 k 和电枢电压 U_a 无关。所以对应不同的电枢电压 U_a 可以得到一组相互平行的机械特性，电枢电压 U_a 越大，曲线的位置越高。





放大器对电动机机械特性的影响

直流伺服电动机的电枢电压是由系统的放大器供给的，放大器是有内阻的，它使得电动机机械特性变软。



$$n = \frac{U_a}{C_e \phi} - \frac{R_a + R_i}{C_e C_m \phi^2} T_{em}$$

放大器的内阻越大，机械特性的斜率越大，特性越软。





(二) 直流伺服电动机的调节特性

1 电动机在一定的负载下，电磁转矩恒定时，稳定转速随控制电压的变化关系称为电动机的调节特性。

2 负载为常数时的调节特性

$$n = \frac{U_a}{C_e \phi} - \frac{T_{em} R_a}{C_e C_m \phi^2} = k U_a - \frac{T_{em} R_a}{C_e C_m \phi^2}$$

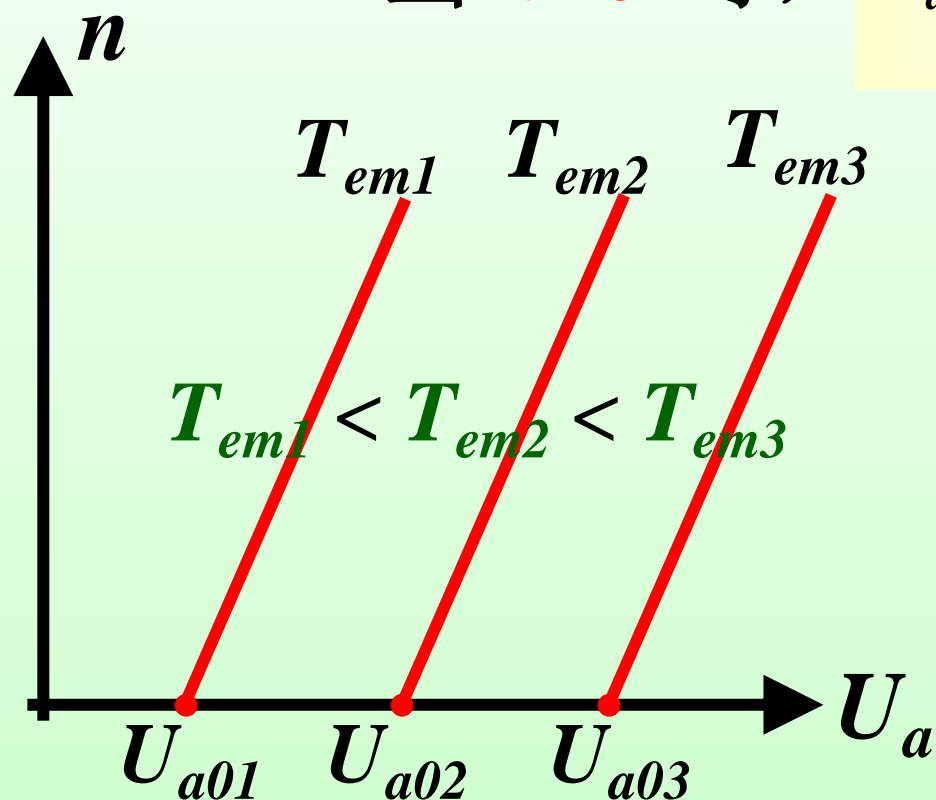
T_{em} 、 Φ 一定时， $n = f(U_a)$ 是一条直线。





$$n = \frac{U_a}{C_e \phi} - \frac{T_{em} R_a}{C_e C_m \phi^2} = k U_a - \frac{T_{em} R_a}{C_e C_m \phi^2} \quad (T_{em} = T_l + T_0)$$

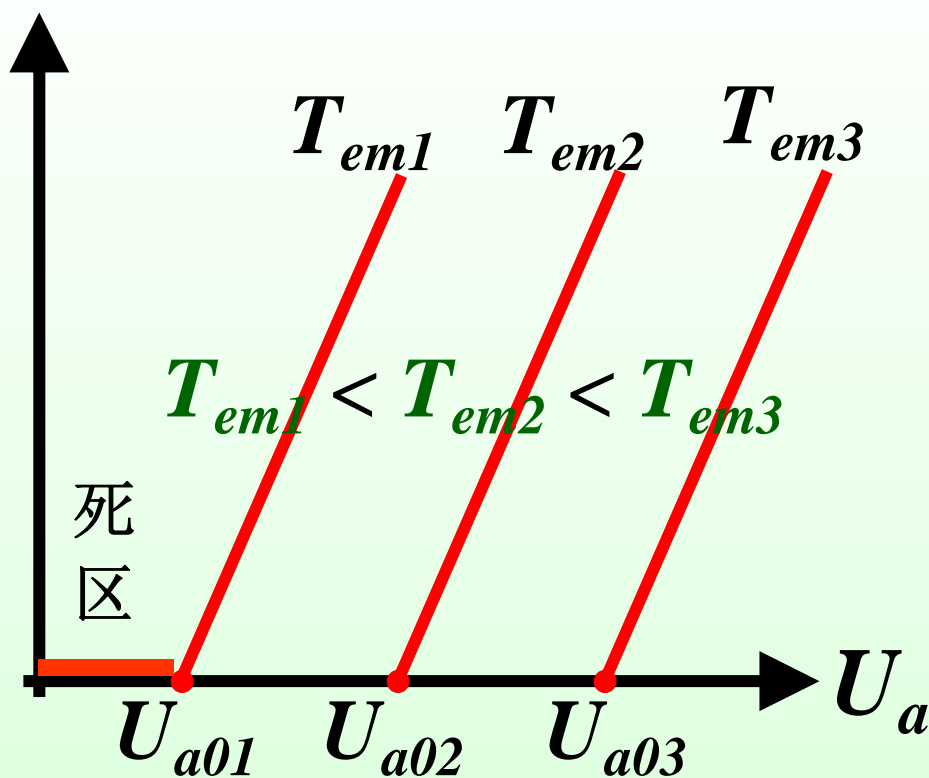
当 $n=0$ 时, $U_a = U_{a0} = \frac{T_{em} R_a}{C_m \phi}$ (始动电压)



当 $U_a < U_{a0}$ 时,
 n 始终为零。

T_{em} 不同, U_{a0}
不同, 但直线斜率
不变。



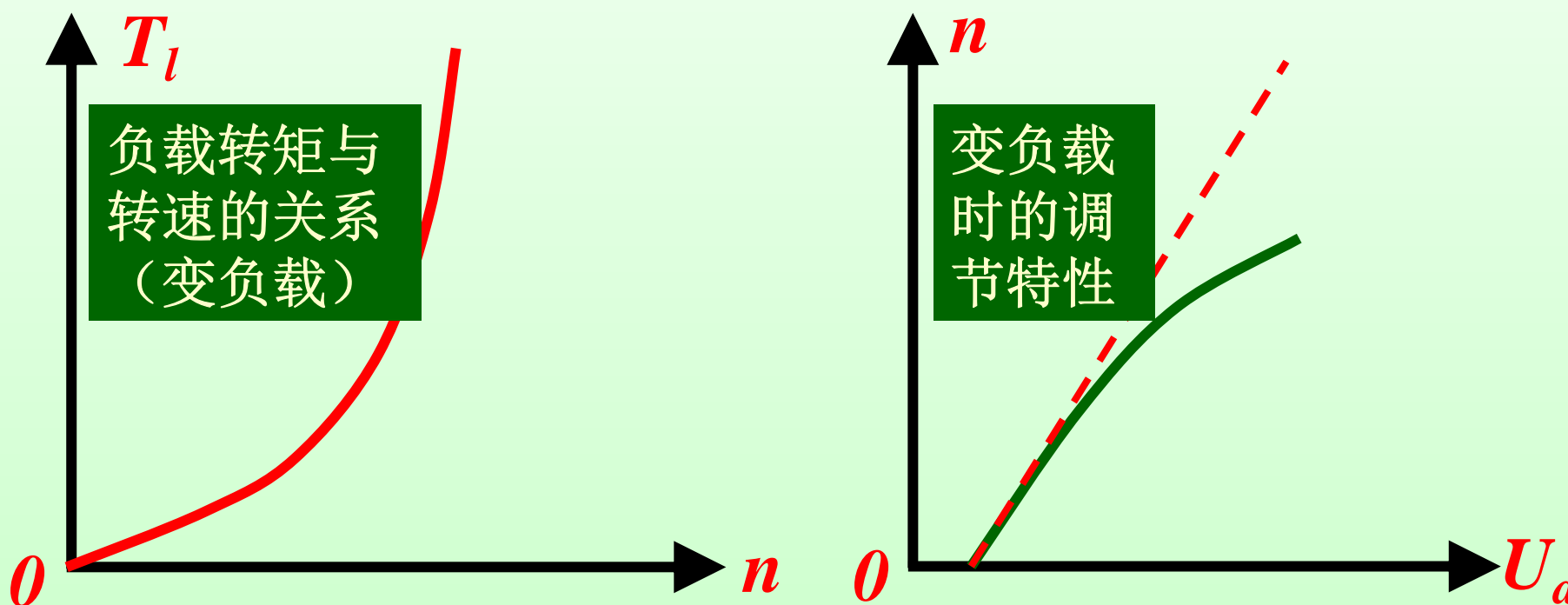


在调节特性曲线上从原点到始动电压点的这一段横坐标所示的范围，称为在某一电磁转矩值时伺服电动机的**失灵区**。失灵区的大小与电磁转矩的大小成正比。



变负载时的调节特性

在变负载的情况下,调节特性不再是一条直线了。因为不同转速时,负载转矩不同,相应的电枢电流也不同。



四、直流伺服电动机的工作状态

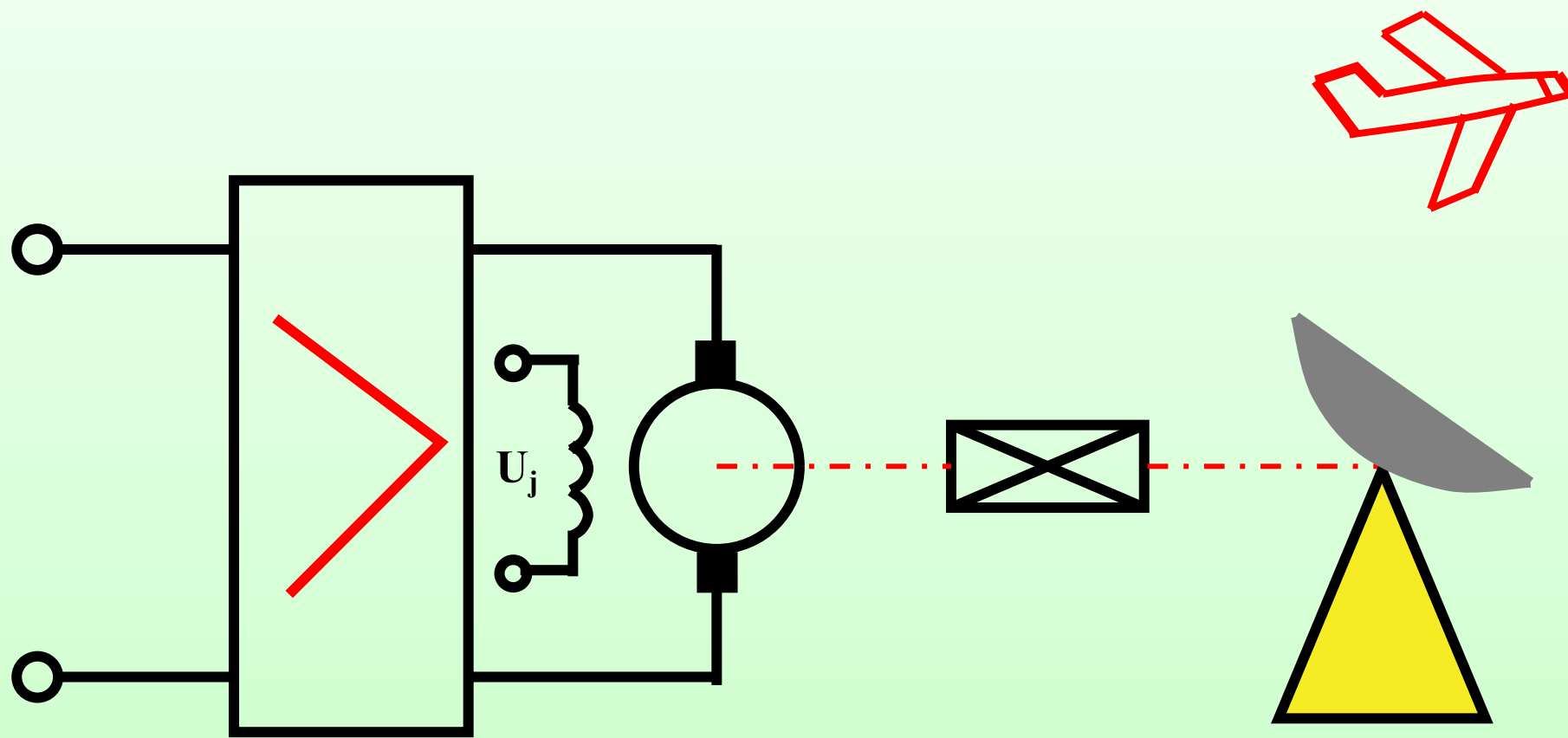
在一般情况下，系统中的直流伺服电动机大部分时间是处于电动机工作状态。但是当控制信号或负载发生变化时，电动机则从一个稳定状态过渡到另一个稳定状态。在这过渡过程中，电动机的工作状态就可能发生变化。

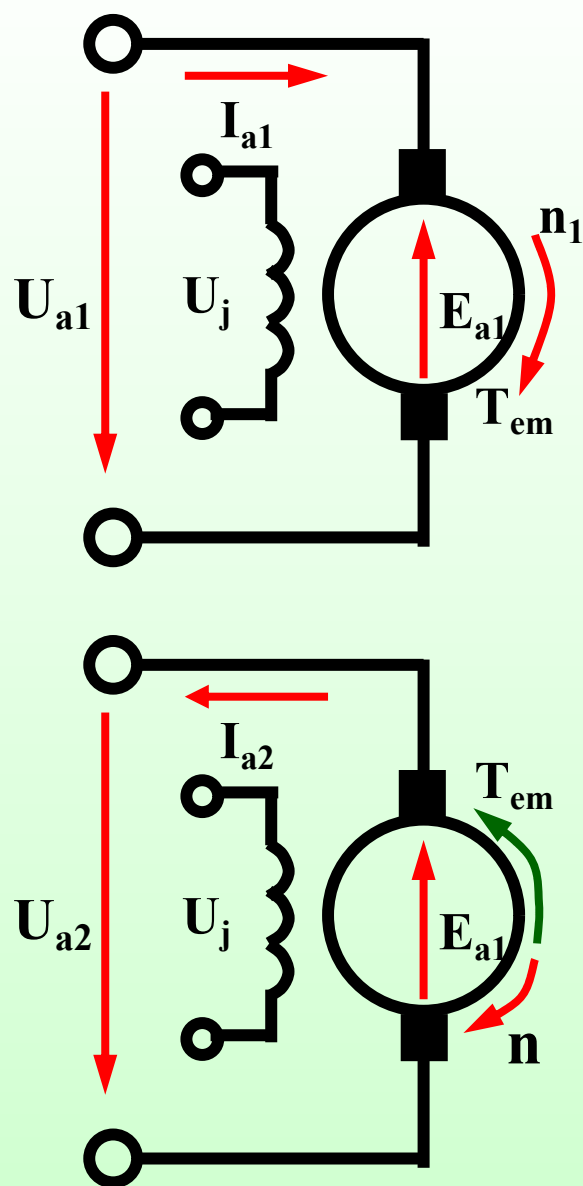
下面以天线控制系统为例，说明直流伺服电动机在过渡过程中的几种工作状态。





电动机以转速 n_1 驱动天线跟踪飞机，此时电机的电枢电压为 U_{a1} ，反电势为 E_{a1} ，电枢电流为 I_{a1} ，转速为 n_1 。

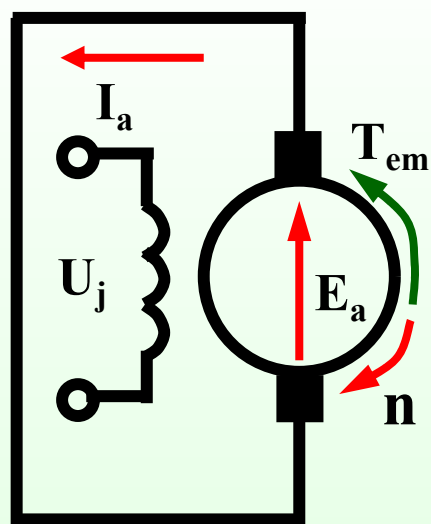




电动机运行时，各物理量的正方向规定如图所示。

如果飞机的飞行速度突然下降，为了使天线继续跟踪飞机，就要求驱动天线的电动机的转速迅速下降到 n_2 ，因而控制系统加到电动机电枢两端的电压需立即降为 U_{a2} ，电动机从电动状态变成了发电制动状态，直到电动机达到新的稳定状态。





如果上述的天线控制系统，在完成战斗任务之后，需要停转时，控制系统将加在电枢两端的电压降为零，并将电枢两端短路，此时电机工作在发电机短路状态，电磁转矩为制动转矩，电机转速将下降。因为 $U_{a2}=0$ ，故电机稳定转速为0。

这种运行方式是利用电动机原来积蓄的动能来发电，以产生电磁转矩进行制动的，所以叫动能制动。



五、直流伺服电动机的过渡过程（动态特性）

电枢控制时直流伺服电动机的动态特性，是指电动机的电枢上外加阶跃电压后，电机转速从零开始的增长过程，即

$$n = f(t) \quad \text{或} \quad \Omega = f(t)$$





机电过渡过程：(1)电气过渡 (2) 机械过渡

产生过渡过程的原因，主要是电机中存在两种惯性：**电磁惯性和机械惯性。**

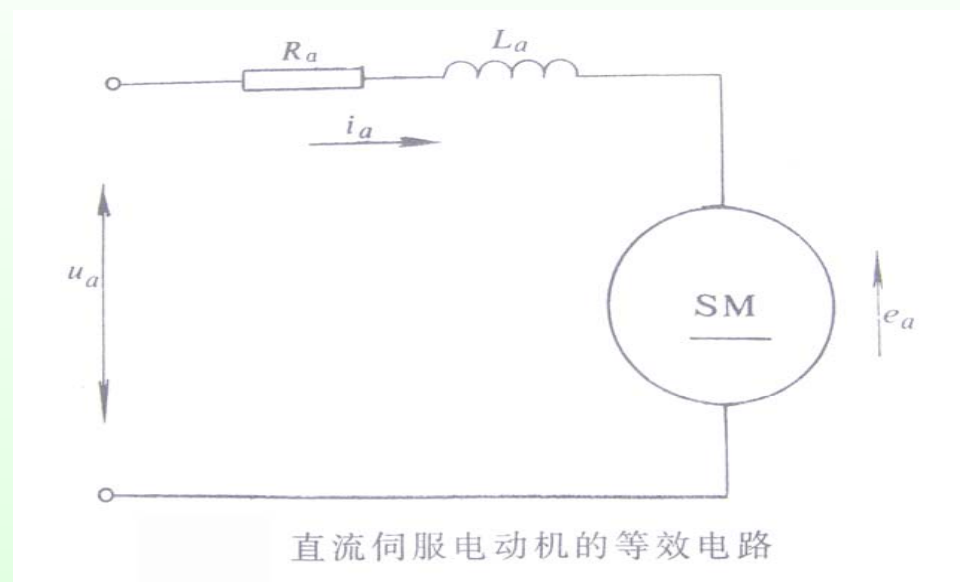
1. 由于电枢绕组有电感，电枢电流不能突然增长
2. 由于电枢有一定的转动惯量

研究过渡过程的方法：将过渡过程中的物理规律用微分方程表示出来，然后根据初始条件求解方程，找出各物理量与时间的函数关系。



(一) 直流伺服电动机的传递函数

- 直流伺服电动机电枢回路的等效电路如图。若电枢绕组的电感为 L_a ，在过渡过程中，对应于电枢回路的电压平衡方程式为



$$U_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a$$



$$U_a = R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + e_a$$

- 对上述公式进行拉普拉斯变换，将时间函数变换成相应的象函数，并将零初始条件时输出象函数与输入象函数之比称之为传递函数。再将传递函数进行反变换，就可以得到输出量与输入量之间随时间变化的函数关系。



直流伺服电动机的传递函数为：

$$F(s) = \frac{1}{K_e'} \frac{1}{(\tau_m s + 1)(\tau_e s + 1)} \quad K_e' = \frac{60}{2\pi} K_e \quad (C_e \Phi = K_e)$$

$$\tau_m = \frac{R_a J}{K_t K_e'}$$

-----电动机的机械时间常数

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a}$$

-----电动机的电气时间常数



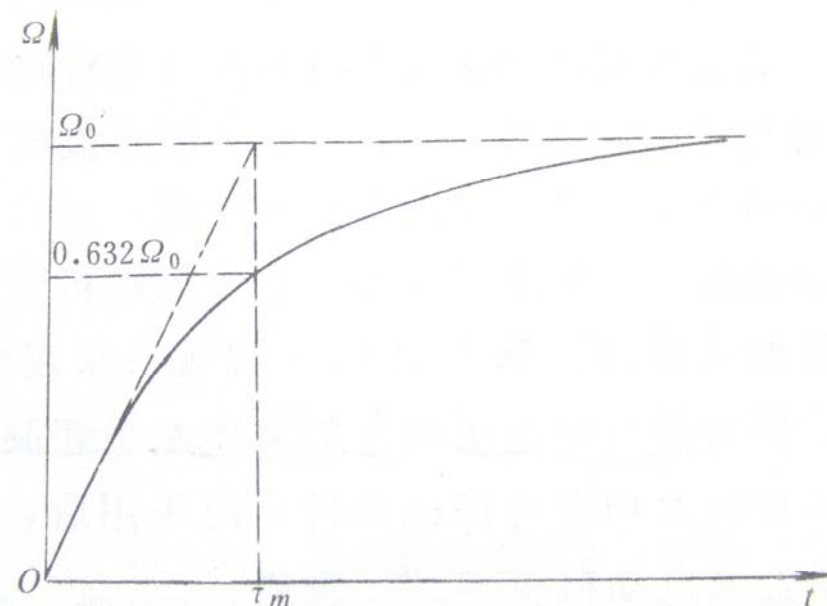
- 通常，电枢绕组的电感甚小，以致电气时间常数很小；又电动机转子有一定的转动惯量，机械时间常数就比电气时间常数大得多，因此往往可略去电机的电气过渡过程，即令 $\tau_e = 0$ 。这样电动机的传递函数便可写为

$$F(s) = \frac{\frac{1}{K'_e}}{(\tau_m s + 1)(\tau_e s + 1)} \longrightarrow F(s) = \frac{\frac{1}{K'_e}}{(\tau_m s + 1)}$$



(二) 直流伺服电动机的时间常数

电动机的机械时间常数可定义为：**当电动机空载时电枢外施阶跃电压，其角速度（或转速）从零升到稳定角速度（或转速）的63.2%时所需要的时间。**它反映了电动机过度过程的长短，即电动机转速跟随控制电压变化的快慢。它是伺服电动机的一项重要性能指标。



直流伺服电动机角速度的变化曲线



机械时间常数可以用如下公式进行计算：

$$\tau_m = \frac{R_a J}{K_t K_e'} = J \frac{2\pi U_a}{U_a K_t} = \frac{J \Omega_0}{T_k} \quad K_e' = \frac{60}{2\pi} K_e \quad (C_e \Phi = K_e)$$

$$T_k = \frac{U_a K_t}{R_a} \quad n_0 = \frac{U_a}{C_e \phi}$$

$$\Omega_0 = \frac{2\pi n_0}{60} \quad \tau_m = 0.1047 \frac{J n_0}{T_k}$$

在伺服电动机中，常将比值 T_k/J 称为**理论加速度**。通过上面两个公式可看出，机械时间常数 τ_m 的大小将与理论加速度的大小成反比。**理论加速度越大的伺服电动机其机械时间常数将越小，电机的快速响应性能也就越好。**



$$\tau_m = \frac{R_a J}{K_t K_e'} = \frac{2\pi R_a J}{60 K_t K_e} = \frac{2\pi R_a J}{60 C_e C_t \Phi^2}$$

•由该公式可知，影响机械时间常数大小的因素是：

- (1) 与电机电枢的转动惯量J的大小成正比。为了减小电机的机械时间常数，宜采用细长形的电枢或采用空心杯电枢、盘形电枢，已获得尽量小的J值。
- (2) 与电机的每极气隙磁通的平方成反比。应增加每极气隙磁通
- (3) 与电枢电阻的大小成正比。应尽可能减小电枢电阻



小结:

- 电动机的过渡过程是电气和机械的过渡过程交叠在一起的复杂过程。因此电动机空载时外施阶跃电压，转速从零升至稳定转速的63.2%所需的时间实际上并不等于机械时间常数 τ_m ，而是略大于 τ_m ，应有电机的电气时间常数 τ_e 和机械时间常数 τ_m 两者所决定，并称之为**机电时间常数**，并用 τ_{me} 表示。但是， τ_e 要比 τ_m 小得多，因此 τ_{me} 和 τ_m 就很接近，可用 τ_m 来代替。



- 我国目前目前生产的SZ系列直流伺服电动机其机电时间常数不超过30ms。在快速低惯量直流伺服电动机中，机电时间常数通常在10ms以下。其中空心杯电枢永磁式直流伺服电动机的时间常数为2-3ms。

1.4 直流力矩电动机

一、概述

在某些自动控制系统中，被控对象的运动速度相对来说是比较低的。例如某一种防空雷达天线的最高旋转速度为 $90^\circ/\text{s}$ ，这相当于转速 15 r/min 。一般直流伺服电动机的额定转速为 1500 r/min 或 3000 r/min ，甚至 6000 r/min ，这时就需要用齿轮减速后再去拖动天线旋转。

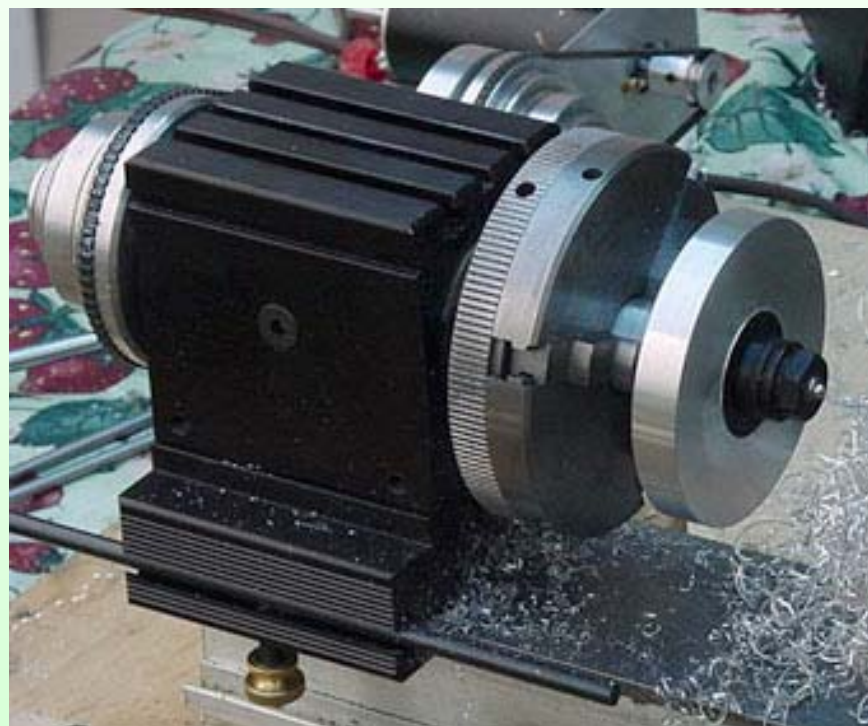
齿轮之间的间隙对提高自动控制系统的性能指标很有害，它会引起系统在小范围内的振荡和降低系统的刚度。

希望有一种低转速、大转矩的电动机来直接带动被控对象。





- 直流力矩电动机就是为满足类似上述这种低转速、大转矩负载的需要而设计制造的电动机。它能够在长期堵转或低速运行时产生足够大的转矩，而且**不需经过齿轮减速**而直接带动负载。
- 优点：提高了控制精度、反应速度快、转矩和转速波动小、能在很低转速下稳定运行、机械特性和调节特性线性度好等。**
- 适用场合：特别适用于位置伺服系统和低速伺服系统中作执行元件，也适用于需要转矩调节、转矩反馈和一定张力的场合(例如在纸带的传动中)。**





二、结构和性能

1. 直流力矩电动机是一种永磁式低速直流伺服电动机。
2. 为了能在相同的体积和电枢电压下产生比较大的转矩和低的转速，一般做成圆盘状，电枢长度和直径之比一般为 **0.2** 左右；
3. 为了减少转矩和转速的波动，选取较多的槽数、换向片数和串联导体数。



- 总体结构型式有**分装式**和**内装式**两种，分装式结构包括**定子、转子和刷架**三大部件，机壳和转轴由用户根据安装方式自行选配；内装式则与一般电机相同，机壳和轴已由制造厂装配好。



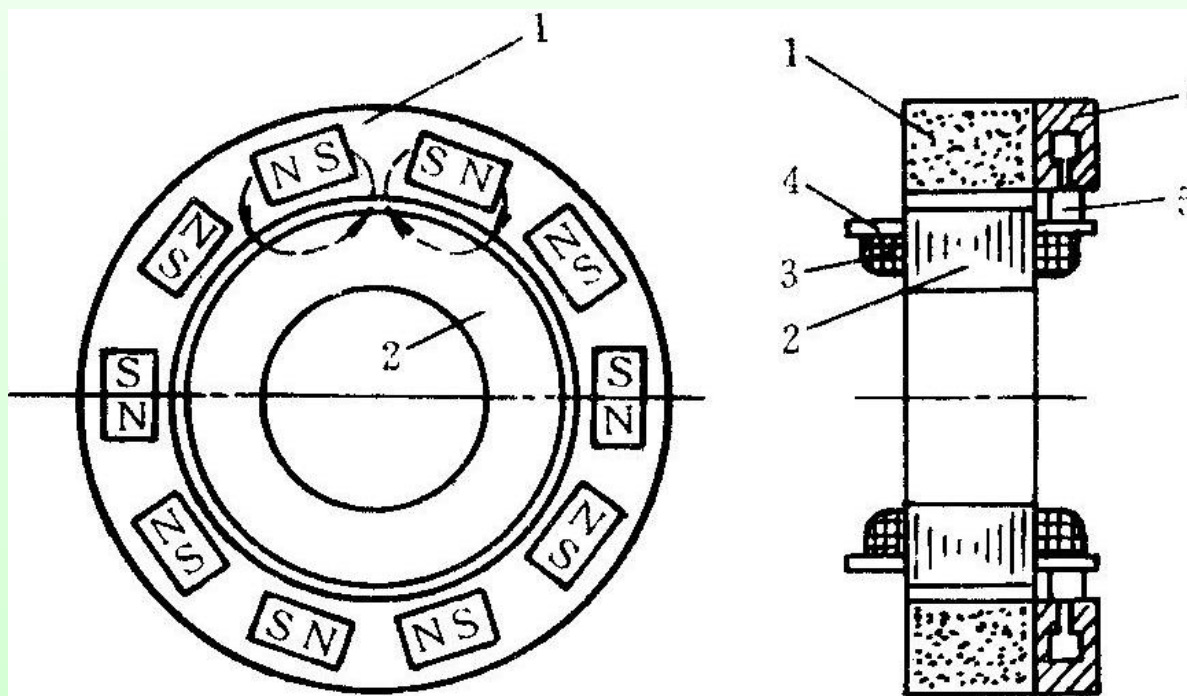
内装式



分装式



•下图为是直流力矩电动机的结构示意图。图中定子1是一个用软磁材料做成的带槽的环，在槽中镶入永久磁钢作为主磁场源，这样在气隙中形成了分布较好的磁场。转子铁心2由导磁冲片叠压而成，槽中放有电枢绕组3；槽楔4由铜板做成，并兼作换向片，槽楔两端伸出槽外，一端作为电枢绕组接线用，另一端作为换向片，并将转子上的所有部件用高温环氧树脂灌封成整体；电刷5装在电刷架6上。



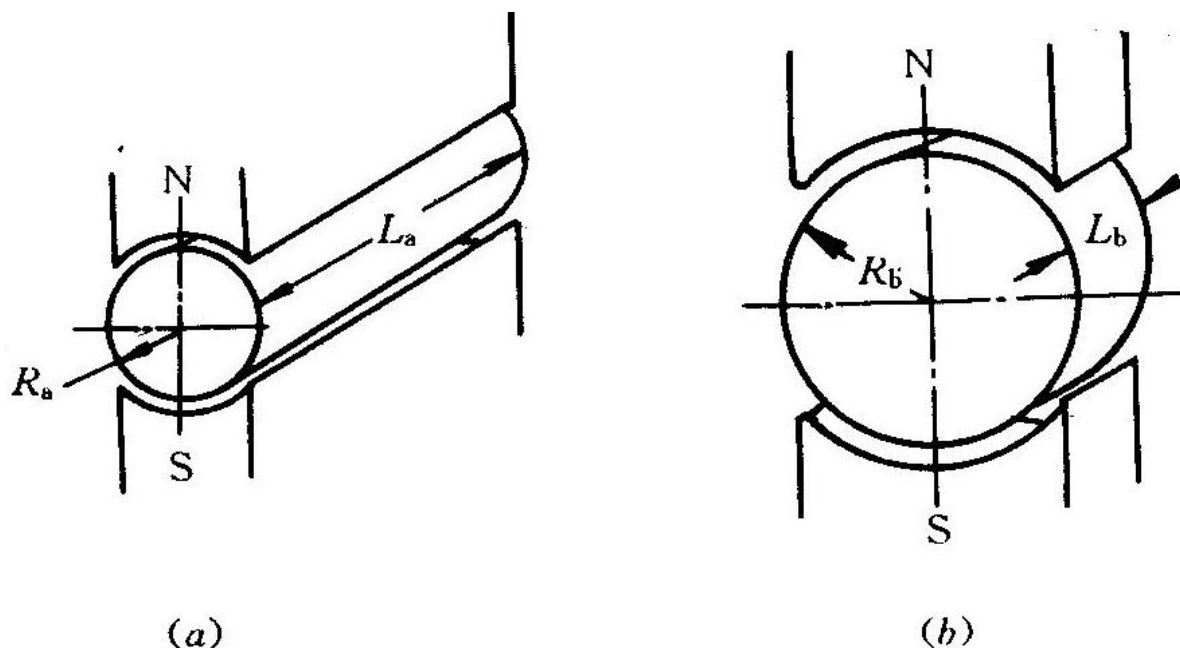
直流力矩电动机的结构示意图



• 为什么直流力矩电动机转矩大、转速低

力矩电动机做成圆盘状的目的：为了能在相同的体积和控制电压下产生较大的转矩和较低的转速。

以图所示的简单模型，说明外形尺寸变化对转矩和转速的影响。



电枢体积不变的条件下，不同直径时的电枢形状图



• 1. 电枢形状对转矩的影响

由电磁转矩公式，得到图 (a) 时的电磁转矩为

$$T_a = N_a B_{av} l_a i_a \frac{D_a}{2}$$

式中：

N_a 为图 (a) 中电枢绕组的总导体数；

B_{av} 为一个磁极下气隙磁通密度的平均值；

l_a 为图 (a) 中导体在磁场中的长度，即电枢铁心轴向长度；

i_a 为电枢导体中的电流；

D_a 为图 (a) 中电枢的直径。



- 如果把图中电枢的直径增大 1 倍，而保持体积不变，此时电动机的形状则如图(b)所示，即该图中电枢直径 $D_b=2D_a$ ，电枢长度 $l_b=l_a/4$ 。假定两种情况下电枢导体的电流一样，那么两种情况下导体的直径也一样，但图(b)中电枢铁心截面积增大到图(a)的 4 倍，所以槽面积及电枢总导体数 N_b 也近似增加到图(a)的 4 倍，即 $N_b=4N_a$ 。
- 乘积 $N_b l_b=4N_a \cdot l_a/4=N_a l_a$ 。即在电枢铁心体积相同，导体直径不变的条件下，即使改变其铁心直径，导体数 N 和导体有效长度 l 的乘积仍不变。得到图 (b)时的电磁转矩为

$$T_b = B_{av} i_a (N_b l_b) \frac{D_b}{2} = B_{av} i_a N_a l_a \cdot 2 \frac{D_a}{2} = 2T_a$$



2.电枢形状对空载转速的影响

$$n_0 = \frac{120}{\pi} \frac{U_a}{B_{av} l N} \frac{1}{D}$$

已知当电枢体积和导体直径不变的条件下， NI 的乘积近似不变。所以，当电枢电压和气隙平均磁通密度相同时，理想空载转速 n_0 和电枢铁心直径近似成反比。即电枢直径越大，电动机理想空载转速就越低。



- 从以上分析可知，在其他条件相同时，如增大电动机直径，**减少其轴向长度，就有利于增加电动机的转矩和降低空载转速。**这就是力矩电动机做成圆盘状的原因。



直流力矩电动机性能特点

1. 力矩波动小，低速下能稳定运行

- 力矩电动机重要性能指标之一是力矩波动，这是因为它通常运行在低速状态或长期堵转，力矩波动将导致运行不平稳或不稳定。
- **力矩波动的主要原因**是由于绕组元件数、换向器片数有限使反电势产生波动，电枢铁心存在齿槽引起磁场脉动，以及换向器表面不平使电刷与换向器之间的滑动摩擦力矩有所变化等。
- **抵制力矩波动的措施**：结构上采用扁平式电枢，可增多电枢槽数、元件数和换向器片数；适当加大电机的气隙，采用磁性槽楔、斜槽等措施，都可使力矩波动减小。



2. 机械特性和调节特性的线性度

上节所述的直流电动机机械特性和调节特性是在励磁磁通不变的条件得出的。事实上，与直流发电机一样，电动机中同样也存在着电枢反应的去磁作用，而且它的去磁程度与电枢电流或负载转矩有关，它导致机械特性和调节特性的非线性。为了提高特性的线性度，在设计直流力矩电动机时，把磁路设计成高度饱和，并采取增大空气隙等方法，使电枢反应的影响显著减小。



3. 响应迅速，动态特性好

- 直流力矩电动机电枢直径大，转动惯量大，但由于它的堵转力矩很大，空载转速很低，力矩电动机的机电时间常数 $\tau_{me} = J\Omega/T_d$ 比较小的。

4. 连续堵转转矩和峰值堵转转矩

- 在长期堵转下，稳定温升不超过允许值时所能输出的最大堵转转矩，称为**连续堵转转矩**，相应的电枢电流称为**连续堵转电流**。
- 因为电枢磁场对主磁场的去磁作用随电枢电流的增加而增加，故而峰值堵转电流是受磁钢去磁限制的最大电枢电流。与其相对应的堵转转矩称为**峰值堵转转矩**，它是力矩电机最大的堵转转矩。



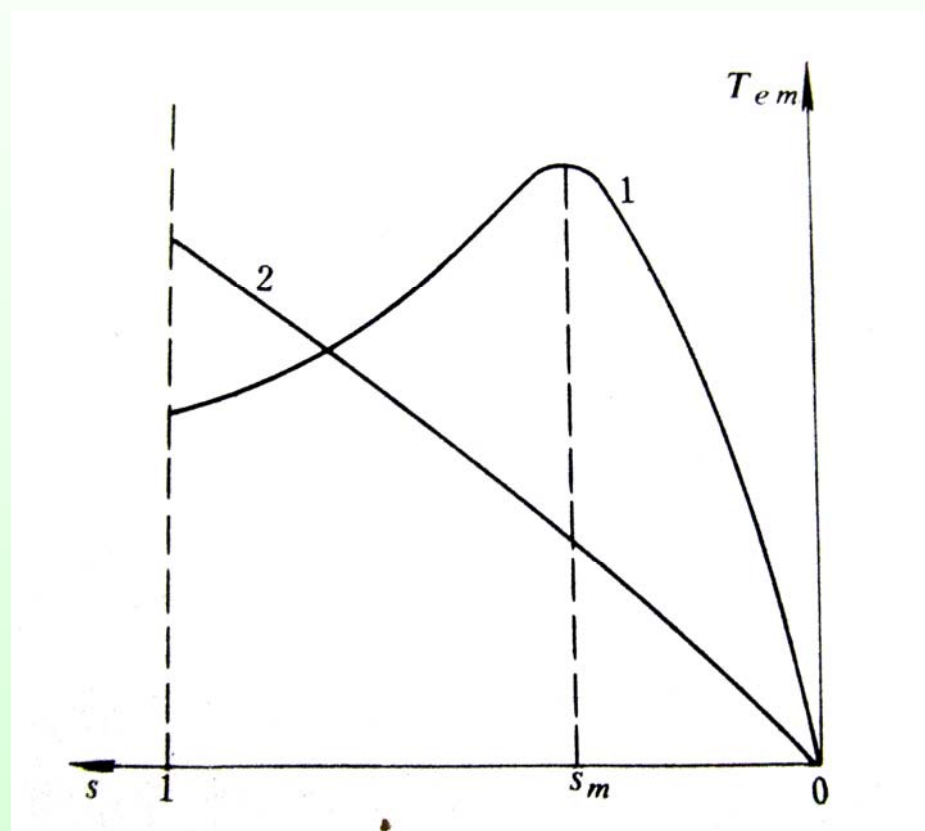
1.5 两相伺服电动机

一、概述

功率从几瓦到几十瓦的交流伺服电动机在小功率随动系统中得到非常广泛的应用。与直流伺服电动机一样，交流伺服电动机在自动控制系统中也常被用来作为执行元件。

自动控制系统对交流伺服电动机的要求主要有以下几点：

- 1、转速和转向应方便地受控制信号的控制，调速范围要大；
- 2、整个运行范围内的特性应接近线性关系，保证运行的稳定性；



感应电动机的机械特性图

- 从图1可看出 $S_m=0.1-0.2$ ，所以电动机的转速可调范围甚小。

- 增大转子电阻，使其最大转矩时的转差率 $S_m \geq 1$ ，相应电动机从零至同步转速的整个范围内均能稳定运转。



3、当控制信号消除时，伺服电动机应立即停转，即电动机无“自转”现象；

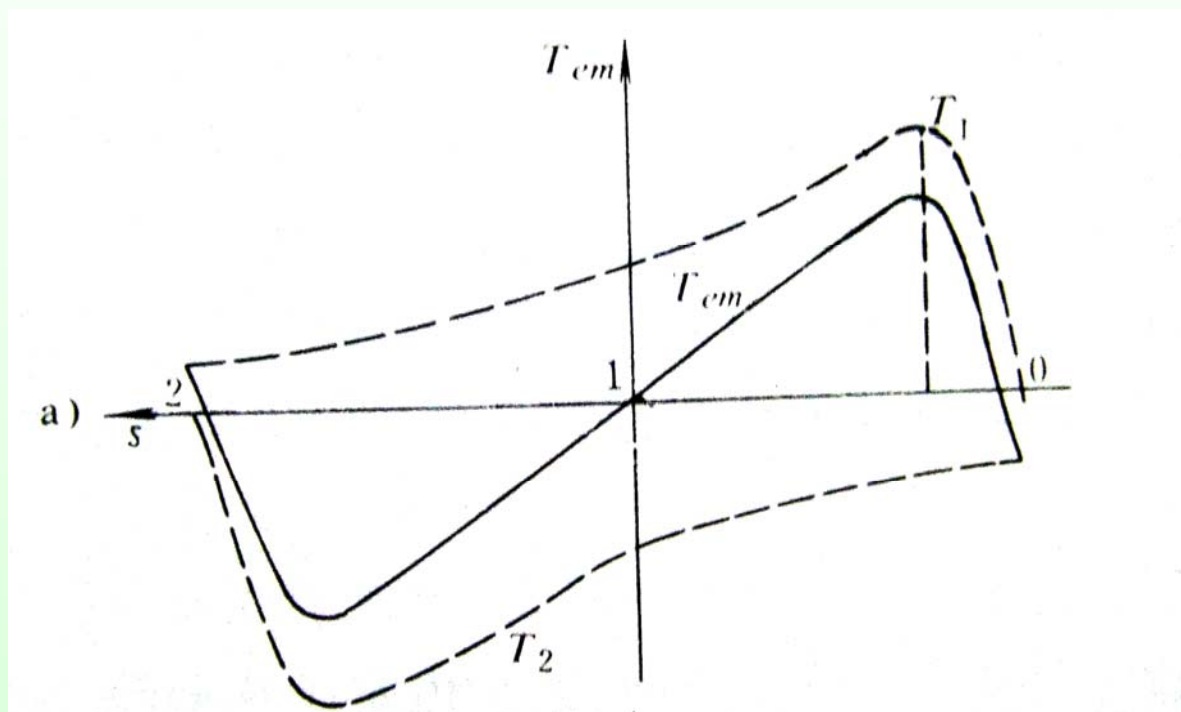


图 转子电阻对单相电机机械特性的影响

- 两相伺服电动机，取消控制电压后，即 $U_c=0$ ，便成为单相感应电动机。

- 由单相电动机理论可知，单相绕组产生的脉振磁场可以分为正序和负序两个旋转磁场。正序磁场对电机转子起电动机作用，产生正转矩，负序磁场对转子起制动作用，产生负转矩。

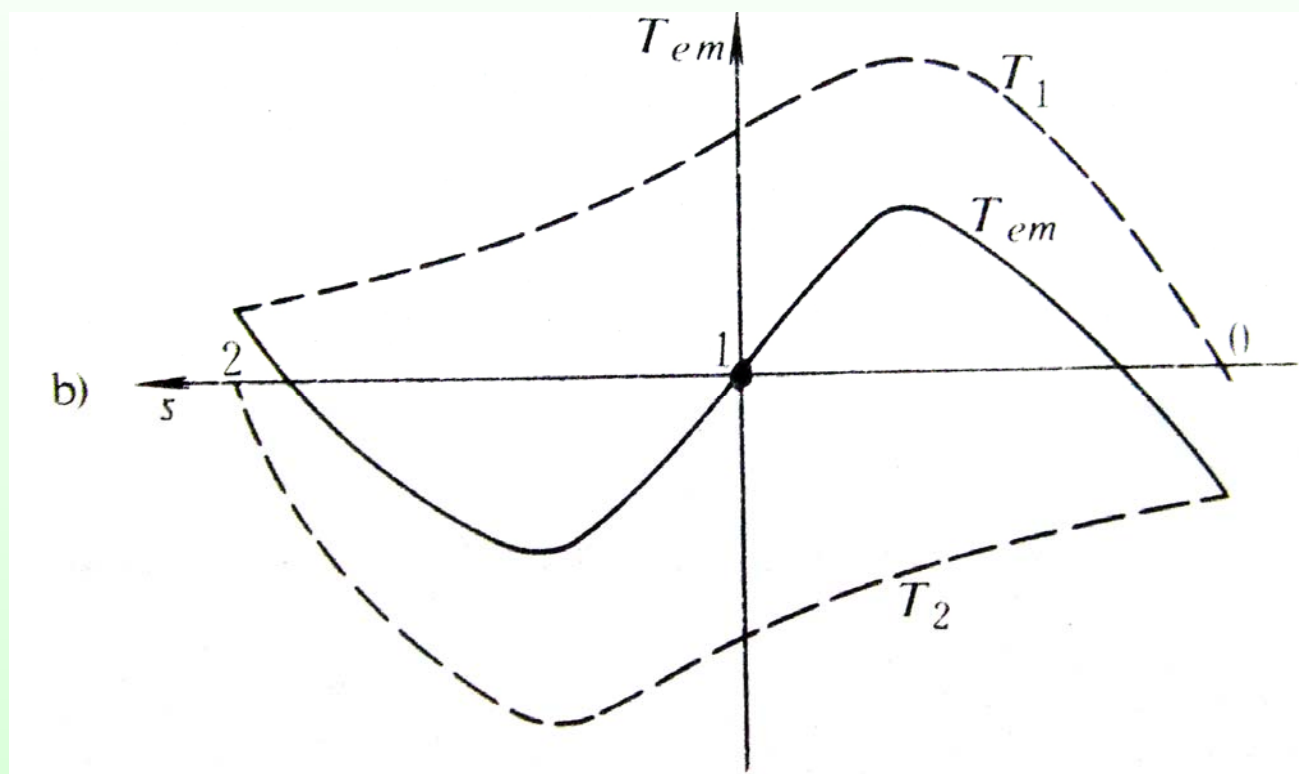


图 转子电阻对单相电机机械特性的影响

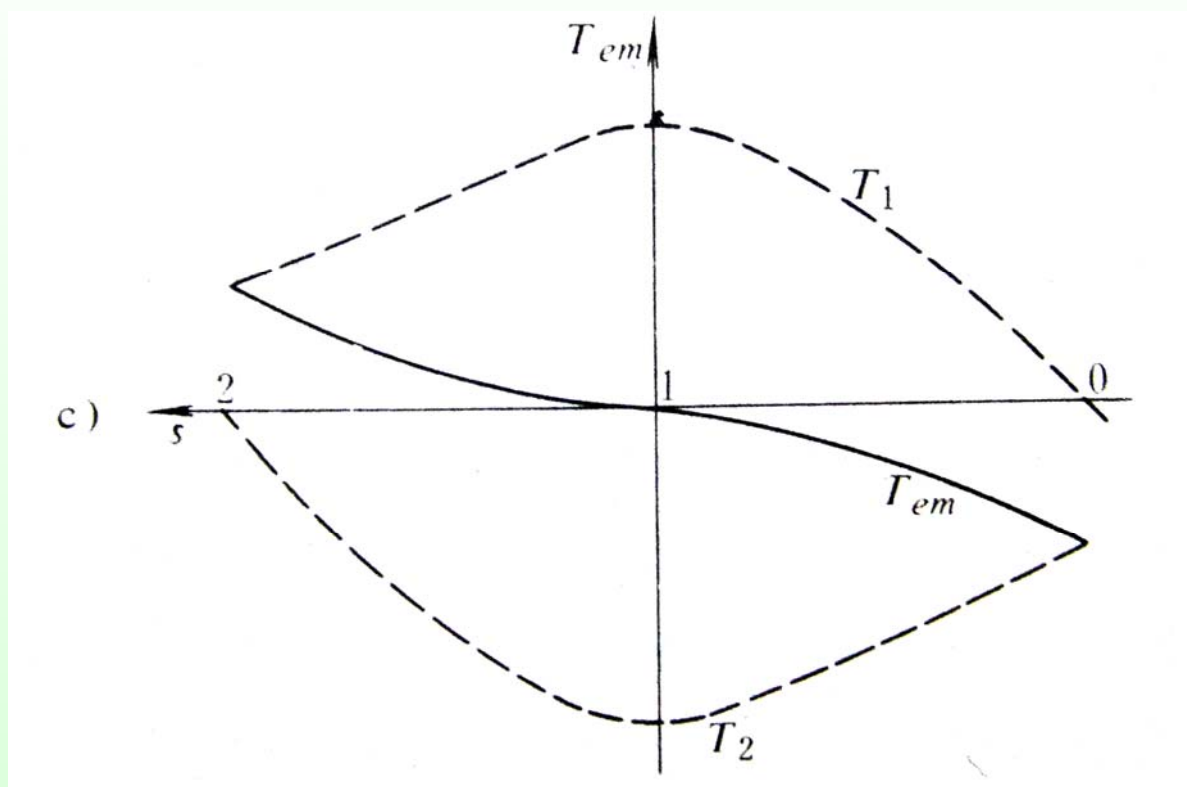


图 转子电阻对单相电机机械特性的影响



4、控制功率要小，启动力矩应大；

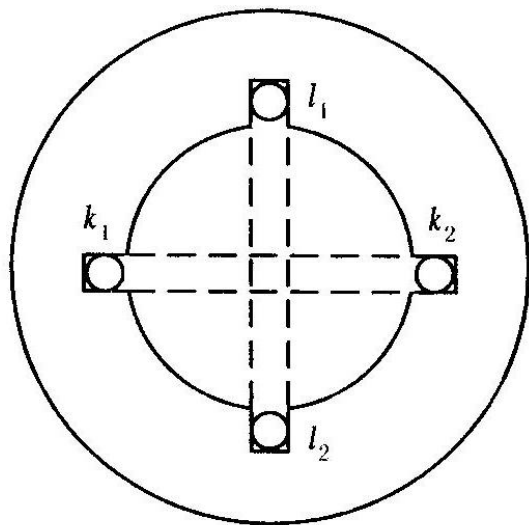
5、机电时间常数要小，启动电压要低。当控制信号变化时，反应应快速灵敏。





二、交流伺服电动机的结构

交流伺服电动机的结构主要分为定子和转子两大部分。定子铁心上装有两相绕组，一个作励磁用，称为**励磁绕组** $l_1 \sim l_2$ ；另一个称为**控制绕组** $k_1 \sim k_2$ ；两个绕组的轴线互相垂直，在空间上相隔 90° 。运行时，励磁绕组接至电压为 U_f 的交流电源上，控制绕组输入控制电压 U_c ，电压 U_f 和 U_c 为同频率。



定子两相绕组分布图

因此，交流伺服电动机是一种两相的交流电动机。



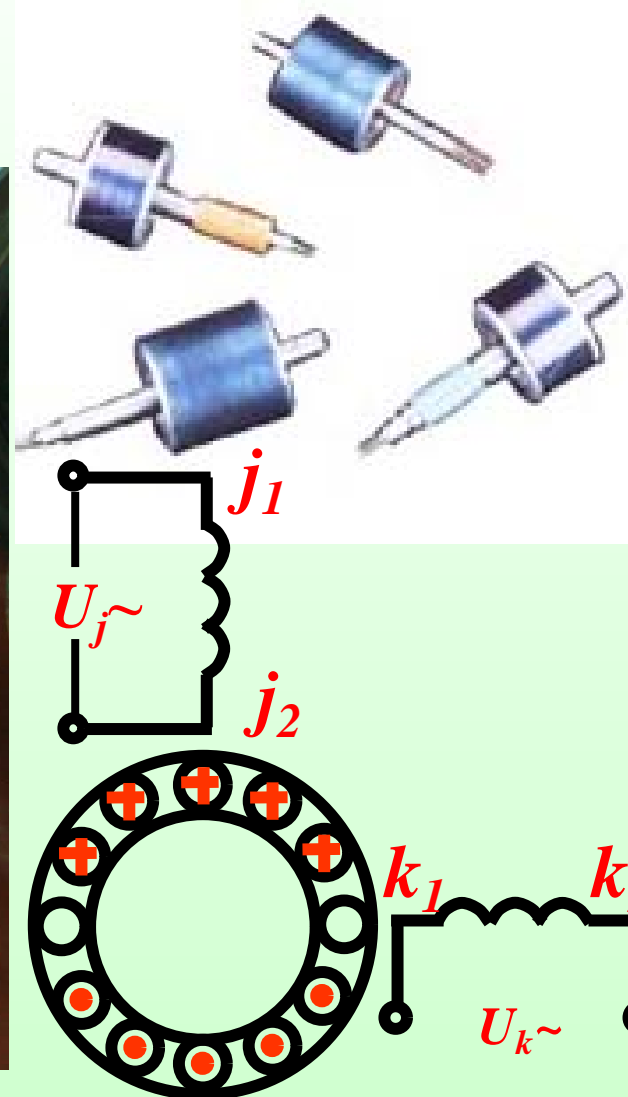
- 为了使两相伺服电动机能对控制电压的变化快速响应，还要求它有尽量小的转动惯量和尽量大的堵转转矩，以得到尽量小的机械时间常数。
- 为了满足上述要求，两相伺服电动机的转子通常有三种结构形式：
 - (1) 高电阻率导条的笼型转子
 - (2) 非磁性空心杯转子
 - (3) 铁磁性空心转子



转子结构常用的有鼠笼形转子和非磁性杯形转子。



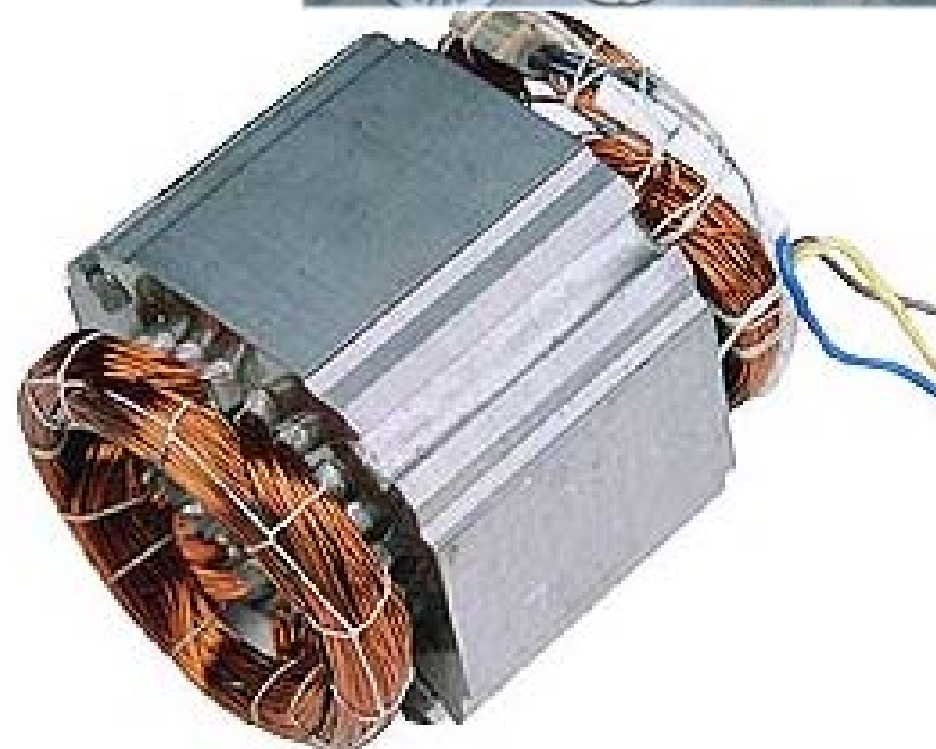
常规电机鼠龙转子



交流伺服电动机定子和转子铁心

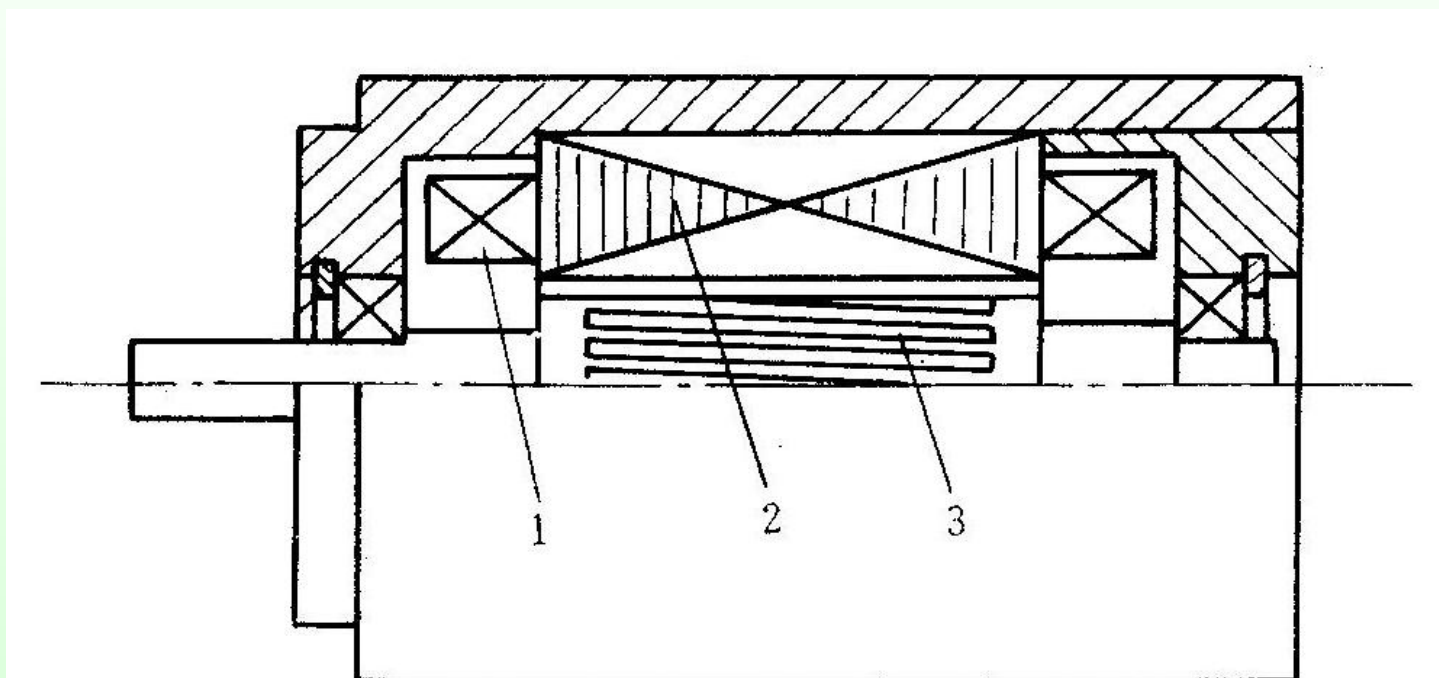


交流伺服电动机 定子铁心和下好线的定子





转子的结构常用的有鼠笼形转子和非磁性杯形转子。



1—定子绕组；2—定子铁心；3—鼠笼转子

图 鼠笼形转子交流伺服电动机

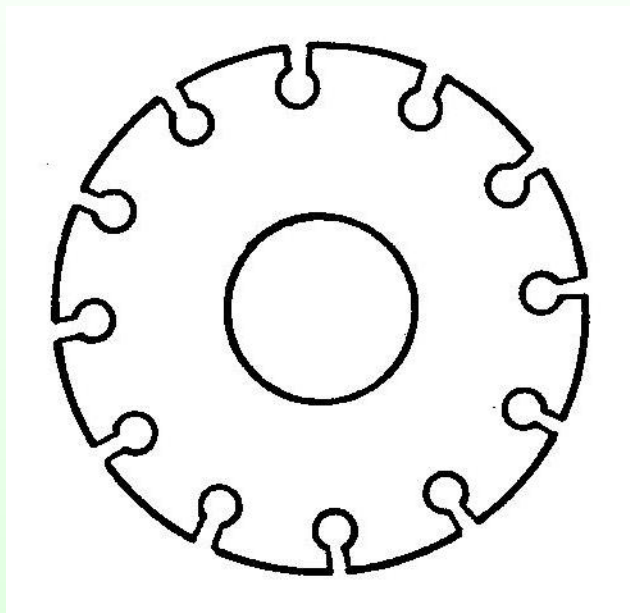


图 转子冲片

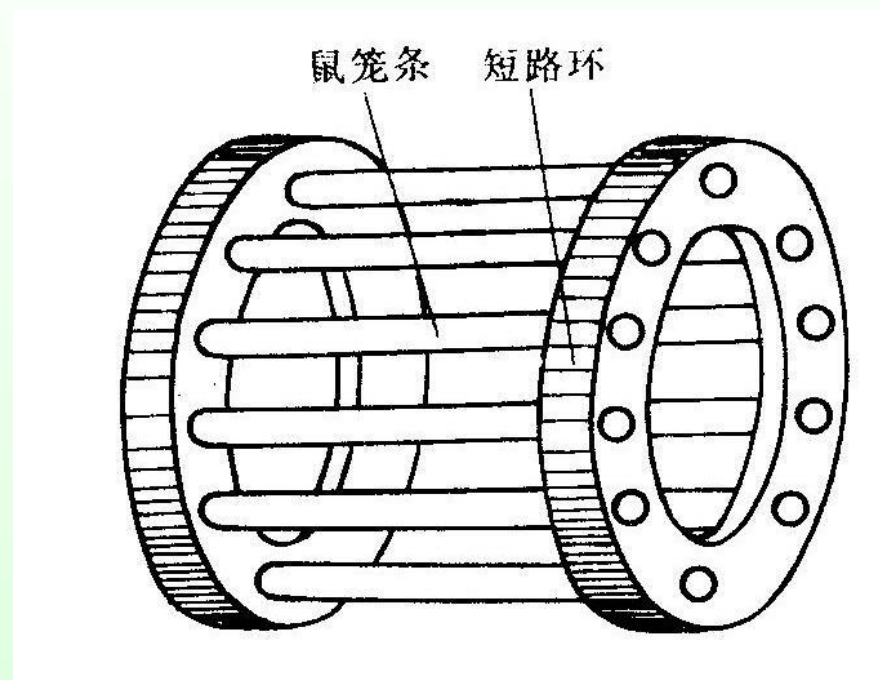
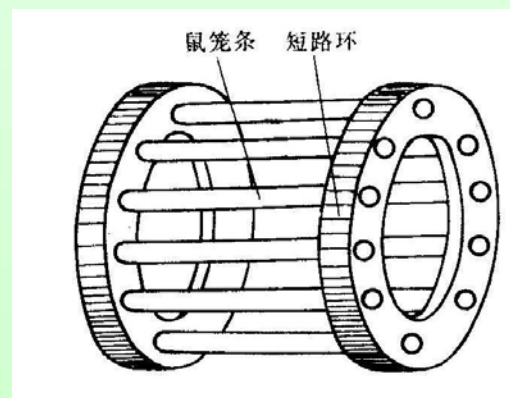
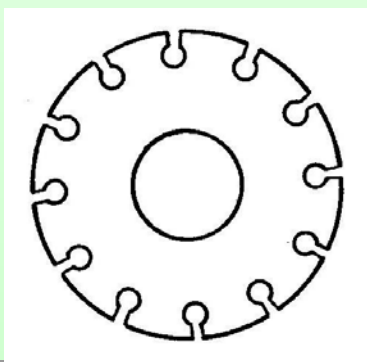
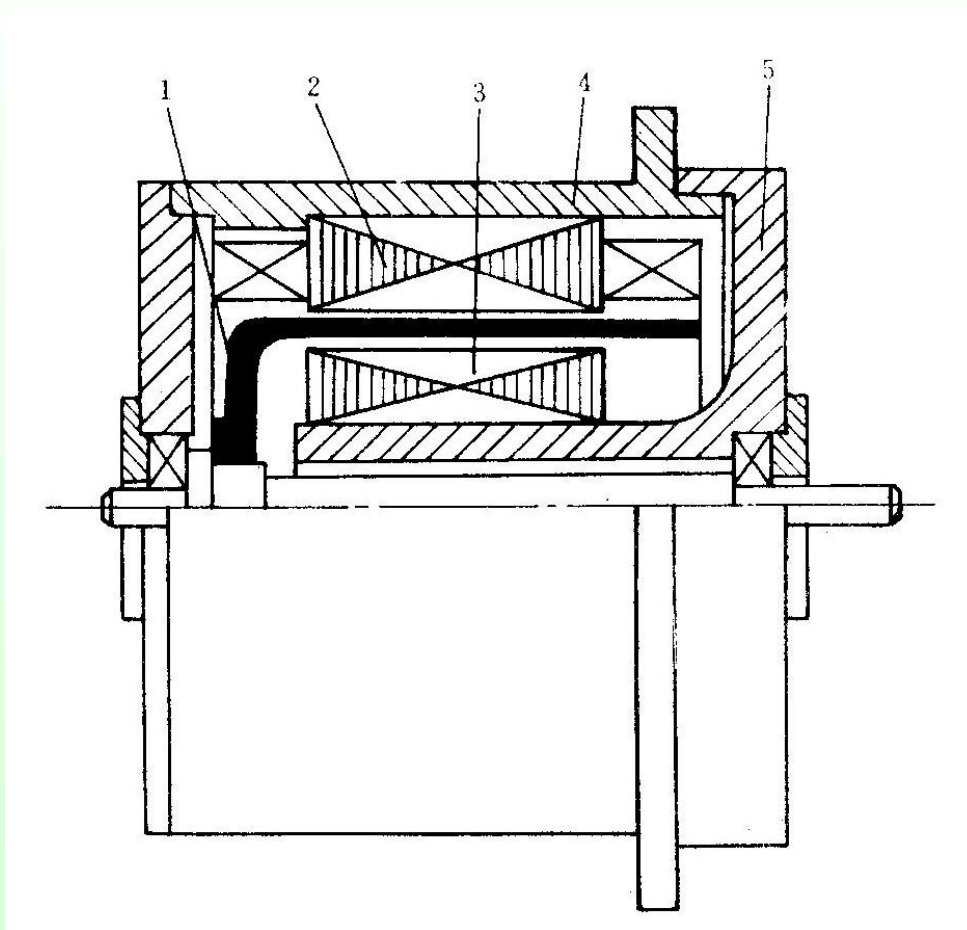


图 鼠笼式转子绕组



鼠笼形转子交流伺服电动机的结构如图所示，它的转子由转轴、转子铁心和转子绕组等组成。转子铁心是由硅钢片叠成的，每片冲成有齿有槽的形状，如图所示，然后叠压起来将轴压入轴孔内。铁心的每一槽中放有一根导条，所有导条两端用两个短路环连接，这就构成转子绕组。如果去掉铁心，整个转子绕组形成一鼠笼状，如图所示，“鼠笼转子”即由此得名。为了减少转子的转动惯量，需做成细而长。鼠笼的材料有用铜的，也有用铝的，为了制造方便，一般采用铸铝转子，即把铁心叠压后放在模子内用铝浇铸，把鼠笼导条与短路环铸成一体。



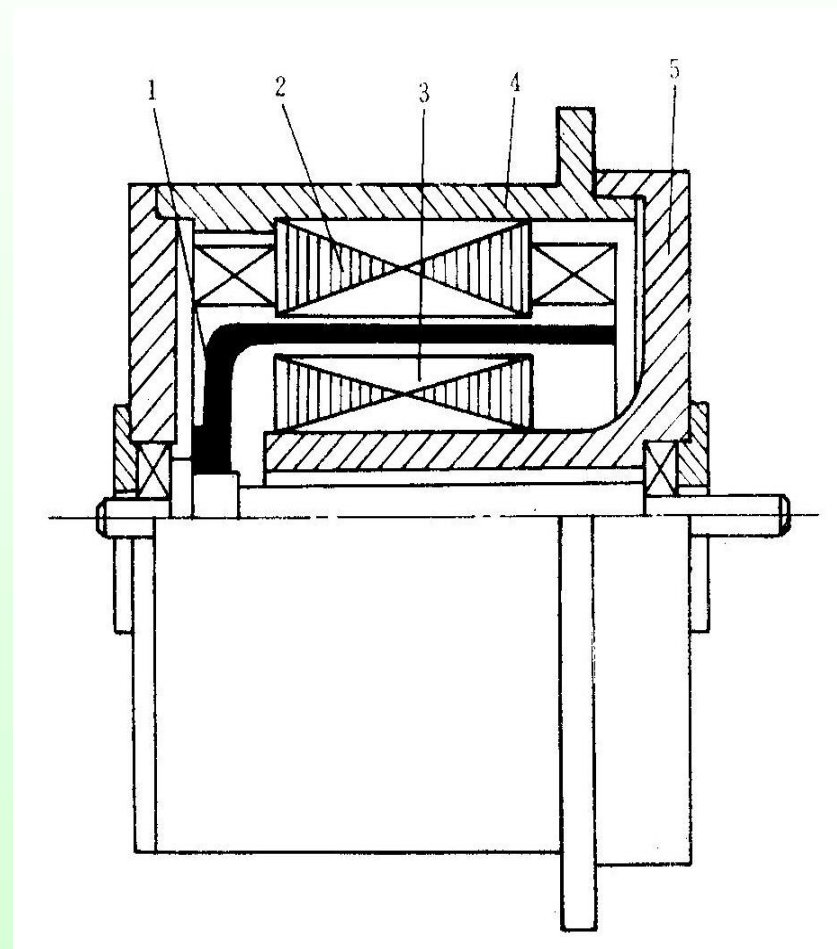


1—杯形转子； 2—外定子； 3—内定子； 4—机壳； 5—端盖

图 非磁性空心杯转子伺服电动机结构



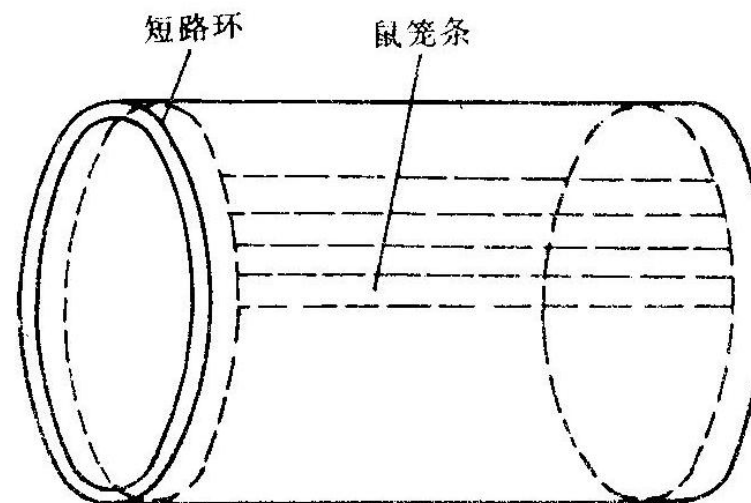
- 通常，它的外定子铁心是由硅钢片冲制后叠成，并在铁心内圆上开有均匀分布的齿槽。在定子铁心槽中放置空间相距90电角度的两相分布绕组。内定子铁心也是由硅钢片叠成，一般不放绕组，仅作磁路的一部分。空心杯转子一般是由铝合金制成，它位于内外定子铁心之间的气隙中，并靠其底盘和转轴固定。





- 杯形转子与鼠笼转子从外表形状来看是不一样的。但实际上，杯形转子可以看作是鼠笼条数目非常多的、条与条之间彼此紧靠在一起的鼠笼转子，杯形转子的两端也可看作由短路环相连接，如图所示。这样，**杯形转子只是鼠笼转子的一种特殊形式**。从实质上看，二者没有什么差别，在电机中所起的作用也完全相同。因此在以后分析时，只以鼠笼转子为例，分析结果对杯形转子电动机也完全适用。

图 杯形转子与鼠笼转子相似





- 与鼠笼形转子相比较，非磁性杯形转子的优缺点：

优点：

惯量小，轴承摩擦阻转矩小。由于它的转子没有齿槽，所以定、转子间没有齿槽粘合现象，转矩不会随转子不同的位置而发生变化，恒速旋转时，转子一般不会有抖动现象，运转平稳。

缺点：

- 1、内、外定子间气隙较大(杯壁厚度加上杯壁两边的气隙)，所以励磁电流就大（约占额定电流80%-90%，使电机功率因数较低），降低了电机的利用率，因而在相同的体积和重量下，在一定的功率范围内，杯形转子伺服电动机比鼠笼转子伺服电动机所产生的启动转矩和输出功率都小；体积和重量比同容量的笼型电机大得多。
 - 2、杯形转子伺服电动机结构和制造工艺又比较复杂。
- 目前广泛应用的是鼠笼形转子伺服电动机，只有在要求运转非常平稳噪音低的某些特殊场合下，才采用非磁性杯形转子伺服电动机。



三、交流伺服电动机的工作原理

交流伺服电动机使用时，励磁绕组两端施加恒定的励磁电压 U_f ，控制绕组两端施加控制电压 U_k ，如图所示。当定子绕组加上电压后，伺服电动机就会很快转动起来，将电信号转换成转轴的机械转动。

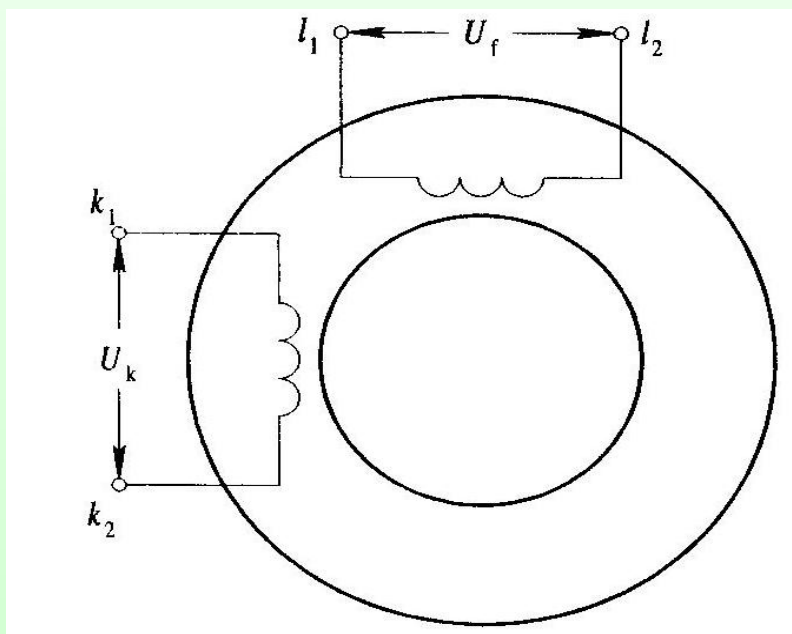


图 电气原理图



下图是一个简单的实验装置。一个能够自由转动的鼠笼转子放在可用手柄转动的两极永久磁铁中间，当转动手柄使永久磁铁旋转时，就会发现磁铁中间的鼠笼转子也会跟着磁铁转动起来。转子的转速比磁铁慢，当磁铁的旋转方向改变时，转子的旋转方向也跟着改变。现在来分析一下鼠笼转子跟着磁铁转动的原理。

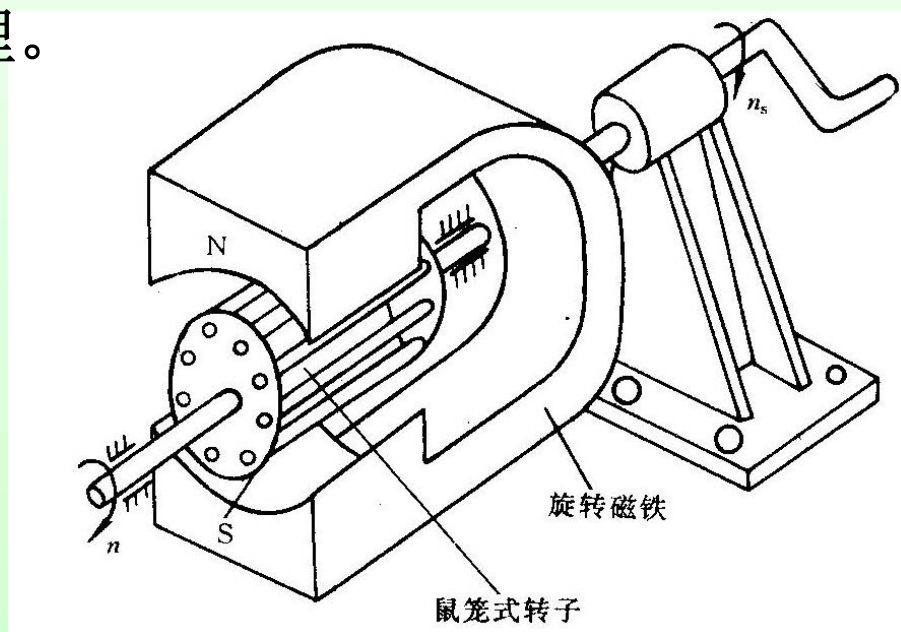
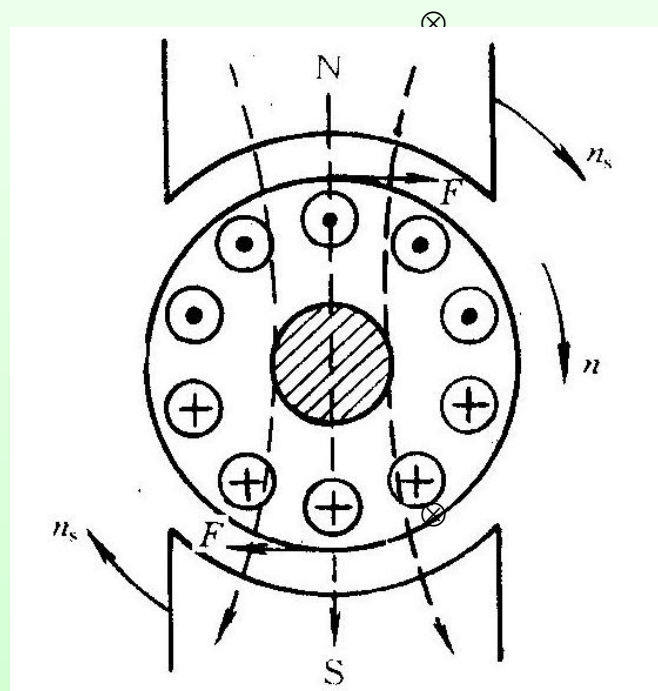


图 伺服电动机工作原理



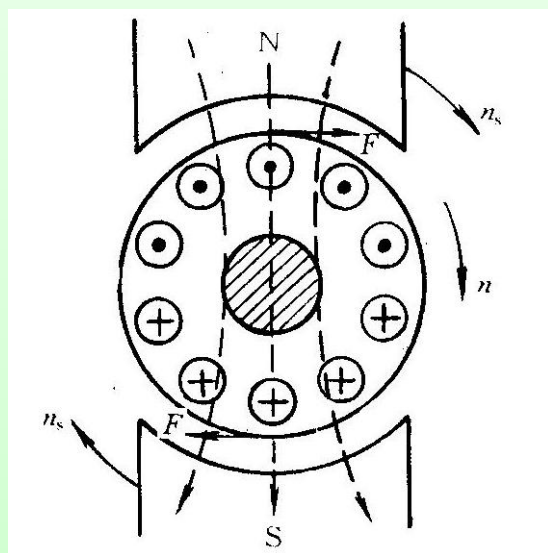
- 当磁铁旋转时，在空间形成一个旋转磁场。假设图的永久磁铁是顺时针方向以 n_s 的转速旋转，那末它的磁力线也就以顺时针方向切割转子导条。相对于磁场，转子导条以反时针方向切割磁力线，在转子导条中就产生感应电势。根据右手定则，N极下导条的感应电势方向都是垂直地从纸面出来，用 \odot 表示，而S极下导条的感应电势方向都是垂直地进入纸面，用 \otimes 表示，如图所示。



鼠笼转子的转向图



- 由于鼠笼转子的导条都是通过短路环连接起来的，因此在感应电势的作用下，在转子导条中就会有电流流过，电流有功分量的方向和感应电势方向相同。再根据通电导体在磁场中受力原理，转子载流导条又要与磁场相互作用产生电磁力，这个电磁力 F 作用在转子上，并对转轴形成电磁转矩。根据左手定则，转矩方向与磁铁转动的方向是一致的，也是顺时针方向。因此，鼠笼转子便在电磁转矩作用下顺着磁铁旋转的方向转动起来。





• 交流伺服电动机的简单工作原理

- 鼠笼转子(或者非磁性杯形转子)所以会转动起来是由于在空间中有一个旋转磁场。旋转磁场切割转子导条, 在转子导条中产生感应电势和电流, 转子导条中的电流再与旋转磁场相互作用就产生力和转矩, 转矩的方向和旋转磁场的转向相同, 于是转子就跟着旋转磁场沿同一方向转动。
- 注意: 在实际的电机中没有一个像图中那样的旋转磁铁, 电机中的旋转磁场由定子两相绕组通入两相交流电流所产生。



四、控制方式

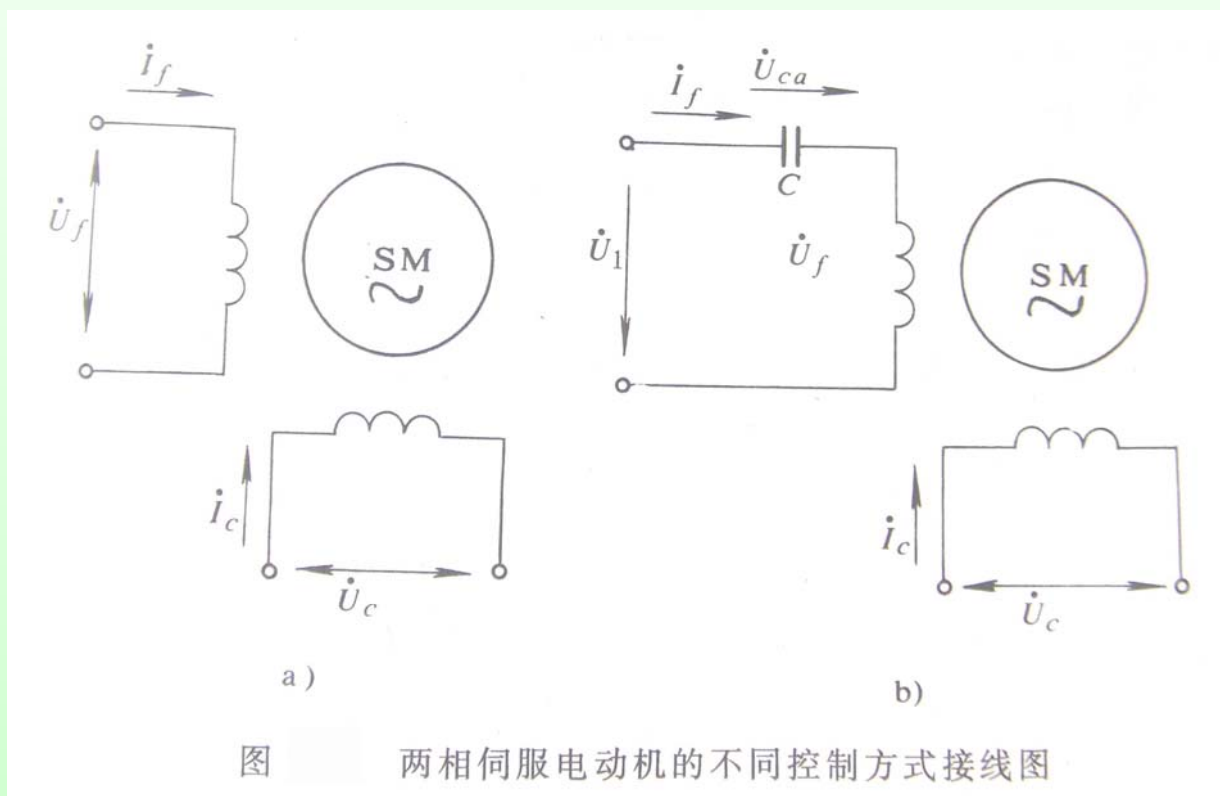
对于两相伺服电动机，在两相对称绕组中外施两相对称电压，便可得到**圆形旋转磁场**。反之，两相电压因幅值不同，或相位差不是 90° 电角度，所得的便是**椭圆形旋转磁场**。

- 当负载转矩一定时，可以通过调节控制电压的大小或相位来达到改变电动机转速与转向的目的。因此，两相伺服电动机的控制方式有三种：
 - (1) 幅值控制
 - (2) 相位控制
 - (3) 幅值—相位控制



(1) 幅值控制

交流伺服电动机定子两相绕组上电压的相位恒定地保持 90° ，通过改变控制电压的大小来调节电机的转速，这样的控制方法称为**幅值控制**。





(2) 相位控制

相位控制是指交流伺服电动机的励磁电压和控制电压均为额定值，改变**两相电压的相位差**可实现对伺服电动机的控制。

(3) 幅值—相位控制（电容控制）

在励磁绕组中串联电容器，同时调节交流伺服电动机控制电压的大小及控制电压和励磁电压之间的相位差来调节电机的转速。

当控制电压的幅值改变时，电动机转速发生变化，由于转子绕组的耦合作用，此时励磁绕组中的电流随之发生变化，引起励磁绕组中串接电容的端电压的变化，使控制电压与励磁电压之间的相位角发生变化。



五、两相交流绕组产生的圆形旋转磁场

(一)、两相对称绕组产生旋转磁场

- 假定励磁绕组有效匝数 W_f 与控制绕组有效匝数 W_k 相等。

- **两相对称绕组：**

在空间上互差 90° 电角度，有效匝数又相等的两个绕组。

- **两相对称电流。**

假定通入励磁绕组的电流 i_f 与通入控制绕组的电流 i_k 相位上彼此相差 90° ，幅值彼此相等，这样的两个电流称为两相对称电流。

- 用数学式表示为

$$\left\{ \begin{array}{l} i_k = I_{km} \sin \omega t \\ i_f = I_{fm} \sin(\omega t - 90^\circ) \\ I_{fm} = I_{km} = I_m \end{array} \right.$$

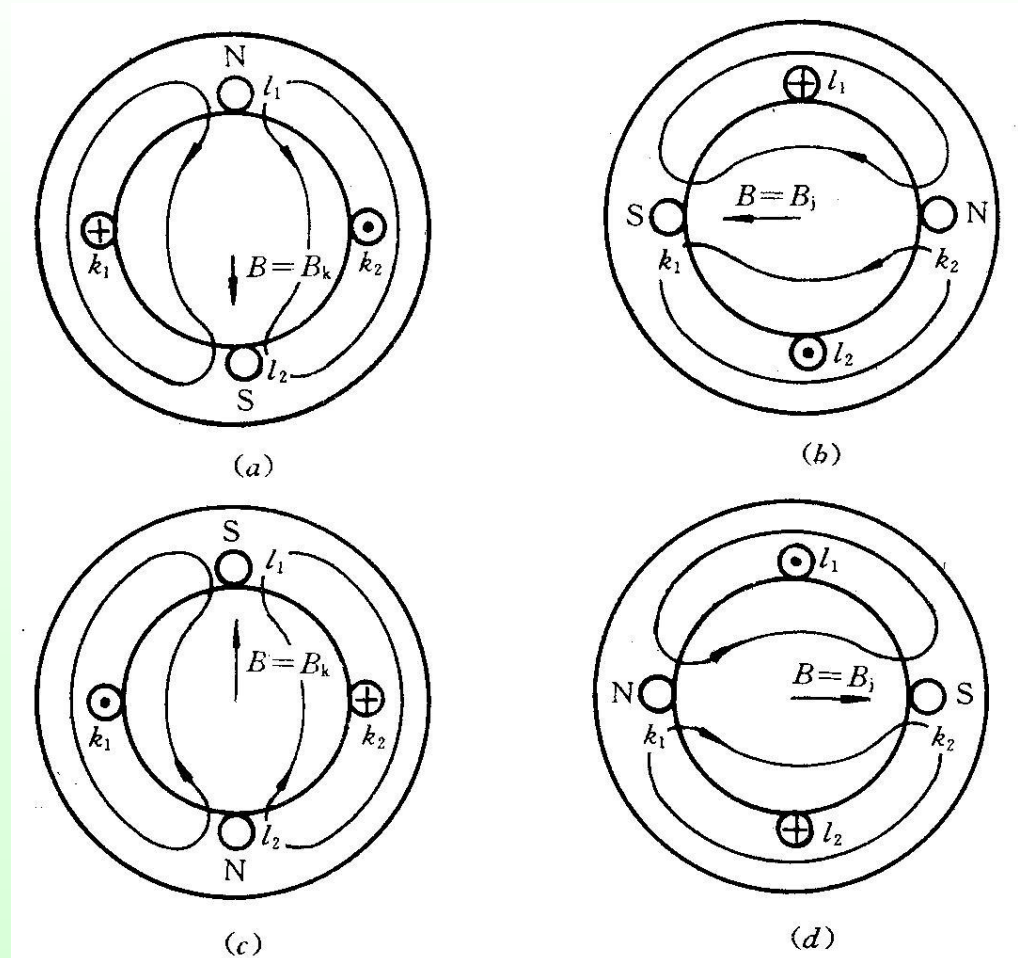


图 两相绕组产生的圆形旋转磁场

(a) $t=t_1$; (b) $t=t_2$; (c) $t=t_3$; (d) $t=t_4$



先看图(a)，这个图是对应 t_1 的瞬间。由图可以看出，此时控制电流具有正的最大值，励磁电流为零。假定正值电流是从绕组始端流入，从末端流出，负值电流从绕组末端流入，从始端流出，并用 \oplus 表示电流流入纸面， \odot 表示电流流出纸面，那末此时控制电流是从控制绕组始端 k_1 流入，从末端 k_2 流出。

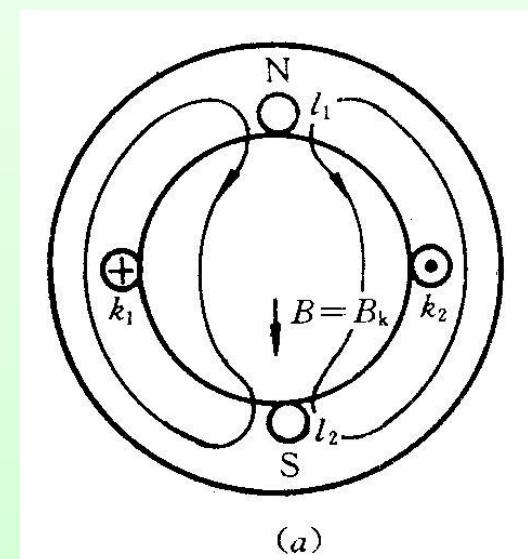
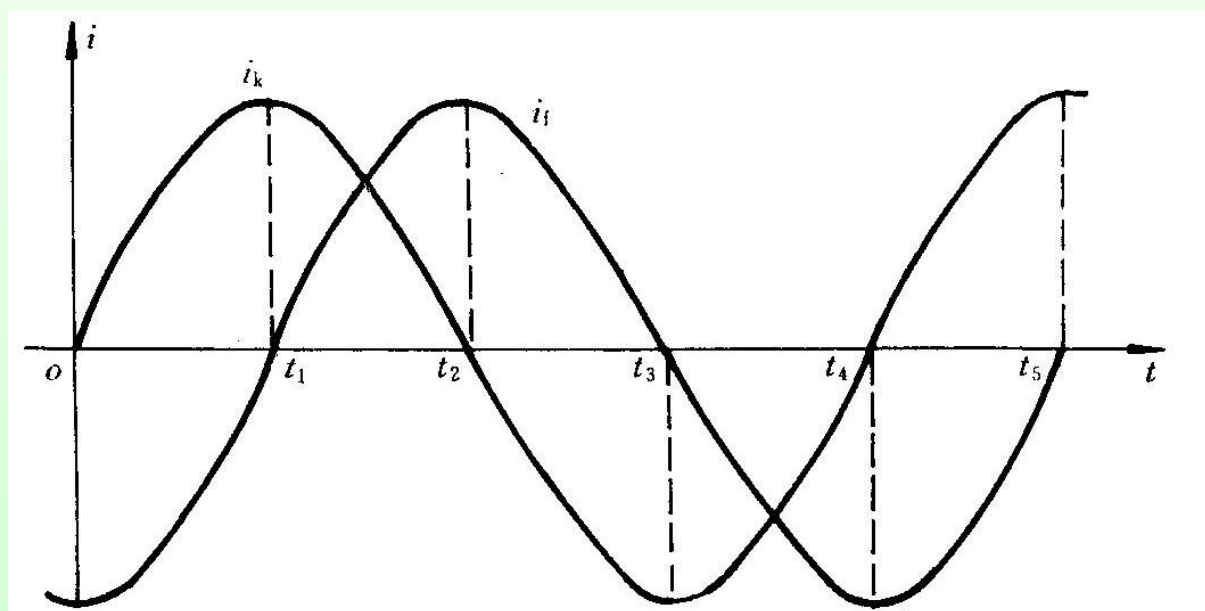


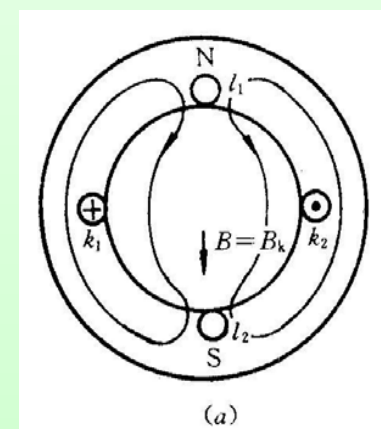
图 两相对称电流



• 控制绕组通入电流以后所产生的的是一个脉振磁场，用一个磁通密度空间向量 B_k 表示， B_k 的长度正比于控制电流的值。由于此时控制电流具有正的最大值，因此 B_k 的长度也为最大值，即 $B_k=B_m$ ，方向是沿着控制绕组轴线，并由右螺旋定则根据电流方向确定是朝下的。由于此时励磁电流为0，励磁绕组不产生磁场，即 $B_f=0$ ，所以控制绕组产生的磁场就是电机的总磁场。若电机的总磁场用磁密向量 B 表示，则此刻 $B=B_k$ ，电机总磁场的轴线与控制绕组轴线重合，总磁场的幅值为

$$B=B_k=B_m$$

• 式中， B_m 为一相磁密向量的最大值。





- 图(b)是对应 t_2 的瞬间。此时励磁电流具有正的最大值，而控制电流为0，控制绕组不产生磁场，即 $B_k=0$ ，励磁绕组产生的磁场就是电机的总磁场，它的磁场图形如图中虚线所示。因为 $B_k=0$ ，所以 $B=B_f$ ，此时电机磁场轴线与励磁绕组轴线相重合，与上一瞬间相比，磁场的方向在空间按顺时针方向转过 90° ，磁场的幅值为 $B=B_f=B_m$

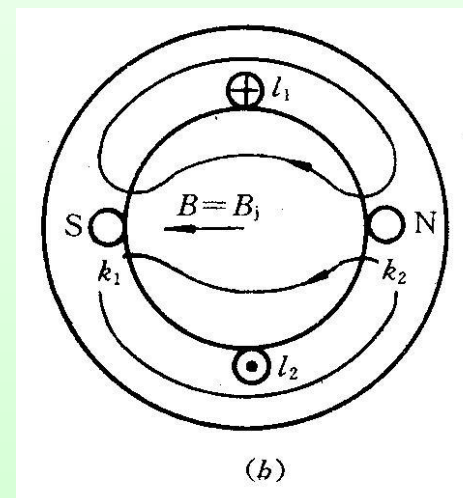
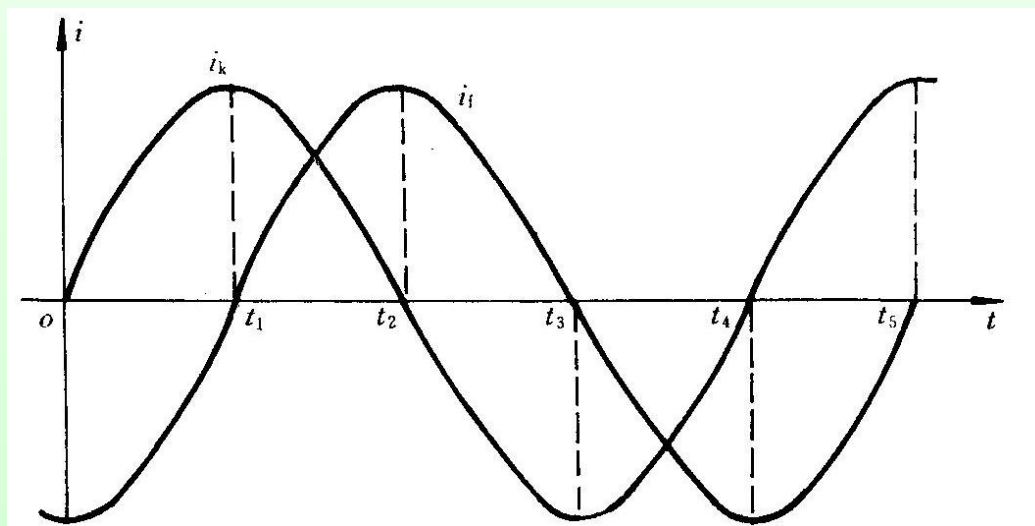


图 两相对称电流



•图(c)是对应 t_3 瞬间，这时控制电流具有负的最大值，励磁电流为0。这个情况与 t_1 瞬间情况的差别仅是控制电流方向相反，因此两者所形成的电机磁场的幅值和位置都相同，只是磁场方向改变，电机磁场的轴线比上一瞬间在空间按顺时针方向又转过 90° ，与控制绕组轴线相重合，磁场的幅值为

$$B=B_k=B_m$$

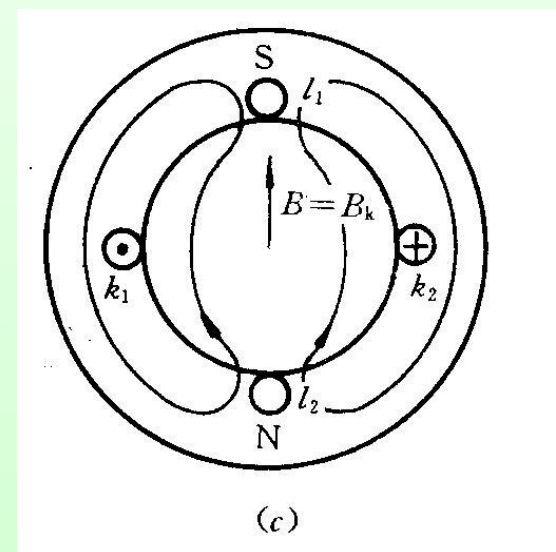
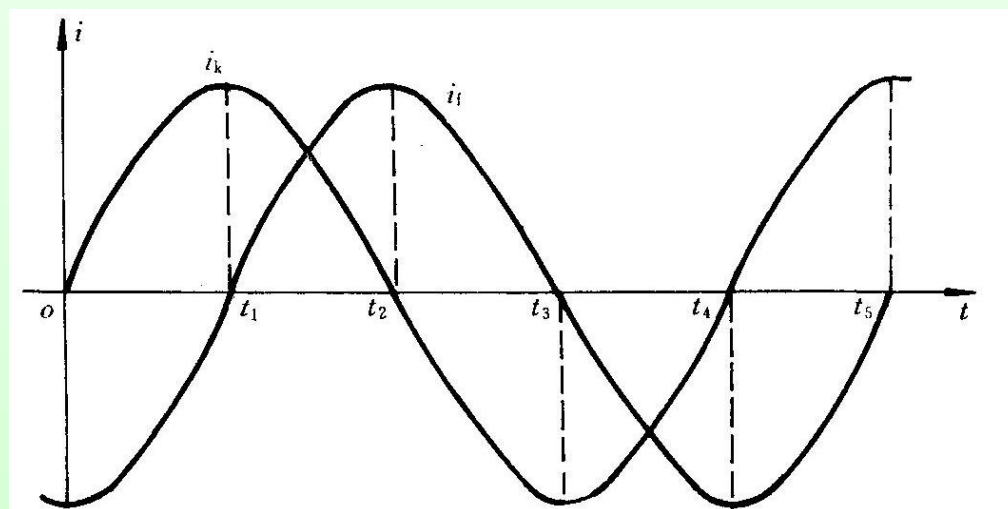


图 两相对称电流



- 图(d)的情况中，此时对应 t_4 的瞬间，这个情况与 t_2 瞬间情况的差别仅是励磁电流方向相反，因此两者所形成的电机磁场的幅值和位置都相同，只是磁场方向改变，电机磁场的轴线按顺时针方向再转过 90° ，与励磁绕组轴线相重合，也有如下关系：

$$B=B_f=B_m$$

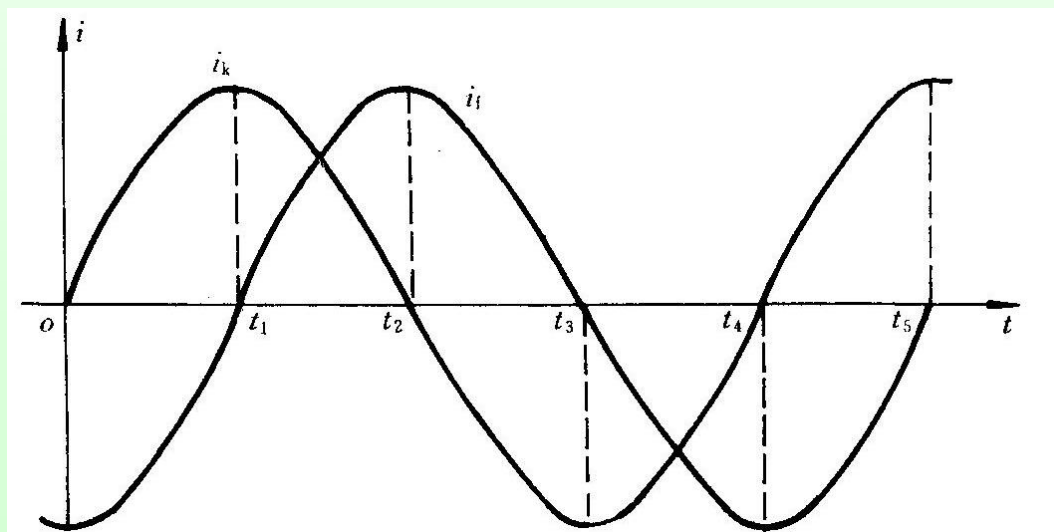
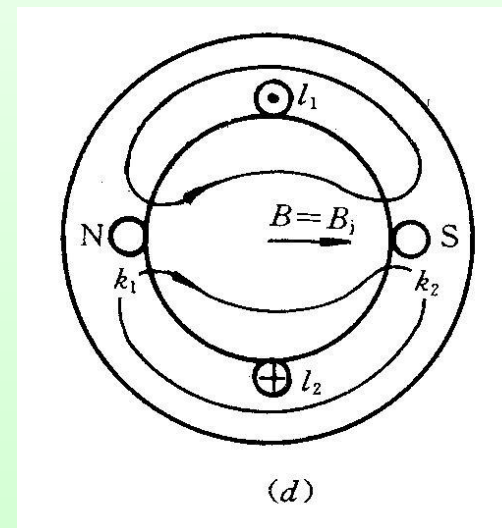


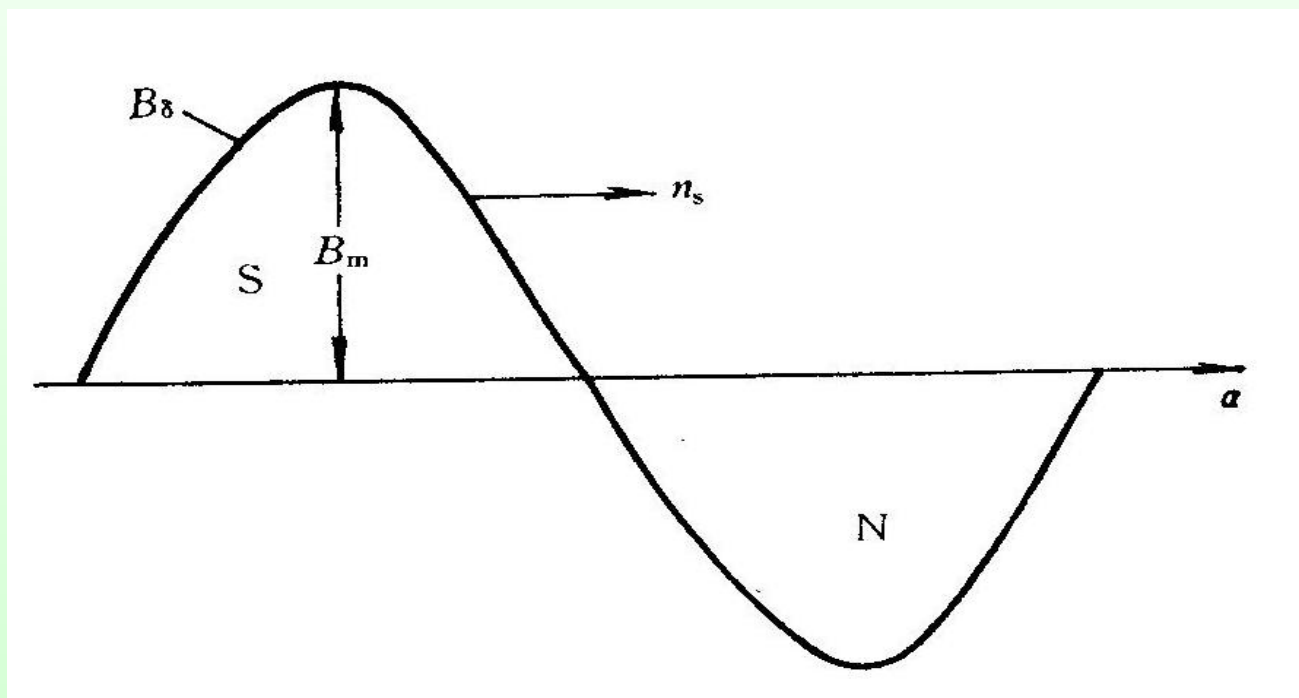
图 两相对称电流



(d)



- 当两相对称电流通入两相对称绕组时，在电机内就会产生一个旋转磁场，这个旋转磁场的磁通密度 B_{δ} 在空间也可看成是按正弦规律分布的，其幅值是恒定不变的(等于 B_m)，而磁通密度幅值在空间的位置却以转速 n_s 在旋转，如图所示。



旋转磁场示意图



- 当控制电流从正的最大值经过一个周期又回到正的最大值，即电流变化一个周期时，旋转磁场在空间转了一圈。
- 由于电机磁通密度幅值是恒定不变的，在磁场旋转过程中，磁通密度向量 B 的长度在任何瞬间都保持为恒值，等于一相磁通密度向量的最大值 B_m ，它的方位随时间的变化在空间进行旋转，磁通密度向量 B 的矢端在空间描出一个以 B_m 为半径的圆，这样的磁场称为**圆形旋转磁场**。
- **结论：**
 - 当两相对称交流电流通入两相对称绕组时，在电机内会产生圆形旋转磁场。**电机的总磁场由两个脉振磁场所合成。**



- 当电机磁场是圆形旋转磁场时，这两个脉振磁场又是怎样的关系呢？
- 表征这两个脉振磁场的磁通密度向量 B_f 和 B_k 分别位于励磁绕组及控制绕组的轴线上。两个绕组在空间上彼此相隔 90° 电角度，因此磁通密度向量 B_f 与 B_k 在空间彼此相隔 90° 电角度。由于励磁电流与控制电流都是随时间按正弦规律变化的，相位上彼此相差 90° ，所以磁通密度向量 B_f 和 B_k 的长度也随时间作正弦变化，相位彼此相差 90° 。
- 由于两相对称电流其幅值相等，所以当匝数相等时，两相绕组所产生的磁通密度向量的幅值也必然相等。这样，两绕组磁通密度向量的长度随时间变化关系可分别表示为

- $$B_k = B_{km} \sin \omega t$$
- $$B_f = B_{fm} \sin(\omega t - 90^\circ)$$
- $$B_{km} = B_{fm} = B_m$$

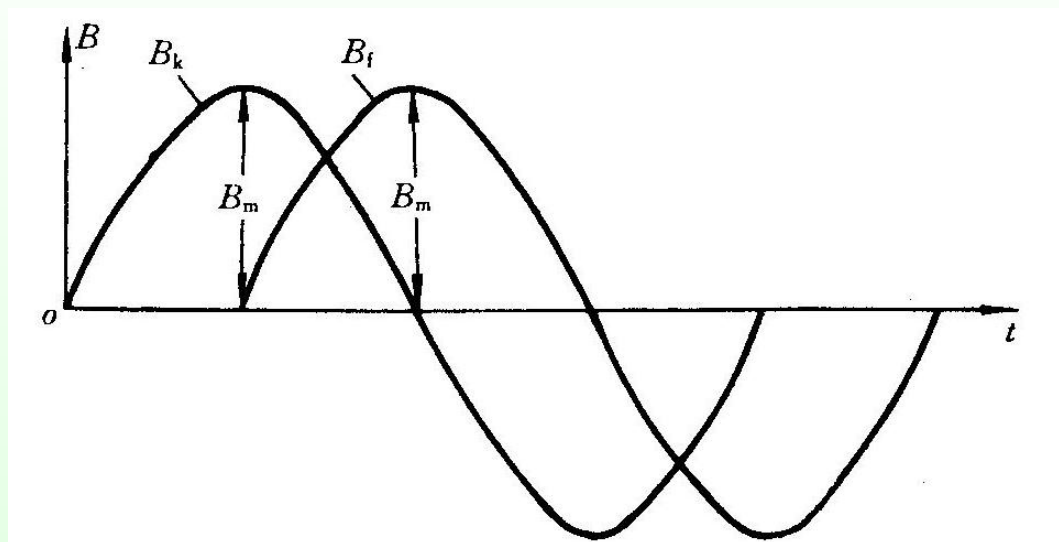


图 相应的变化图形



- 任何瞬间电机合成磁场的磁通密度向量的长度为

$$B = \sqrt{B_k^2 + B_f^2} = \sqrt{[B_{km} \sin \omega t]^2 + [B_{fm} \sin(\omega t - 90^\circ)]^2} = B_m$$

在两相系统里，如果有两个脉振磁通密度，它们的轴线在空间相夹 90° 电角度，脉振的时间相位差为 90° ，其脉振的幅值又相等，那末这样两个脉振磁场的合成必然是一个圆形旋转磁场。



- 当两相绕组匝数不等，设匝数比为

$$k = \frac{N_f}{N_k}$$

只要两个脉振磁场的**磁势幅值**相等，即 $F_{fm} = F_{km}$ ，它们所产生的两个磁通密度的**脉振幅值**就相等，因而这两个脉振磁场合成的磁场也必然是圆形旋转磁场。由于磁势幅值

$$F_{fm} \propto I_f N_f$$

$$F_{km} \propto I_k N_k$$



- 当 $F_{fm} = F_{km}$ 时，必有

- $I_f N_f = I_k N_k$

- 或

$$\frac{I_k}{I_f} = \frac{N_f}{N_k} = k$$

当两相绕组有效匝数不等时，若要产生圆形旋转磁场，这时两个绕组中的电流值也应不等，且应与绕组匝数成反比。



(二)、旋转磁场的转向

- 伺服电动机的转子是跟着旋转磁场转的，也就是说，旋转磁场的转向决定了电机的转向。
- 下面说明怎样确定旋转磁场的转向。

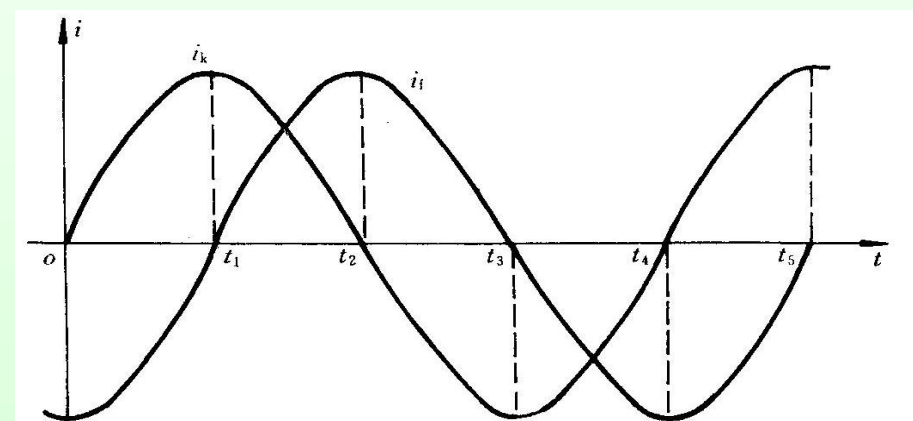
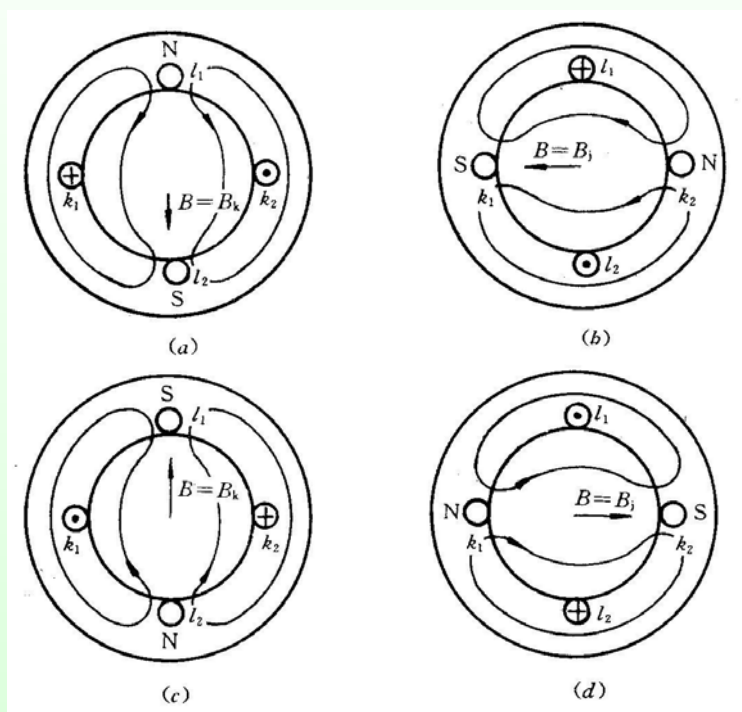


图 两相对称电流

图 两相绕组产生的圆形旋转磁场

(a) $t=t_1$; (b) $t=t_2$; (c) $t=t_3$; (d) $t=t_4$

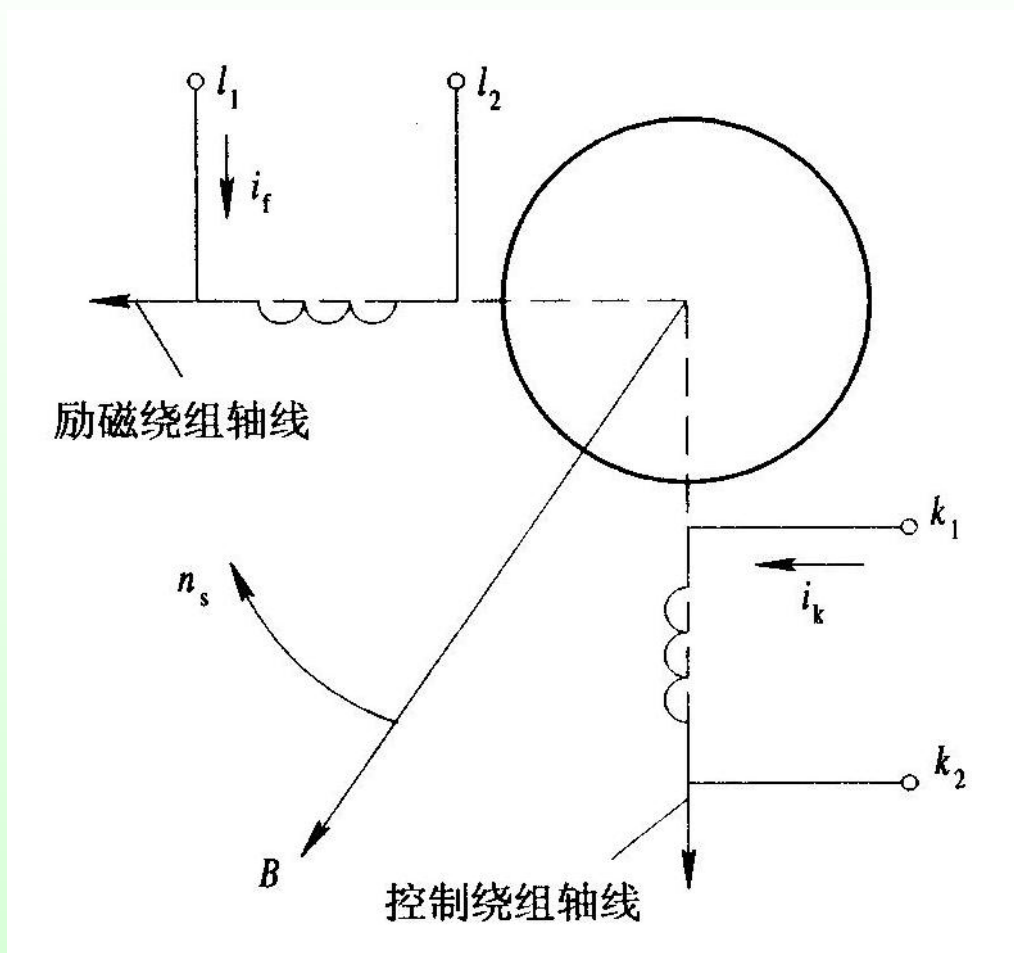


图 a 旋转磁场转向

•对上图进行分析就可看出，旋转磁场的转向是从流过超前电流的绕组轴线转到流过落后电流的绕组轴线。图中控制电流 i_k 超前励磁电流 i_f ，所以旋转磁场是从控制绕组轴线转到励磁绕组轴线，即按顺时针的方向转动的，如图所示。



- 显然，当任意一个绕组上所加的电压反相时(电压倒相或绕组两个端头换接)，则流过该绕组的电流也反相，即原来是超前电流的就变成落后电流，原来是落后电流的则变成超前电流(如图b中，原来超前电流 i_k 变成落后电流 i'_k)，因而旋转磁场转向改变，变成反时针方向，如图c所示。这样电机的转向也发生变化。实际上，**在系统中使用时，就是采用这种方法使伺服电动机反转的。**

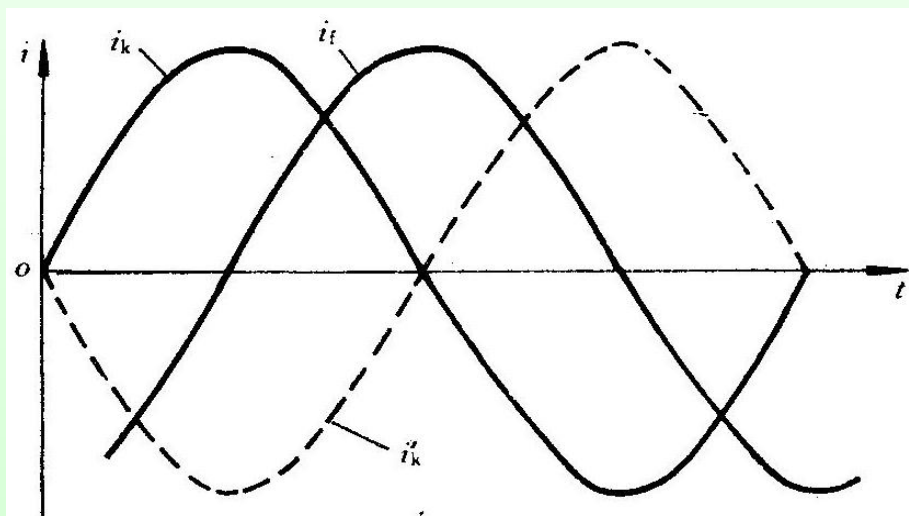
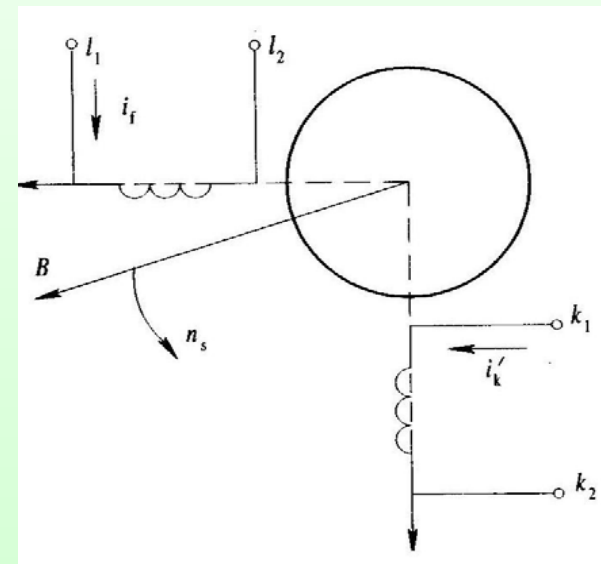


图 b 一相电压倒相后的绕组电流波形



图c 旋转磁场转向的改变



(三)、旋转磁场的转速

- **旋转磁场的转速决定于定子绕组极对数和电源的频率。** 前图所表示的是一台两极的电机，即极对数 $p=1$ 。对两极电机而言，电流每变化一个周期，磁场旋转一圈，因而当电源频率 $f=400$ Hz，即每秒变化400个周期时，磁场每秒应当转400圈，故对两极电机，即 $p=1$ 而言，旋转磁场转速为

$$n_s = 60f/p = 24\ 000\ \text{r/min}$$

- 当电源频率 $f=50$ Hz时，旋转磁场转速为

$$n_s = 60f/p = 3000\ \text{r/min}$$



• 多级绕组的连接

图是一台四极电机定子的示意图。图中在定子的圆周上均布有 4 套相同的绕组，将绕组 k_1-k_2 和 $k'_1-k'_2$ 串联后组成控制绕组，其上施加控制电压 U_k ；将绕组 l_1-l_2 和 $l'_1-l'_2$ 串联后组成励磁绕组，接到励磁电源上去。

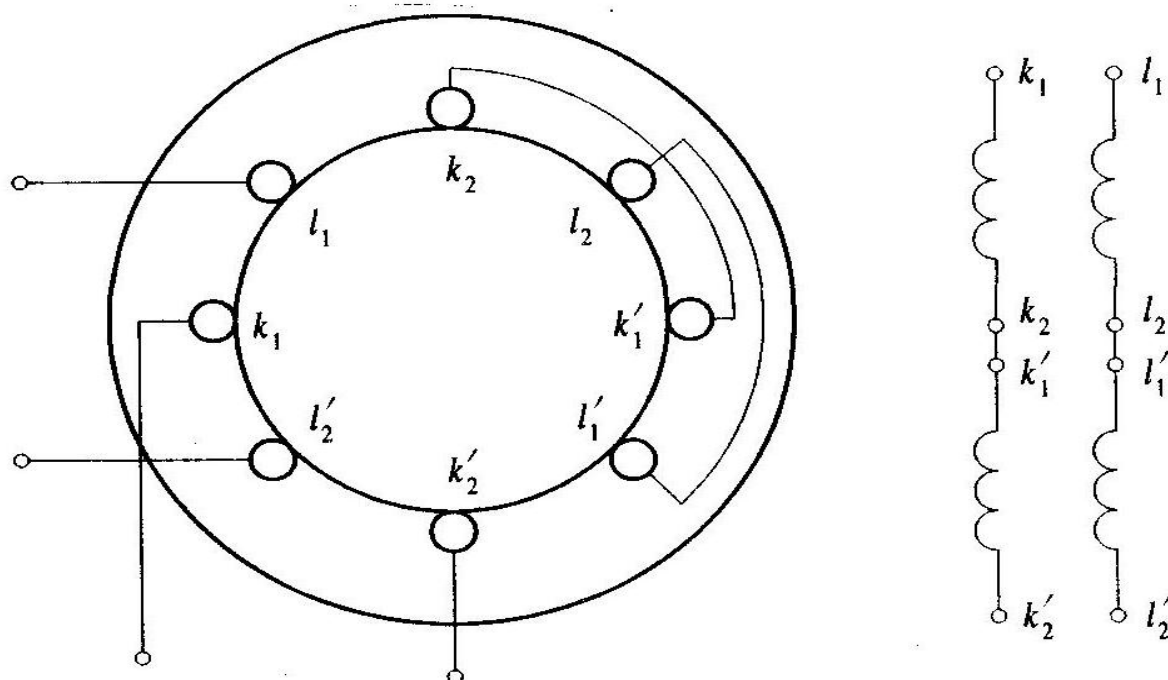


图 四极电机的绕组

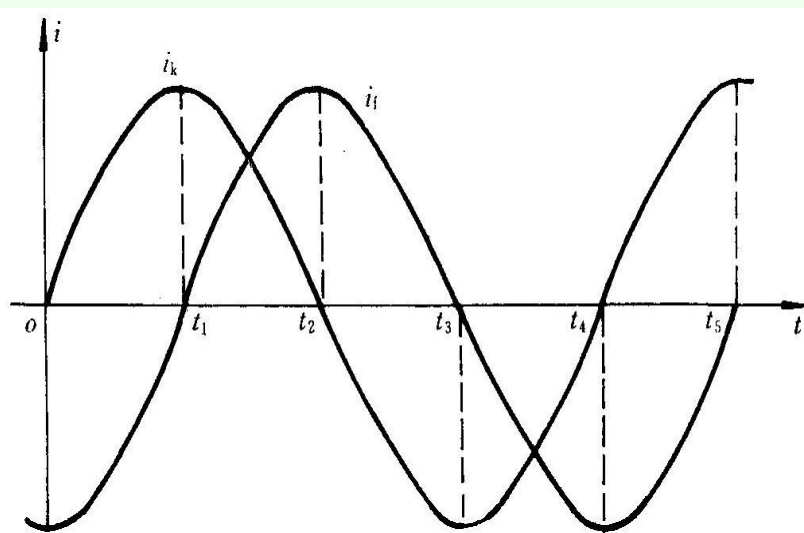


图 两相对称电流

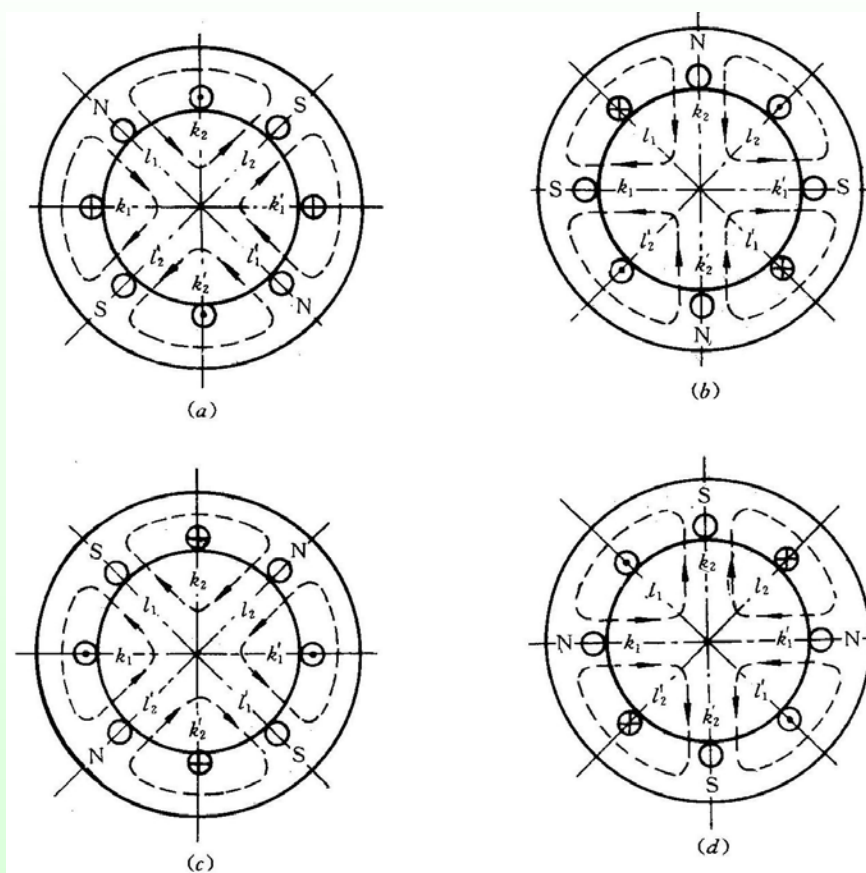


图 四极电机的旋转磁场

(a) $t=t_1$; (b) $t=t_2$; (c) $t=t_3$; (d) $t=t_4$



- 从对图的分析可知，当控制电流从正的最大值经过一个周期又回到正的最大值，即电流变化一个周期时，磁场只转过半圈。因此，如果电源频率 $f=50\text{ Hz}$ ，即电流每秒变化50周时，磁场每秒只转过25圈，也就是说，对四极电机，即极对数 $p=2$ 而言，旋转磁场转速为

- $$n_s = \frac{60f}{2} = 1500r / \text{min}$$



- 两极电机 $p=1$, $n_s=f$; 四极电机 $p=2$, $n_s=f/2$ 以后, 就可推论出对于极对数为 p 的电机, 旋转磁场转速的一般表达式为

$$n_s = \frac{f}{p} (r/s) = \frac{60f}{p} (r/min)$$

旋转磁场的转速常称为同步速, 以 n_s 表示。

- 交流伺服电动机使用的电源频率通常是标准频率 $f=400$ Hz或50 Hz, 当频率固定不变时, 由公式可以看出, 旋转磁场的转速 n_s 反比于极对数 p , 极数越多, 转速越低, p 与 n_s 之间的数值关系如表所示。

p		1	2	3	4
$n_s/(r \cdot \min^{-1})$	$f=50(\text{Hz})$	3000	1500	1000	750
	$f=400(\text{Hz})$	24 000	12 000	8000	6000



• 小结

- (1) 单相绕组通入单相交流电后，所产生的的是一个脉振磁场。
- (2) 圆形旋转磁场的特点是：它的磁通密度在空间按正弦规律分布，其幅值不变并以恒定的速度在空间旋转。
- (3) 两相对称绕组通入两相对称电流就能产生圆形旋转磁场；或者说，空间上相夹 90° 电角度，时间上彼此有 90° 相位差，幅值又相等的两个脉振磁场必然形成圆形旋转磁场。
- (4) 旋转磁场的转向是从超前相的绕组轴线(此绕组中流有相位上超前的电流)转到落后相的绕组轴线。把两相绕组中任意一相绕组上所加的电压反相(即相位改变 180°)，就可以改变旋转磁场的转向。
- (5) 旋转磁场的转速称为同步速，只与电机极数和电源频率有关，其关系为：

$$n_s = \frac{f}{p} (r/s) = \frac{60f}{p} (r/min)$$



六、椭圆磁场下电动机运行的理论分析

- 在圆形旋转磁场作用下，电动机处于对称运行状态，这只是伺服电动机运行中的一种**特殊状态**。该状态中加在定子两相绕组上的电压都是额定值。
- 交流伺服电动机在系统中工作时，为了对它的转速进行控制，加在控制绕组上的**控制电压是变化的**，控制绕组上的电压经常不等于额定值，电机也经常处于**不对称运行状态**。



- 由于交流伺服电动机的控制电压在运行过程中经常是变化的，因此两相绕组所产生的磁动势幅值一般是不相等的，而且两相绕组中通入的电流的相位差也不总是 90° 。
 - (1) $\beta=0$ 时，即两个电流同相位，两个脉动的磁动势随时间变化的相位相同，合成的磁动势总是一个脉动的向量，合成磁场均为脉动磁场，磁场空间位置保持不变，大小随时间交变。



- $\beta = 90^\circ$ 时，合成磁场为圆形磁场
- $0 < \beta < 90^\circ$ 时，合成磁场为椭圆形磁场；
 β 越接近 90° ，合成磁场越接近圆形磁场；
 β 越接近 0 ，合成磁场越接近脉动磁场。
- 两相伺服电动机是在两相不对称绕组上，
外施两相不对称电压运行的感应电动机。



- 交流电机不对称运行的分析方法：
 - (1) 双反应理论
 - (2) 正、反转磁场法
 - (3) 对称分量法
- 以上三种方法虽从不同的途径来分析，但所得的结果是完全一致的。其中对称分量法较为简便，所以采用对称分量法来分析两相伺服电动机的运行特性。



•对称分量法

这种方法是把电机两相绕组的不对称磁势分解为两组对称的磁势分量来研究。

其中一组对称磁势的相序与外施电压的相序一致，称为正序分量；另一组对称磁势的相序与外施电压的相序相反，称为负序分量。



- 为了使分析的结果具有普遍意义，现以励磁绕组中串联电容器的幅值-相位控制线路为例进行讨论。若令容抗 $X_{ca}=0$ ，则为幅值控制或相位控制时的线路。



(一) 两相伺服电动机的对称分量法

- 通常情况下，伺服电动机的励磁绕组和控制绕组分别外加电压 U_f 、 U_c ，此时，励磁绕组和控制绕组电流分别为 I_f 、 I_c ，由此产生的磁势 F_c 和 F_f 组成的一个两相不对称系统，可利用对称分量法将它们分解为两组对称分量，即正序分量 F_{c1} 、 F_{f1} 和负序分量 F_{c2} 、 F_{f2} 。

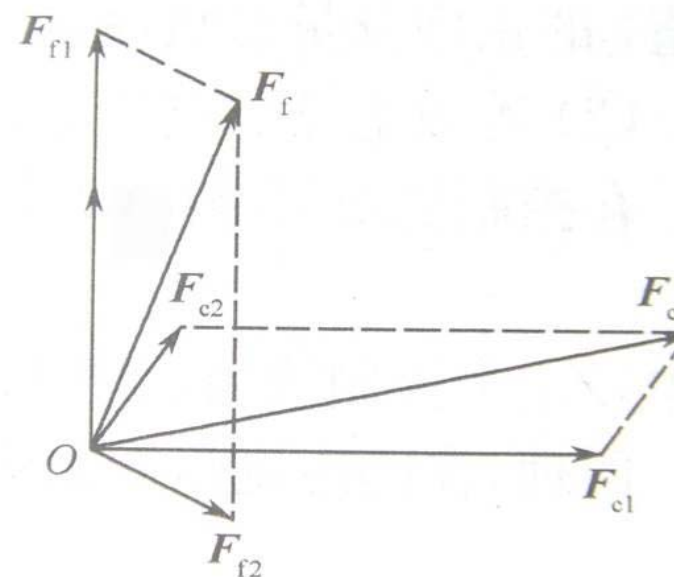


图 磁势对称分量相量图



分解需要满足的关系：

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{F}_c = \dot{F}_{c1} + \dot{F}_{c2} \\ \dot{F}_f = \dot{F}_{f1} + \dot{F}_{f2} \end{array} \right.$$

假设磁势 \dot{F}_c 在时间相位上滞后于磁势 \dot{F}_f ，又因磁势 \dot{F}_{f1} 和 \dot{F}_{c1} 为正序对称分量， \dot{F}_{c2} 和 \dot{F}_{f2} 为负序对称分量，则：

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{F}_{f1} = j\dot{F}_{c1} \\ \dot{F}_{f2} = -j\dot{F}_{c2} \end{array} \right.$$



- 由以上公式可得各磁势的分量：

$$\begin{array}{l}
 \dot{F}_c = \dot{F}_{c1} + \dot{F}_{c2} \\
 \dot{F}_f = \dot{F}_{f1} + \dot{F}_{f2} \\
 \\
 \dot{F}_{f1} = j\dot{F}_{c1} \\
 \dot{F}_{f2} = -j\dot{F}_{c2}
 \end{array}
 \left. \vphantom{\begin{array}{l} \dot{F}_c = \dot{F}_{c1} + \dot{F}_{c2} \\ \dot{F}_f = \dot{F}_{f1} + \dot{F}_{f2} \\ \\ \dot{F}_{f1} = j\dot{F}_{c1} \\ \dot{F}_{f2} = -j\dot{F}_{c2} \end{array}} \right\}
 \begin{array}{l}
 \dot{F}_{c1} = \frac{1}{2}(\dot{F}_c - j\dot{F}_f) \\
 \dot{F}_{c2} = \frac{1}{2}(\dot{F}_c + j\dot{F}_f) \\
 \\
 \dot{F}_{f1} = \frac{1}{2}(j\dot{F}_c + \dot{F}_f) \\
 \dot{F}_{f2} = \frac{1}{2}(-j\dot{F}_c + \dot{F}_f)
 \end{array}$$



- 对称分量法的物理意义是：由控制绕组磁势 \dot{F}_c 和励磁绕组磁势 \dot{F}_f 所组成的不对称两相系统所形成的椭圆形旋转磁势，可以等效为一组正序磁势 \dot{F}_{c1} 、 \dot{F}_{f1} 和另一组负序磁势 \dot{F}_{c2} 、 \dot{F}_{f2} 所分别形成的正转圆形旋转磁势和反转圆形旋转磁势的叠加。



- 由以上公式进一步来求取控制电流和励磁电流正序分量和负序分量的值。



- 单相绕组脉振磁动势中基波磁动势为：

$$F = 0.9 \frac{Nk_{w1}}{p} I$$

$$k_{w1} = k_{q1} k_{y1} \quad \text{----绕组的绕组因数}$$

- k_{q1} —绕组的分布因数
- k_{y1} —线圈的节距因数



控制绕组每极每相基波磁势为：

$$\dot{F}_c = 0.9 \frac{N_c K_{wc}}{p} \dot{I}_c$$

励磁绕组每极每相基波磁势为：

$$\dot{F}_f = 0.9 \frac{N_c K_{wc}}{p} \dot{I}_f'$$

$$\dot{I}_f' = \frac{\dot{I}_f}{n_{cf}}$$

---励磁绕组电流的折合值

$$n_{cf} = \frac{N_c K_{wc}}{N_f K_{wf}}$$

---控制绕组和励磁绕组的有效匝数比



$$\begin{aligned}
 \dot{F}_c &= 0.9 \frac{N_c K_{wc}}{p} \dot{I}_c \\
 \dot{F}_f &= 0.9 \frac{N_c K_{wc}}{p} \dot{I}_f
 \end{aligned}
 \xrightarrow{\text{代入}}
 \left\{
 \begin{aligned}
 \dot{F}_{c1} &= \frac{1}{2} (\dot{F}_c - j\dot{F}_f) \\
 \dot{F}_{c2} &= \frac{1}{2} (\dot{F}_c + j\dot{F}_f) \\
 \dot{F}_{f1} &= \frac{1}{2} (j\dot{F}_c + \dot{F}_f) \\
 \dot{F}_{f2} &= \frac{1}{2} (-j\dot{F}_c + \dot{F}_f)
 \end{aligned}
 \right.$$



得出

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{I}_{c1} = \frac{1}{2}(\dot{I}_c - j\dot{I}_f) \\ \dot{I}_{c2} = \frac{1}{2}(\dot{I}_c + j\dot{I}_f) \\ \dot{I}_{f1} = \frac{1}{2}(j\dot{I}_c + \dot{I}_f) \\ \dot{I}_{f2} = \frac{1}{2}(-j\dot{I}_c + \dot{I}_f) \end{array} \right.$$

\dot{I}_{c1} \dot{I}_{c2} ---分别为控制绕组电流的正序分量和负序分量

\dot{I}_{f1} \dot{I}_{f2} ---分别为励磁绕组（折合值）电流的正序分量和负序分量



(二) 等效电路

- 在对称分量的分析中，每一相序的电流分量**只在它相对应的阻抗中产生电压降**。也就是说，正序电流只在正序阻抗中产生电压降；而负序电流只在负序阻抗中产生电压降。



根据电压平衡关系，在控制绕组回路中

$$\dot{U}_c = \dot{U}_{c1} + \dot{U}_{c2} = \dot{I}_{c1} Z_{c1} + \dot{I}_{c2} Z_{c2}$$

同理，在励磁绕组回路中

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_{11} + \dot{U}_{12} = \dot{I}_{f1} Z_{f1} + \dot{I}_{f2} Z_{f2}$$



若将励磁绕组回路中的电压、电流、阻抗均折合到控制绕组，由电机原理可知

$$\dot{U}'_1 = n_{cf} \dot{U}_1$$

$$Z'_{f1} = n_{cf}^2 Z_{f1} \quad Z'_{f2} = n_{cf}^2 Z_{f2}$$

并将此关系代入式后，可得

$$\dot{U}'_1 = \dot{U}'_{11} + \dot{U}'_{12} = \dot{I}'_{f1} Z'_{f1} + \dot{I}'_{f2} Z'_{f2}$$



- 由单相感应电动机原理可知，控制绕组和励磁绕组回路的正序阻抗和负序阻抗的等效电路图，如下：

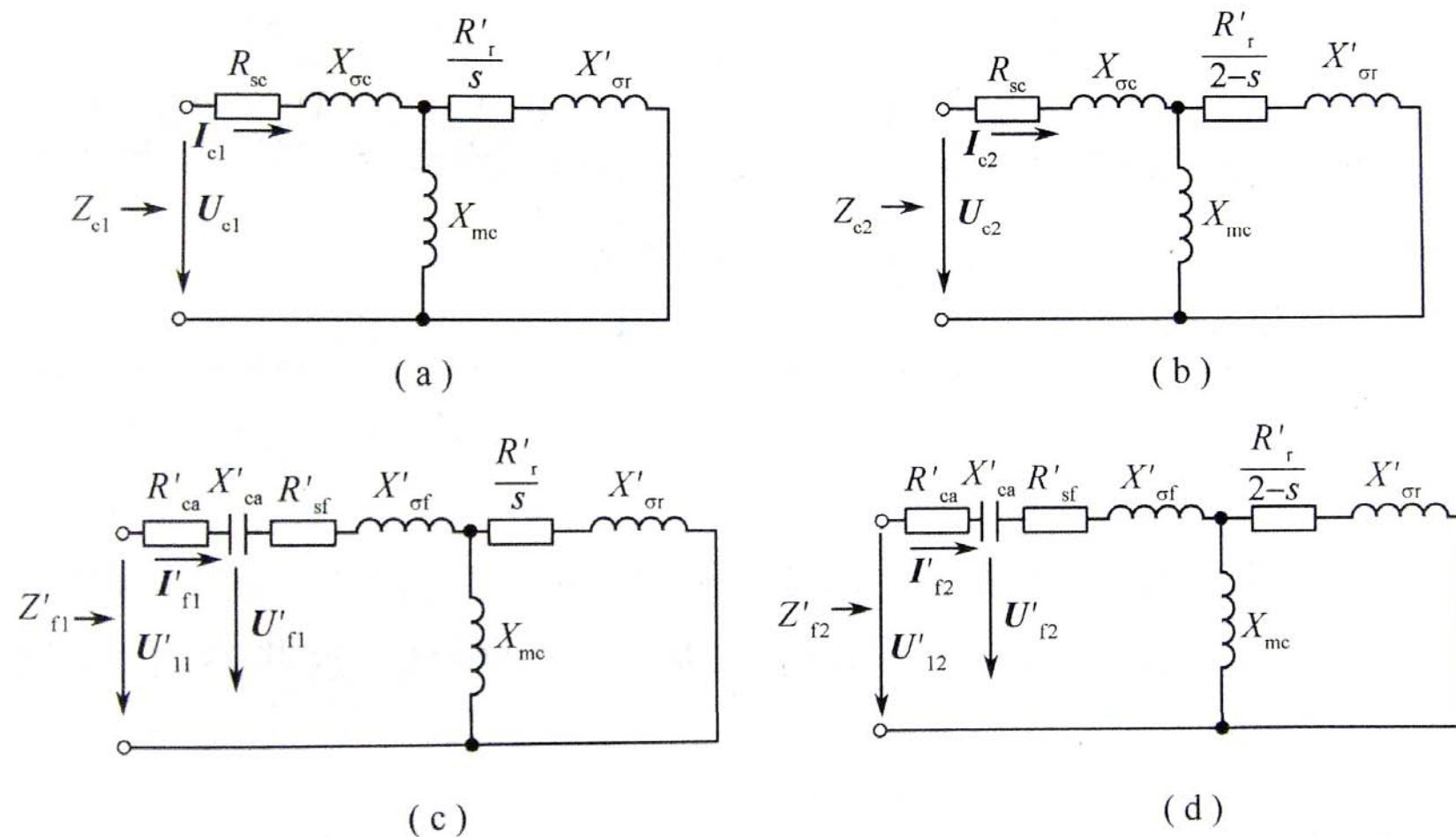


图 两相伺服电动机的正、负序等效电路

为了简化分析，图中略去了电机的铁心损耗，励磁支路上就只有励磁电抗 X_{mc}



- 两相正序电流分量产生正向圆形旋转磁场，转速为同步转速 n_1 ，如果转子以速度 n 正向旋转，转子相对同步转速 n_1 的转差率为 $s = (n_1 - n) / n_1$
- 两相负序电流分量产生反向圆形旋转磁场，其转速为 $-n_1$ ，转子以速度 n 正向旋转，转子相对 $-n_1$ 的转差率为 $s = (-n_1 - n) / (-n_1) = 2 - s$



- 通常，电动机的励磁绕组和控制绕组所占的槽数及绕组型式完全相同，其两绕组在槽中铜线的截面积基本相等，所以折后**两绕组的电阻和漏电抗就分别近似相等**，即

$$\left\{ \begin{array}{l} R'_{sf} = n_{cf}^2 R_{sf} = R_{sc} \\ X'_{of} = n_{cf}^2 X_{of} = X_{\sigma c} \\ Z'_{of} = n_{cf}^2 Z_{of} = Z_{\sigma c} \end{array} \right.$$

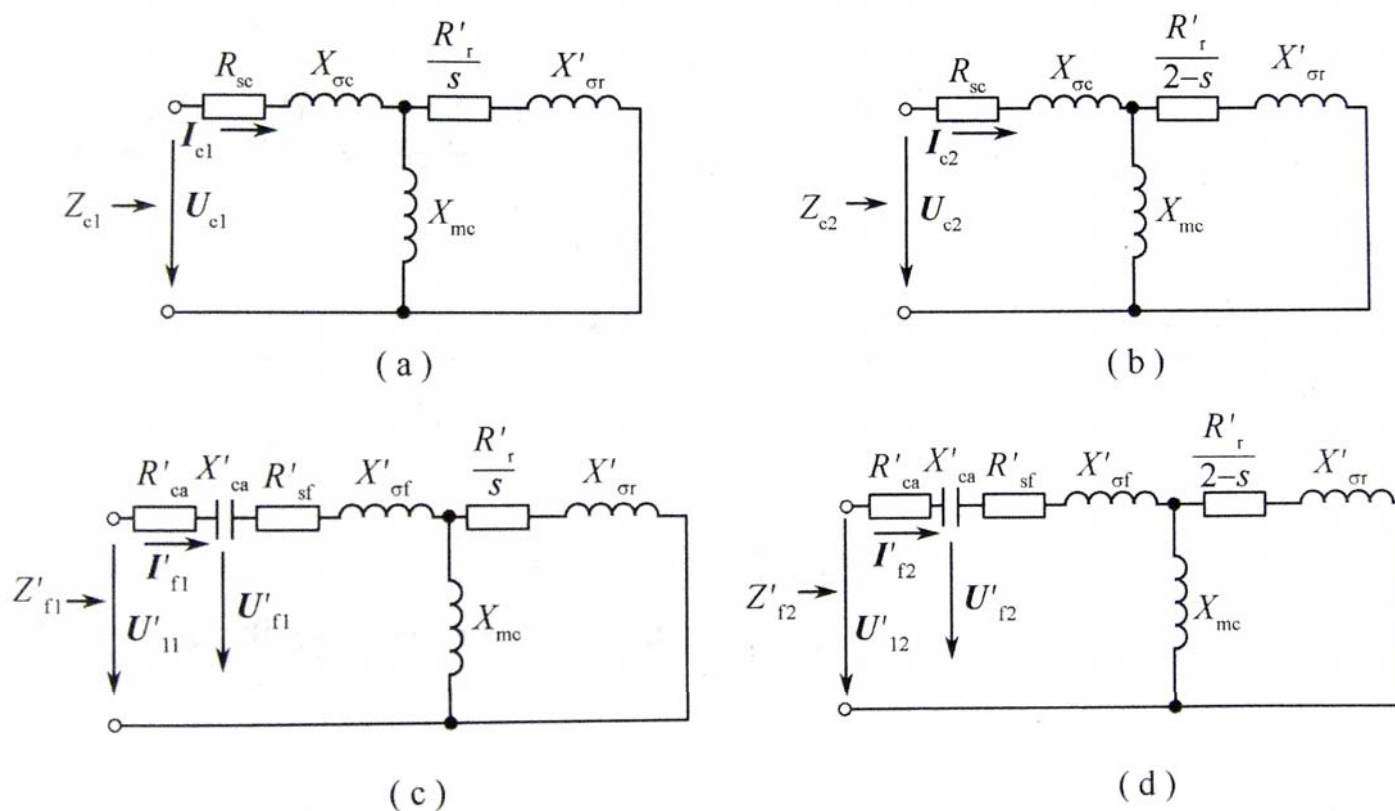
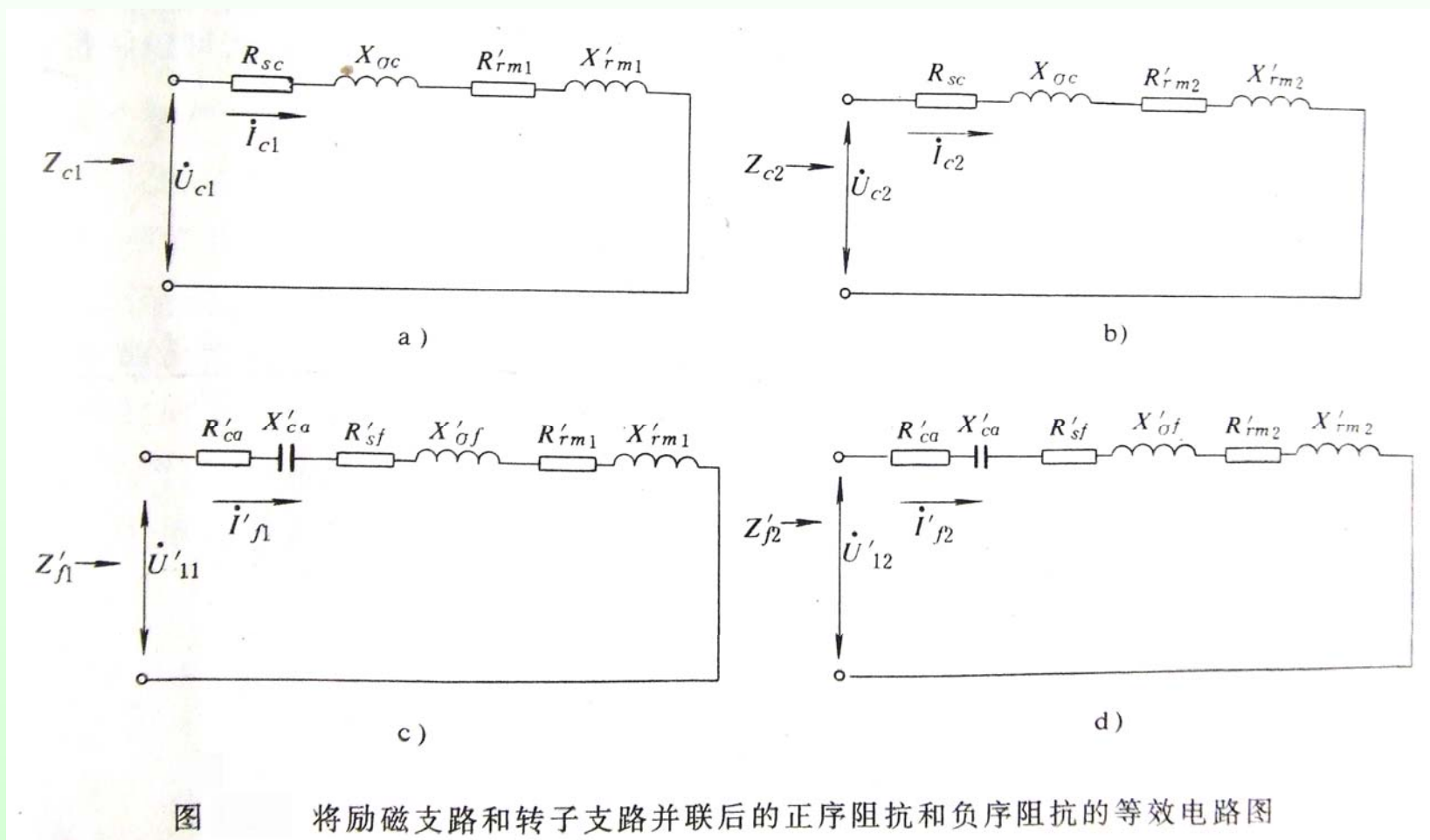
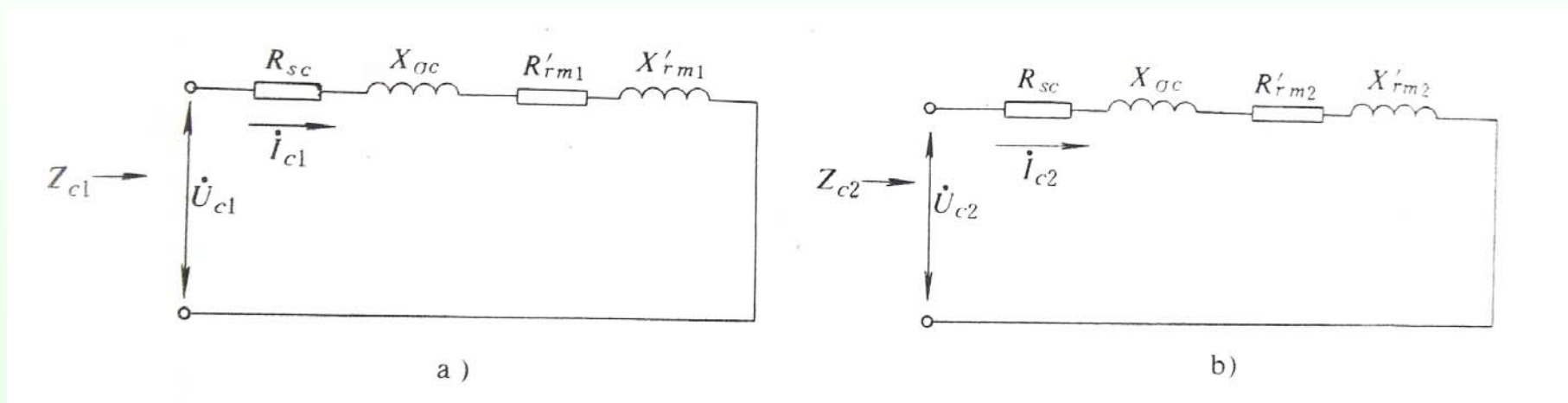


图 两相伺服电动机的正、负序等效电路

将上图中正序阻抗和负序阻抗等效电路中的励磁支路和转子支路并联后，其等效电路变换如下



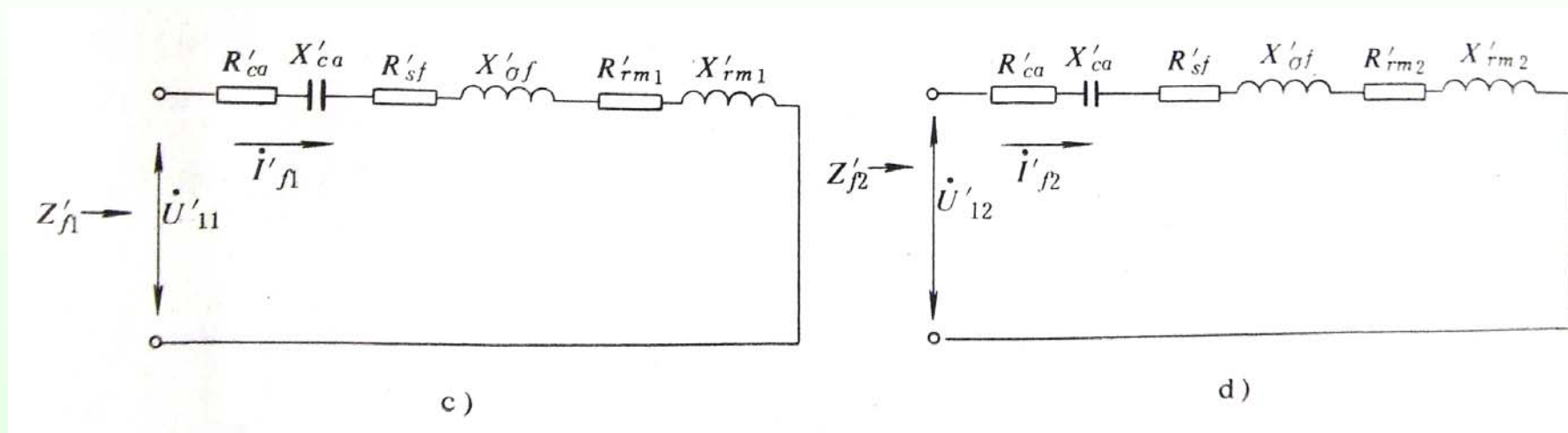
返回



- 从上图可以得出控制绕组的正序阻抗 Z_{c1} 和负序阻抗 Z_{c2}

$$Z_{c1} = Z_{\sigma c} + Z'_{rm1} = (R_{sc} + R'_{rm1}) + j(X_{\sigma c} + X'_{rm1}) = R_{c1} + jX_{c1}$$

$$Z_{c2} = Z_{\sigma c} + Z'_{rm2} = (R_{sc} + R'_{rm2}) + j(X_{\sigma c} + X'_{rm2}) = R_{c2} + jX_{c2}$$



- 同理，励磁绕组回路的正序阻抗 Z'_{f1} 和负序阻抗 Z'_{f2}

$$Z'_{f1} = Z'_{ca} + Z'_{of} + Z'_{rm1} = Z'_{ca} + Z_{c1}$$

$$Z'_{f2} = Z'_{ca} + Z'_{of} + Z'_{rm2} = Z'_{ca} + Z_{c2}$$



(三) 控制绕组和励磁绕组中的电流

$$\begin{array}{l}
 \dot{I}_{c1} = \frac{1}{2}(\dot{I}_c - j\dot{I}_f) \\
 \dot{I}_{c2} = \frac{1}{2}(\dot{I}_c + j\dot{I}_f) \\
 \dot{I}_{f1} = \frac{1}{2}(j\dot{I}_c + \dot{I}_f) \\
 \dot{I}_{f2} = \frac{1}{2}(-j\dot{I}_c + \dot{I}_f)
 \end{array}
 \left. \begin{array}{l} \\ \\ \\ \\ \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{代人} \\ \Rightarrow \end{array} \left\{ \begin{array}{l} \dot{U}_c = \dot{U}_{c1} + \dot{U}_{c2} = \dot{I}_{c1} Z_{c1} + \dot{I}_{c2} Z_{c2} \\ \dot{U}'_1 = \dot{U}'_{11} + \dot{U}'_{12} = \dot{I}'_{f1} Z'_{f1} + \dot{I}'_{f2} Z'_{f2} \end{array} \right.$$



- 便可得出控制绕组电流的对称分量

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{I}_{C1} = \frac{\dot{U}_C Z'_{f2} - j\dot{U}_1 Z_{C2}}{Z_{C1} Z'_{f2} + Z_{C2} Z'_{f1}} \\ \dot{I}_{C2} = \frac{\dot{U}_C Z'_{f1} + j\dot{U}_1 Z_{C1}}{Z_{C1} Z'_{f2} + Z_{C2} Z'_{f1}} \end{array} \right.$$

- 从而也可求出电流 \dot{I}'_{f1} 和 \dot{I}'_{f2}



从而解得控制绕组电流和励磁绕组电流：

$$\dot{I}_c = \dot{I}_{c1} + \dot{I}_{c2}$$

$$\dot{I}_f = \dot{I}_{f1} + \dot{I}_{f2} = j\dot{I}_{c1} - j\dot{I}_{c2}$$



（四）转矩

因两相伺服电动机经常工作在不对称状态，所以电动机中既有正序磁势产生的正向旋转磁场；又有负序磁势产生的反向旋转磁场。

从上图中可以得出，正向旋转磁场的电磁功率为

$$P_{em1} = I_{c1}^2 R_{rm1}' + I_{f1}'^2 R_{rm1}' = 2I_{c1}^2 R_{rm1}'$$

同理，反向旋转磁场的电磁功率为

$$P_{em2} = I_{c2}^2 R_{rm2}' + I_{f2}'^2 R_{rm2}' = 2I_{c2}^2 R_{rm2}'$$



正向旋转磁场将使电动机工作在**电动机**状态，它产生正向电磁转矩 T_{em1} ；而反向旋转磁场则使电动机工作在**电磁制动**状态，它产生反向电磁转矩 T_{em2} ，两相伺服电动机的电磁转矩应为上述两种转矩之差。

由正向旋转磁场产生的电磁转矩为：

$$T_{em1} = \frac{P_{em1}}{\Omega_s} = \frac{60}{2\pi} \frac{P_{em1}}{n_s} = 9.55 \frac{P_{em1}}{n_s}$$



反向旋转磁场产生的电磁转矩为

$$T_{em2} = \frac{P_{em2}}{\Omega_s} = \frac{60}{2\pi} \frac{P_{em2}}{n_s} = 9.55 \frac{P_{em2}}{n_s}$$

式中， Ω_s 为电动机的同步角速度，单位为rad/s； n_s 为电动机的同步转速，单位为r/min； T_{em1} 、 T_{em2} 为电动机的电磁转矩，单位为N·m。

电动机的合成电磁转矩为

$$T_{em} = T_{em1} - T_{em2} = \frac{9.55}{n_s} (P_{em1} - P_{em2}) = \frac{9.55}{n_s} (2I_{c1}^2 R_{rm1}' - 2I_{c2}^2 R_{rm2}')$$



七、各种控制方式时电动机的运行性能

- 两相伺服电动机的运行性能主要是指它的**机械特性和调节特性**。两相伺服电动机的这些特性均为**非线性**，分析起来较为复杂。
- 为了对这种电动机的运行性能有个基本的了解，需要对电动机作一些适当的简化，略去某些次要的因素。通常把这种经过简化后的电动机称为“**理想电机**”。
- 先以**幅值控制**时的“理想电机”为例进行分析，再对两相伺服电动机在各种控制方式下的运行性能作对比研究。

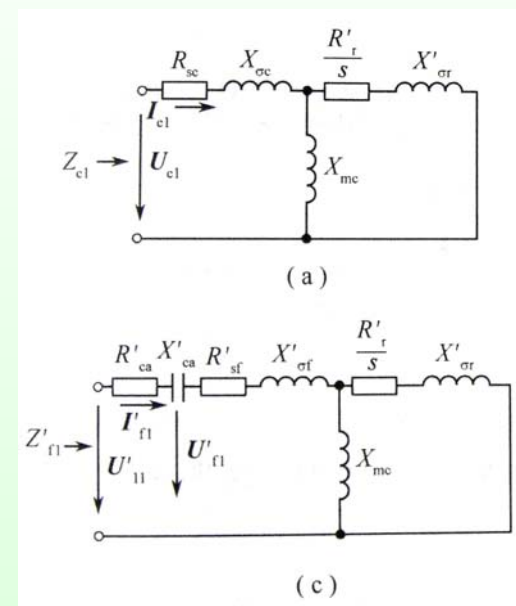


(一) 幅值控制时“理想电机”的运行性能

“理想电机”对实际电机作如下简化：

a) 略去电机漏阻抗中的某些次要部分。令

$$Z_{\sigma c} = 0 \quad Z'_{\sigma f} = 0 \quad X'_{\sigma r} = 0$$



b) 略去电机的励磁电流，即励磁电抗 $X_{mc} \rightarrow \infty$ 励磁支路开路

• 在幅值控制时，因 $Z'_{ca}=0$ ，控制绕组和励磁绕组的正序阻抗和负序阻抗的等效电路可简化如下图：

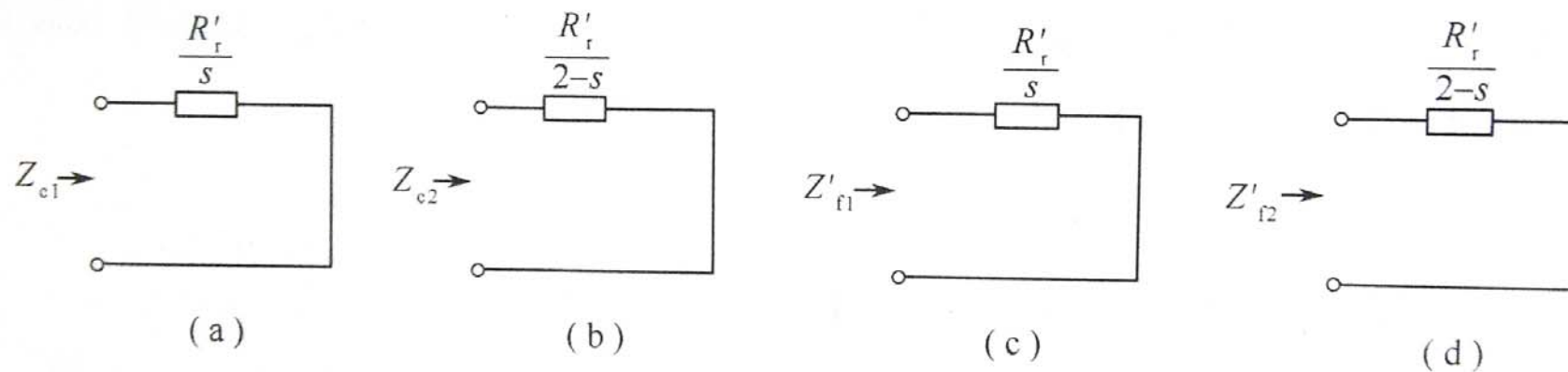


图 “理想电动机”的正序阻抗和负序阻抗等效电路图



- 取电机的同步转速 n_s 为转速的基值，则电动机转速的标么值为：

$$n^* = \frac{n}{n_s}$$

$$\left. \begin{aligned} s &= \frac{n_s - n}{n_s} = 1 - \frac{n}{n_s} = 1 - n^* \\ 2 - s &= 2 - (1 - n^*) = 1 + n^* \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} Z_{c1} = Z'_{f1} &= \frac{R'_r}{s} = \frac{R'_r}{1 - n^*} \\ Z_{c2} = Z'_{f2} &= \frac{R'_r}{2 - s} = \frac{R'_r}{1 + n^*} \end{aligned} \right.$$



- 电机在幅值控制时，因 $\dot{U}_f = \dot{U}_1$ $\beta = \frac{\pi}{2}$
- 若取电源电压 U_1 为电压的基值，则控制电压 U_c 的标么值：

$$\alpha = \frac{U_c}{U_1} \quad \text{--- } \alpha \text{ 也称为电机的信号系数}$$

- 在幅值控制时， U_c 是变量，所以 α 为变量，所以通常是采用控制电压和折合后的电源电压之比 α' ，并称之为有效信号系数，即

$$\alpha' = \frac{U_c}{U_1'} = \frac{U_c}{n_{cf}U_1} = \frac{\alpha}{n_{cf}}$$



- 又 $U_c = \alpha U_1 = \alpha' U_1'$

\dot{U}_c 的相位较 \dot{U}_1 滞后 90°

$$\dot{U}_c = -j\alpha \dot{U}_1 = -j\alpha' \dot{U}_1'$$



$$\left. \begin{aligned}
 \dot{U}_c &= -j\alpha \dot{U}_1 = -j\alpha' \dot{U}'_1 \\
 Z_{c1} &= Z'_{f1} = \frac{R'_r}{s} = \frac{R'_r}{1-n^*} \\
 Z_{c2} &= Z'_{f2} = \frac{R'_r}{2-s} = \frac{R'_r}{1+n^*}
 \end{aligned} \right\} \text{代入方程}$$

$$\dot{I}_{c1} = \frac{\dot{U}_c Z'_{f2} - j\dot{U}'_1 Z_{c2}}{Z_{c1} Z'_{f2} + Z_{c2} Z'_{f1}}$$

$$\dot{I}_{c2} = \frac{\dot{U}_c Z'_{f1} + j\dot{U}'_1 Z_{c1}}{Z_{c1} Z'_{f2} + Z_{c2} Z'_{f1}}$$

$$\longrightarrow \dot{I}_{c1} = -j \frac{\dot{U}'_1}{2R'_r} (1 + \alpha') (1 - n^*)$$

$$\dot{I}_{c2} = j \frac{\dot{U}'_1}{2R'_r} (1 - \alpha') (1 + n^*)$$



- I_{c1} 和 I_{c2} , Z_{c1} 和 Z_{c2} 四个值代入电磁转矩数值方程

$$T_{em} = T_{em1} - T_{em2} = \frac{9.55}{n_s} (p_{em1} - p_{em2}) = \frac{9.55}{n_s} (2I_{c1}^2 R_{rm1}' - 2I_{c2}^2 R_{rm2}')$$

- 电磁转矩方程表示为:

$$T_{em} = \frac{9.55 U_1'^2}{n_s R_r} [2\alpha' - n^* (1 + \alpha'^2)]$$



- 幅值控制时，若要获得圆形旋转磁场，必须使负序磁势分量为零，即 $\dot{I}_{c2} = 0$

$$\text{由公式} \begin{cases} \dot{I}_{c1} = -j \frac{\dot{U}'_1}{2R_r} (1 + \alpha') (1 - n^*) \\ \dot{I}_{c2} = j \frac{\dot{U}'_1}{2R_r} (1 - \alpha') (1 + n^*) \end{cases}$$

- 可知，应使 $\alpha' = 1$

$$\text{则 } \dot{U}_c = -j\alpha\dot{U}_1 = -j\alpha'\dot{U}'_1 \quad \Longrightarrow \quad \dot{U}_c = -j\dot{U}'_1$$

- 也就是折合后的两相绕组上，外施两相对称电压，所以电机中必然是圆形旋转磁场。



- 若选取**圆形旋转磁场时堵转转矩** T_{ko} 作为转矩的基值

$$T_{em} = \frac{9.55}{n_s} \frac{U_1'^2}{R_r} [2\alpha' - n^* (1 + \alpha'^2)] \implies T_{ko} = 2 \frac{9.55}{n_s} \frac{U_1'^2}{R_r}$$

- 相应电磁转矩的标么值为

$$T^* = \frac{T_{em}}{T_{ko}} = \alpha' - \frac{1 + \alpha'^2}{2} n^*$$

- **该式则表示了“理想电机”的机械特性。**
- 由该式可知，当控制电压不变时，即 α' 为常数，转矩 T^* 和转速 n^* 为线形关系。



- 当理想空载时，即 $T^*=0$ ，则理想空载转速可由上式得出，

$$T^* = \frac{T_{em}}{T_{ko}} = \alpha' - \frac{1 + \alpha'^2}{2} n^* \quad \rightarrow \quad \alpha' - \frac{1 + \alpha'^2}{2} n_0^* = 0 \quad \rightarrow \quad n_0^* = \frac{2\alpha'}{1 + \alpha'^2}$$

- 由该式可知，只有当 $\alpha'=1$ 即圆形旋转磁场时，电动机的理想空载转速才能达到同步转速， $n_0^*=1$
- 当 $\alpha' \neq 1$ 理想空载转速总是低于同步转速， $n_0^* < 1$



- 只是因为，当 $\alpha' \neq 1$

电机中为椭圆形旋转磁场，即包含有**负序旋转磁场**

它将产生**制动转矩**，相当于电动机轴上带有一定的负载，使得电动机的转速低于同步转速。因此，两相电压的不对称程度越大，即负序磁场越强，它所产生的制动转矩也越大，电机的理想空载转速就越低。



- 电机堵转时，即 $n^*=0$ ，堵转转矩为

$$T^* = \frac{T_{em}}{T_{ko}} = \alpha' - \frac{1 + \alpha'^2}{2} n^* \longrightarrow T_k^* = \alpha'$$

即电机堵转转矩标么值 T_k^* 等于有效信号系数值 α'

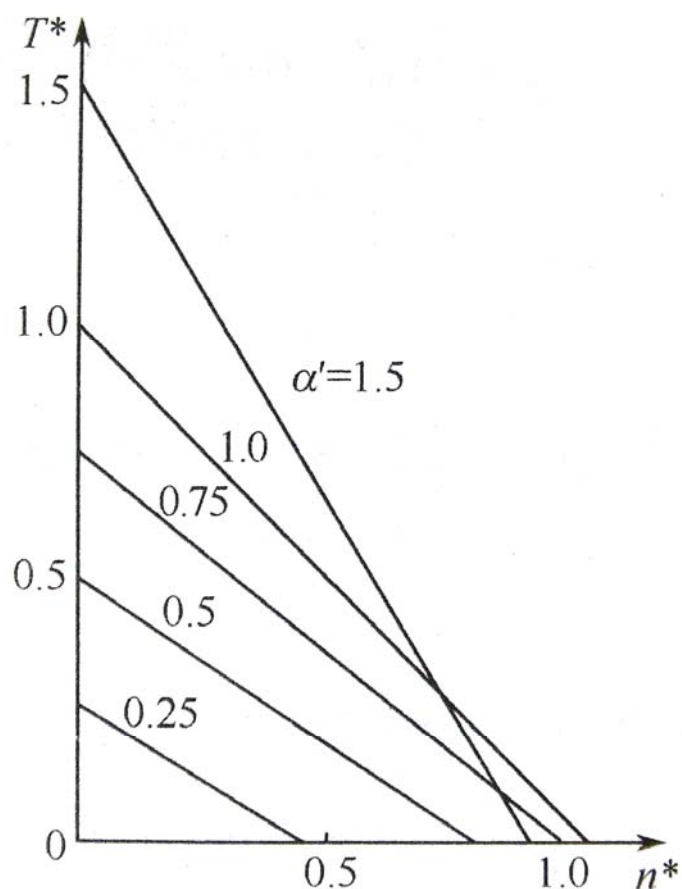


图 “理想电动机”幅值
控制时的机械特性曲线

- 当控制电压不同，即有效信号系数不同时，“理想电机”的机械特性如图所示。它们是一组直线。

$$T^* = \frac{T_{em}}{T_{ko}} = \alpha' - \frac{1 + \alpha'^2}{2} n^*$$



$$T^* = \frac{T_{em}}{T_{ko}} = \alpha' - \frac{1 + \alpha'^2}{2} n^* \quad \longrightarrow \quad n^* = \frac{2(\alpha' - T^*)}{1 + \alpha'^2}$$

- 由该式可画出“理想电机”在幅值控制时的调节特性曲线。电机在不同转矩 T^* 时的调节特性曲线如图所示。

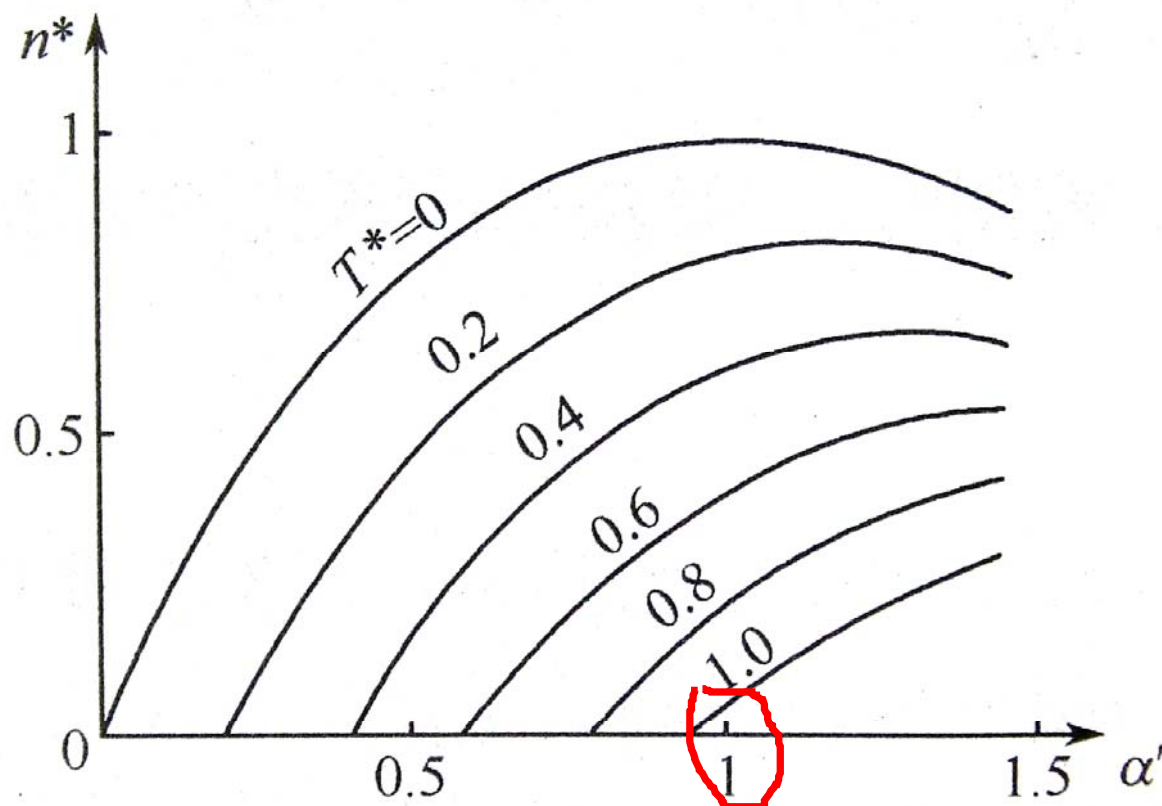


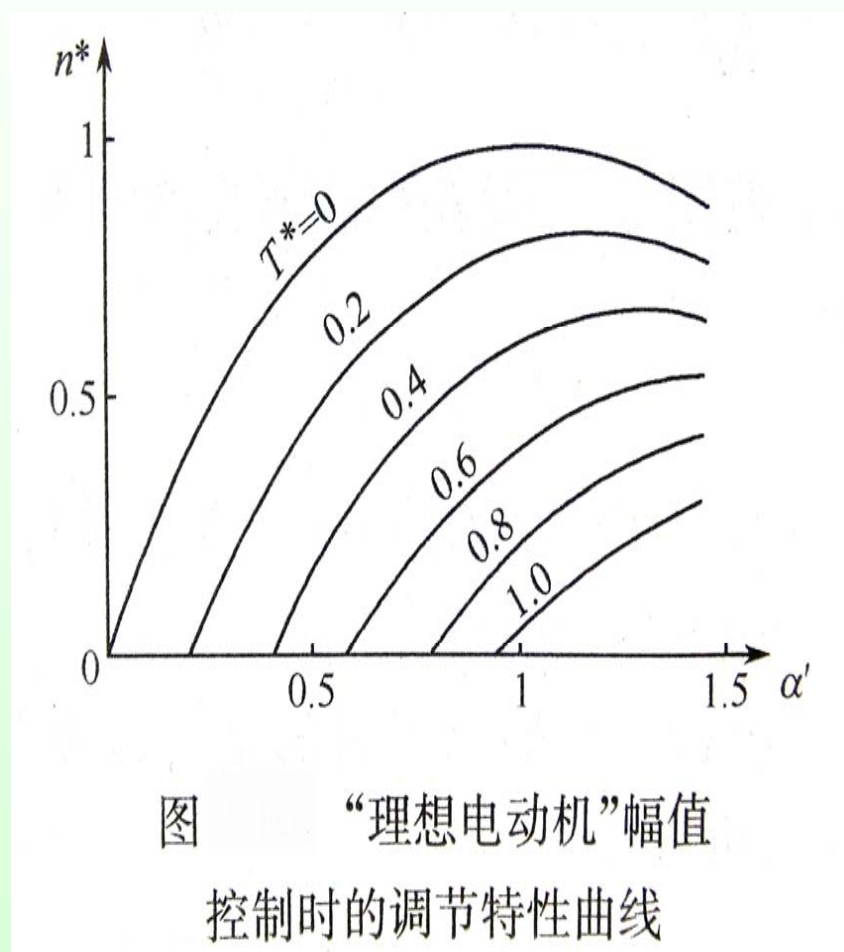
图 “理想电动机”幅值控制时的调节特性曲线

$$n^* = \frac{2(\alpha' - T^*)}{1 + \alpha'^2}$$

- 由图和公式可以看出，“理想电机”在幅值控制时，其调节特性曲线是非线性的，只是在特性的起始部分才近于线性。由公式可知，只有当有效信号系数很小时，分母项才近似等于1。此时电机的转速 n^* 近似于有效信号系数成线性关系。
- 为使电机能运行在调节特性的线性段范围内，应使它在较小的有效信号系数值和较小的转速标么值下运行。（书上具体例子）。

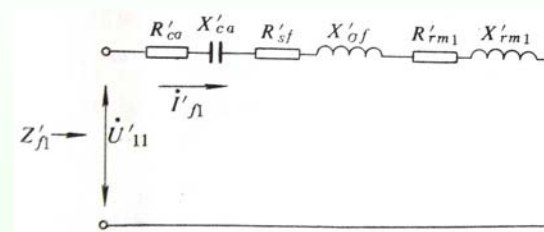


- 调节特性曲线和横坐标轴的交点，表示在一定的负载转矩（即一定的 T^* 值）时，伺服电动机开始转动的最小控制电压值。从调节特性图也可看出，**始动电压的标么值与电磁转矩的标么值相等**。如果控制电压过小，即有效信号系数小于转矩的标么值，电机便不能起动。因此，调节特性曲线和横坐标轴的交点至坐标原点之间的这一范围，反映了伺服电动机在一定负载转矩下的失灵区。





(二) 两相伺服电动机的机械特性



• 1) 幅值控制

两相伺服电动机在幅值控制时，控制电压 U_c 和电源电压 U_1 始终保持相位角 $\beta=90^\circ$ 电角度，且励磁绕组回路中不串联电容器，即 $Z'_{ca} = 0$

• 励磁绕组回路的正序阻抗和负序阻抗

$$\left. \begin{aligned} Z'_{f1} &= Z'_{ca} + Z'_{of} + Z'_{rm1} = Z'_{ca} + Z_{c1} \\ Z'_{f2} &= Z'_{ca} + Z'_{of} + Z'_{rm2} = Z'_{ca} + Z_{c2} \end{aligned} \right\} \longrightarrow \left. \begin{aligned} Z'_{f1} &= Z_{c1} \\ Z'_{f2} &= Z_{c2} \end{aligned} \right\}$$

又 $\dot{U}_c = -j\alpha \dot{U}_1 = -j\alpha' \dot{U}'_1$



- 将上述结果代入下式

$$\dot{I}_{C1} = \frac{\dot{U}_C Z'_{f2} - j\dot{U}'_1 Z_{C2}}{Z_{C1} Z'_{f2} + Z_{C2} Z'_{f1}} \quad \dot{I}_{C2} = \frac{\dot{U}_C Z'_{f1} + j\dot{U}'_1 Z_{C1}}{Z_{C1} Z'_{f2} + Z_{C2} Z'_{f1}}$$

- 可得出幅值控制时控制绕组电流的正序分量和负序分量为

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{C1} &= -j \frac{\dot{U}'_1}{2Z_{C1}} (1 + \alpha') \\ \dot{I}_{C2} &= j \frac{\dot{U}'_1}{2Z_{C2}} (1 - \alpha') \end{aligned} \right\}$$



- 将上式结果代入公式

$$T_{em} = T_{em1} - T_{em2} = \frac{9.55}{n_s} (p_{em1} - p_{em2}) = \frac{9.55}{n_s} (2I_{c1}^2 R_{rm1}' - 2I_{c2}^2 R_{rm2}')$$

可得到电磁转矩

$$T_{em} = \frac{9.55}{n_s} \frac{U_1'^2}{2} \left[\frac{R_{rm1}'}{Z_{c1}^2} (1 + \alpha')^2 - \frac{R_{rm2}'}{Z_{c2}^2} (1 - \alpha')^2 \right]$$



- 同样，选取圆形旋转磁场时的堵转转矩作为转矩的基值。
- 通过计算得到幅值控制转矩的基值为（推导过程见书P34）

$$T_{ko} = \frac{9.55}{n_s} \frac{2U_1'^2}{Z_{ck}^2} R'_{rmk}$$

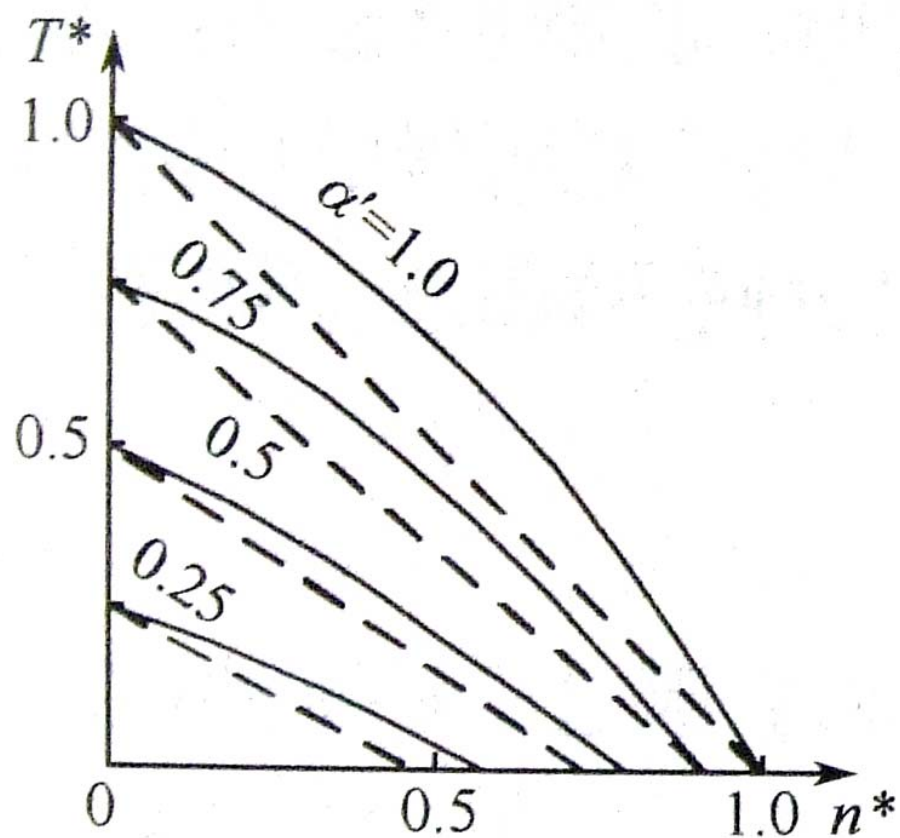


- 电磁转矩的标么值

$$T^* = \frac{T_{em}}{T_{ko}} = \frac{Z_{ck}^2 R'_{rm1}}{Z_{c1}^2 R'_{rmk}} \left(\frac{1 + \alpha'}{2} \right)^2 - \frac{Z_{ck}^2 R'_{rm2}}{Z_{c2}^2 R'_{rmk}} \left(\frac{1 - \alpha'}{2} \right)^2$$

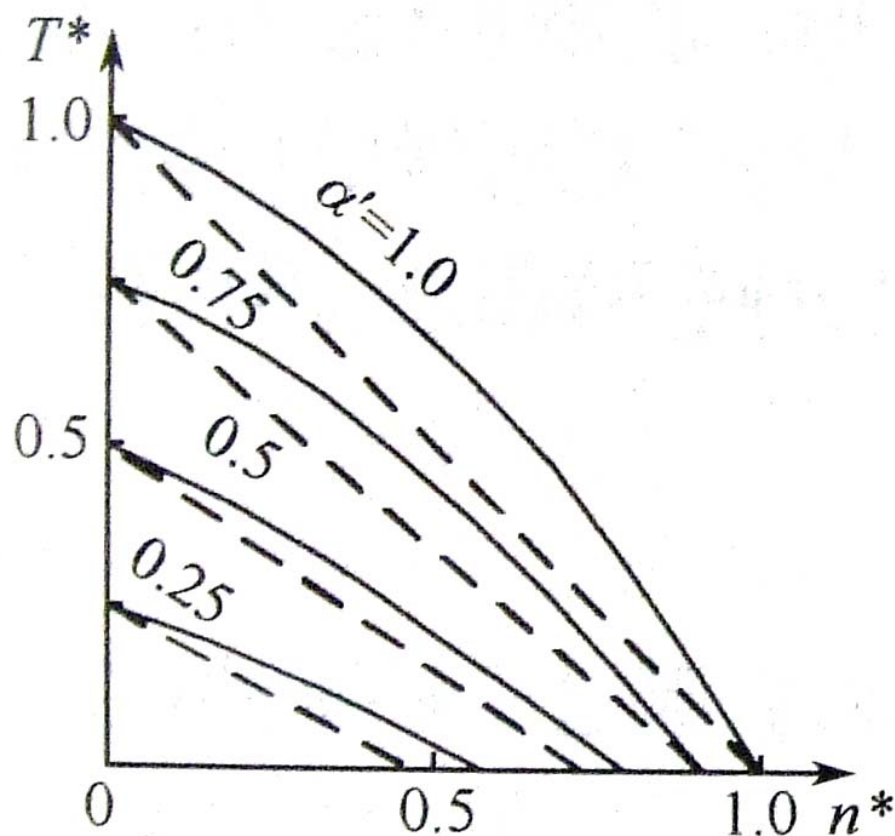
- 上式中，阻抗 Z_{c1} 、 Z_{c2} 、 R'_{rm1} 、 R'_{rm2} 均为转速的函数，所以当控制电压不变，即有效信号系数为常数时，该式就表示了电动机的转矩和转速的关系。**因此上式即为两相伺服电动机幅值控制时的机械特性。**

- 图形如下：



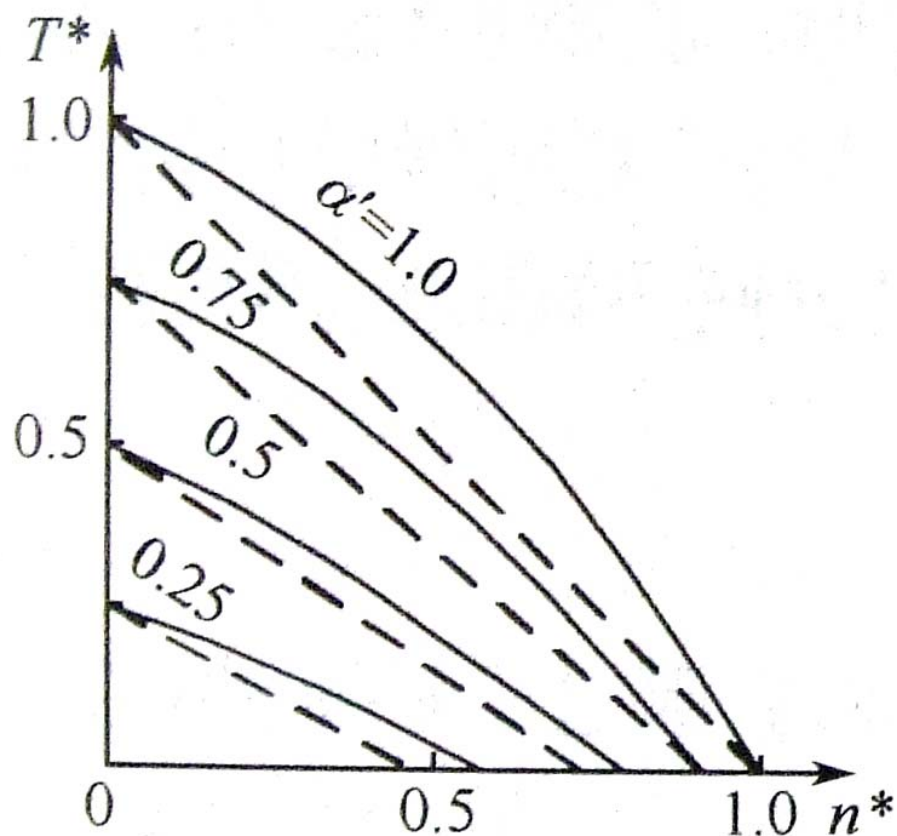
(a) 幅值控制

- 从图中可以看出，幅值控制时两相伺服电动机的机械特性曲线已不是直线，而是一组曲线。但是它与“理想电机”的机械特性曲线还是较为接近的。
- 还可看出，幅值控制时两相伺服电动机的堵转转矩的标么值和“理想电机”一样，都等于有效信号系数。这一点也可通过公式来证明。



(a) 幅值控制

- 从图中还可以看出，和“理想电机”一样，只有当有效信号系数 $\alpha' = 1$ ，即圆形旋转磁场时，两相伺服电动机的理想空载转速才为同步转速。而有效信号系数 $\alpha' \neq 1$ ，即椭圆形旋转磁场时，电机的理想空载转速均低于同步转速。



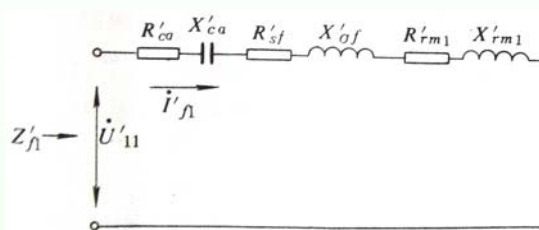
(a) 幅值控制

• 从图中还可看出，似乎在同样的有效信号系数时，两相伺服电动机比“理想电机”有较高的转矩值，这只是对转矩标么值而言的。

• 对实际转矩值来讲，则是相反的，即在同样的有效信号系数下，两相伺服电动机比“理想电机”的转矩要小，这是因为在该图中，两种电机各自选取了不同的转矩基值。其中“理想电机”的转矩基值要比两相伺服电动机的大得多，所以按实际转矩值来比，还是“理想电机”的大。



2) 相位控制



- 两相伺服电动机在相位控制时，控制电压 U_c 始终保持和电源电压的折合值 U'_c 大小相等，而电压之间的相位角 β 在 0° - 90° 之间变化，又励磁绕组回路中不串联电容器，即 $Z'_{ca}=0$ 。

$$\left. \begin{aligned} Z'_{f1} &= Z'_{ca} + Z'_{of} + Z'_{rm1} = Z'_{ca} + Z_{c1} \\ Z'_{f2} &= Z'_{ca} + Z'_{of} + Z'_{rm2} = Z'_{ca} + Z_{c2} \end{aligned} \right\} \longrightarrow \left. \begin{aligned} Z'_{f1} &= Z_{c1} \\ Z'_{f2} &= Z_{c2} \end{aligned} \right\}$$

又 $\dot{U}_c = \dot{U}'_1 e^{-j\beta}$



- 将上述结果代入下式

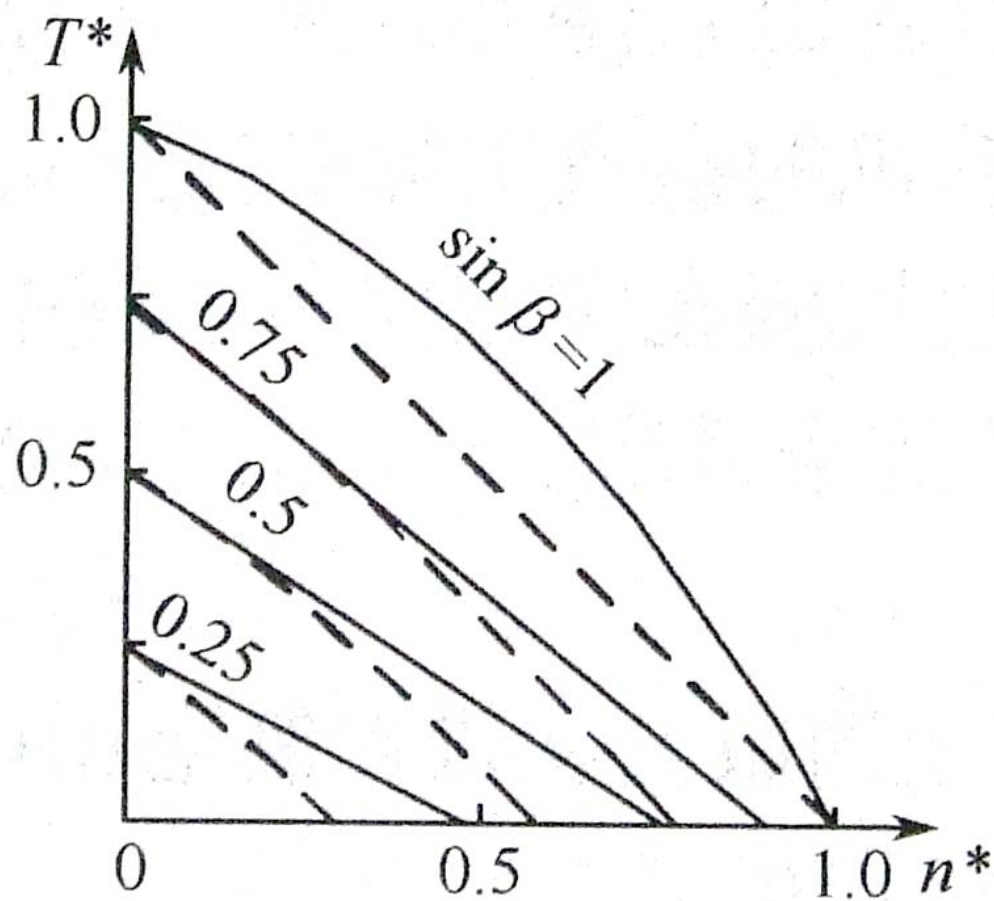
$$I_{c1} = \frac{\dot{U}_c Z'_{f2} - j\dot{U}_1 Z'_{c2}}{Z_{c1} Z'_{f2} + Z_{c2} Z'_{f1}} \quad I_{c2} = \frac{\dot{U}_c Z'_{f1} + j\dot{U}_1 Z'_{c1}}{Z_{c1} Z'_{f2} + Z_{c2} Z'_{f1}}$$

- 可得出相位控制时控制绕组电流的正序分量和负序分量。
- 再将电流的正序分量和负序分量的模值的平方代入公式

$$T_{em} = T_{em1} - T_{em2} = \frac{9.55}{n_s} (p_{em1} - p_{em2}) = \frac{9.55}{n_s} (2I_{c1}^2 R_{rm1}' - 2I_{c2}^2 R_{rm2}')$$

- 这样可得到电磁转矩关系，即相位控制时的机械特性。

因相位控制在实际控制系统中很少使用，就不作详细推导。并采用与幅值控制时相类似的方法，选用一台实际电机的参数用标幺值进行计算。

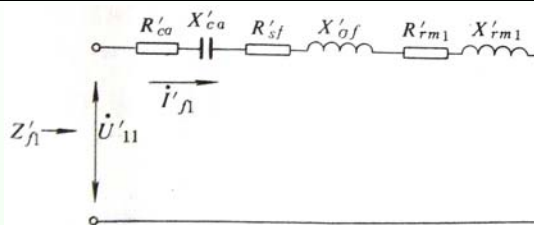


(b) 相位控制

•通常将 $\sin \beta$ 称为
相位控制时的信
号系数



3) 幅值-相位控制



- 两相伺服电动机在幅值-相位控制时，控制电压与电源电压同相位，而大小在改变，并在励磁绕组回路中串联电容器C。

$$\left. \begin{aligned} Z'_{f1} &= Z'_{ca} + Z'_{of} + Z'_{rm1} = Z'_{ca} + Z_{c1} \\ Z'_{f2} &= Z'_{ca} + Z'_{of} + Z'_{rm2} = Z'_{ca} + Z_{c2} \end{aligned} \right\} \longrightarrow \left. \begin{aligned} Z'_{f1} &= Z'_{ca} + Z_{c1} \\ Z'_{f2} &= Z'_{ca} + Z_{c2} \end{aligned} \right\}$$

$$\text{又} \quad \begin{aligned} \dot{U}_c &= \alpha' \dot{U}'_1 \\ \dot{U}'_f &= \dot{U}'_1 - \dot{U}'_{ca} \end{aligned}$$



•将上述结果代入下式

$$\dot{I}_{C1} = \frac{\dot{U}_C Z'_{f2} - j\dot{U}'_1 Z_{C2}}{Z_{C1} Z'_{f2} + Z_{C2} Z'_{f1}}$$

$$\dot{I}_{C2} = \frac{\dot{U}_C Z'_{f1} + j\dot{U}'_1 Z_{C1}}{Z_{C1} Z'_{f2} + Z_{C2} Z'_{f1}}$$



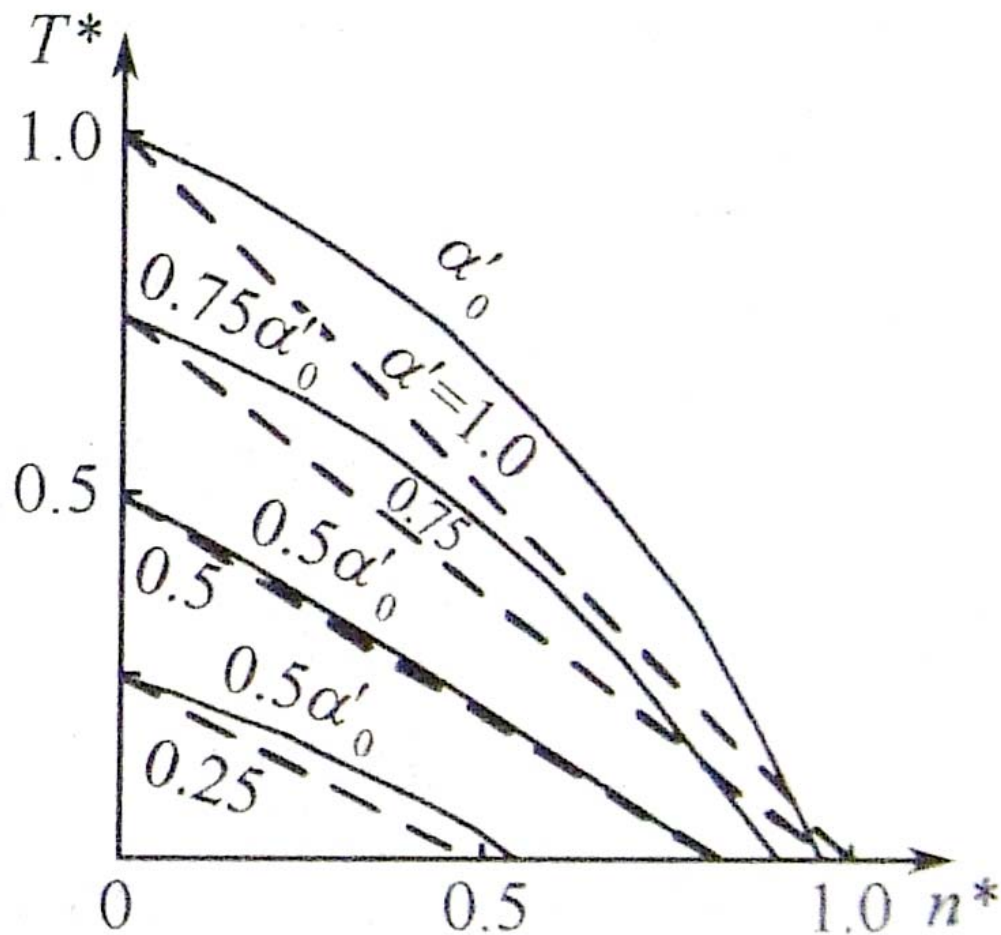
- 可得幅值-相位控制时控制绕组电流的正序分量电流和负序分量电流，即

$$\dot{I}_{c1} = \dot{U}'_1 \frac{\alpha' Z'_{f2} - jZ_{c2}}{Z_{c1} Z'_{f2} + Z_{c2} Z'_{f1}} \quad \dot{I}_{c2} = \dot{U}'_1 \frac{\alpha' Z'_{f1} + jZ_{c1}}{Z_{c1} Z'_{f2} + Z_{c2} Z'_{f1}}$$

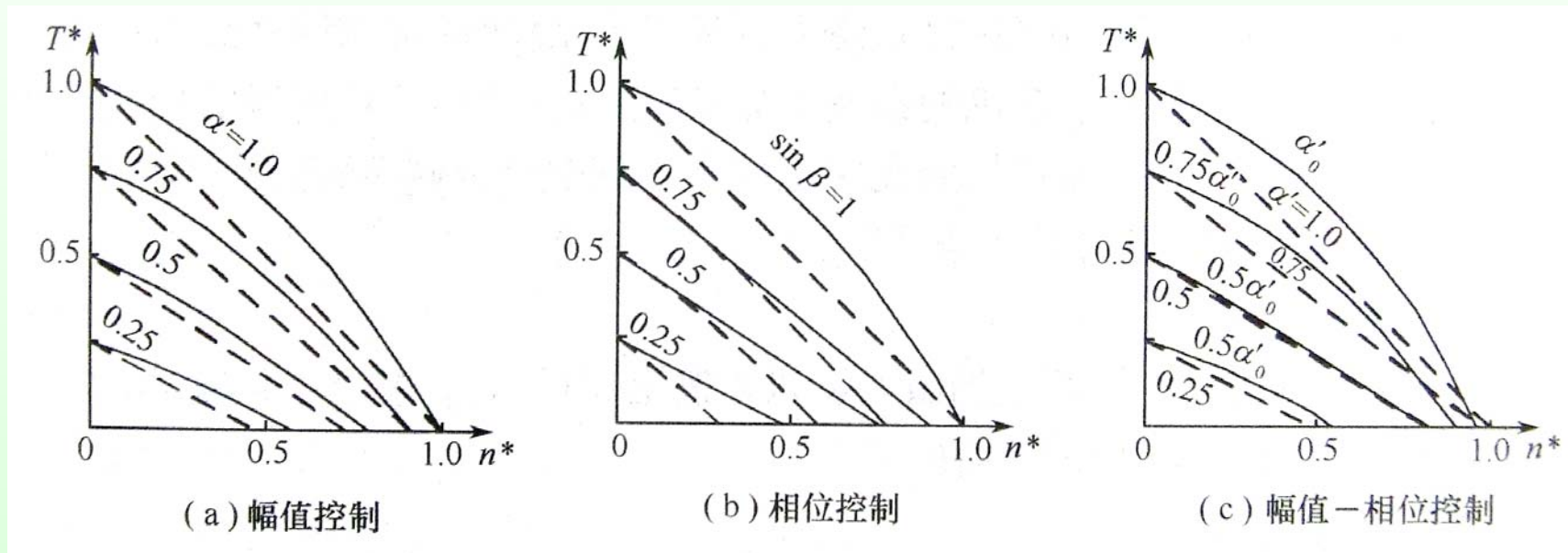
- 同样，将电流 I_{c1} 和 I_{c2} 模值的平方代入式

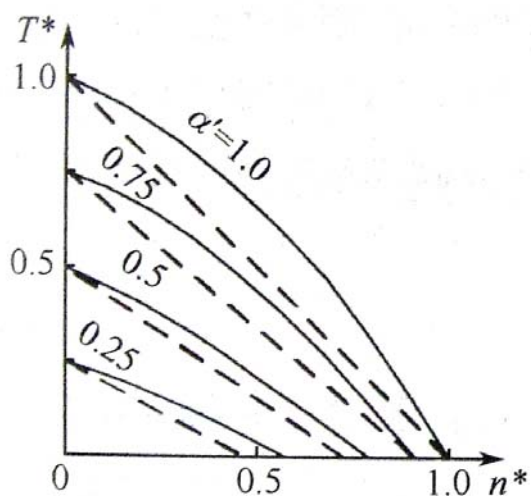
$$T_{em} = T_{em1} - T_{em2} = \frac{9.55}{n_s} (p_{em1} - p_{em2}) = \frac{9.55}{n_s} (2I_{c1}^2 R_{rm1}' - 2I_{c2}^2 R_{rm2}')$$

- 这样就得到电磁转矩关系，即幅值-相位控制时的机械特性。

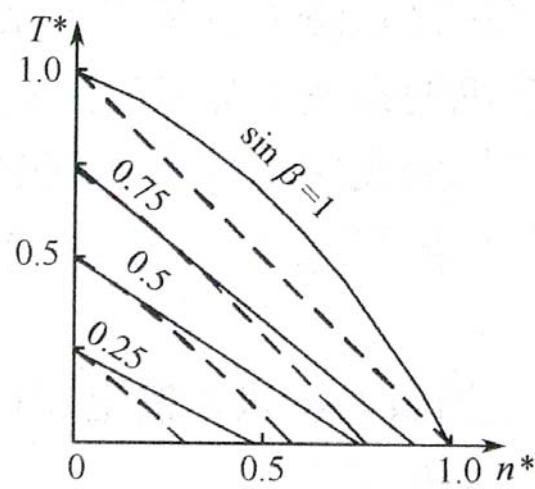


(c) 幅值—相位控制

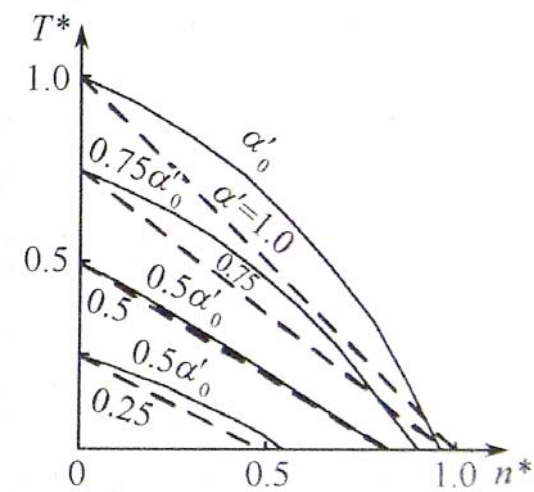




(a) 幅值控制



(b) 相位控制



(c) 幅值-相位控制

• 小结:

比较两相伺服电动机在三种控制方式时的机械特性可以看出:

- (a) 若堵转转矩的标么值相同, 对应于同一转速下, 一般而言 (接近于理想空载转速处除外), 幅值-相位控制时电机的转矩标么值较大, 而相位控制时为最小。
- (b) 从机械特性的线性度进行比较, 则相位控制时为最好, 而幅值-相位控制时为最差。



(三) 调节特性

- 两相伺服电动机的调节特性是指电磁转矩不变时，转速随控制电压大小而变化的关系，即 $T^* = \text{常数}$ ， $n^* = f(\alpha')$ 或 $n^* = f(\sin\beta)$ 。
- 从电机的转矩表达式直接推出调节特性是相当繁杂的，所以各种控制方式下电机的调节特性，都是通过相应的机械特性曲线，用作图法直接求得。即选定某一转矩值后，再由机械特性曲线上找出转速和相对应的信号系数，并绘成曲线。

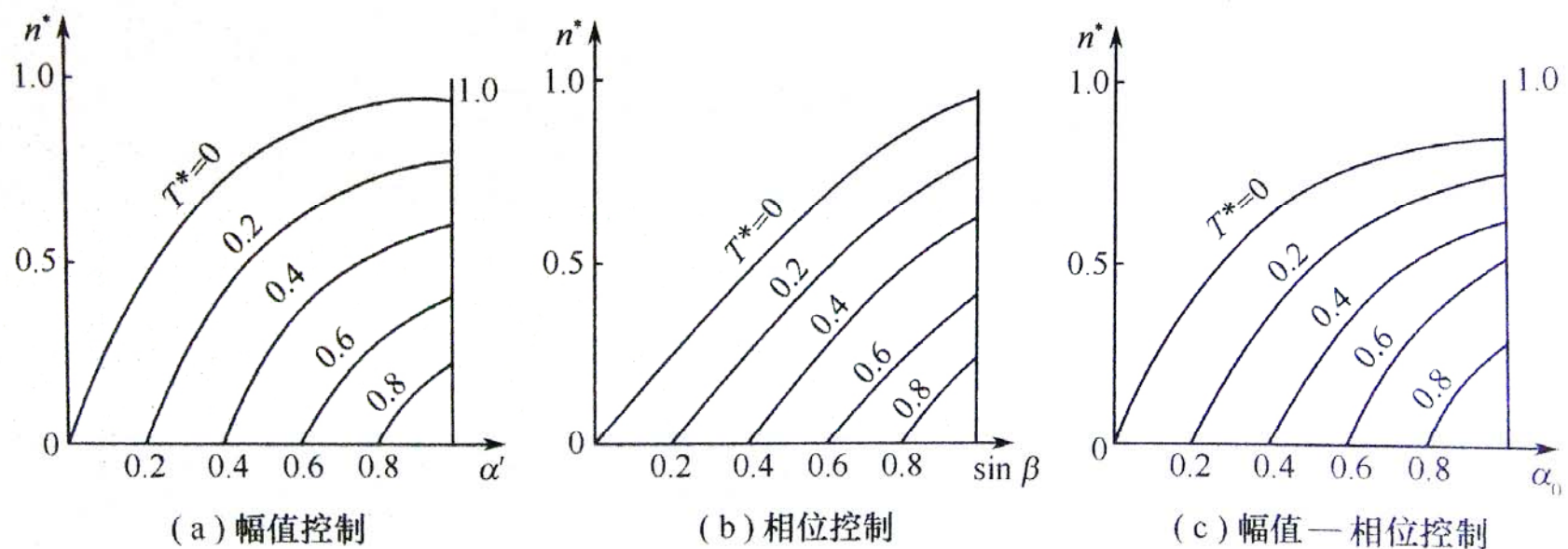


图 两相伺服电动机的调节特性

- 从上图中可以看出，两相伺服电动机在三种不同控制方式下的调节特性都不是线性关系。只在**转速标么值较小**和**信号系数不大**的范围内才近于线性关系。它们和“理想电机”的调节特性相比，并没有本质的差别。
- 比较三种不同控制方式下的调节特性可以看出，**相位控制时调节特性的线性度最好**，而**幅值控制和幅值-相位控制时都较差**。



（四）输出特性

- 两相伺服电动机的输出特性是指在一定的控制电压下，电机的输出机械功率与转速之间的关系，即当 $\alpha' = \text{常数}$ 或 $\sin \beta = \text{常数}$ 时， $P_2^* = f(n^*)$ 。输出机械功率等于转速与转矩的乘积。即

$$P_2^* = T^* n^*$$

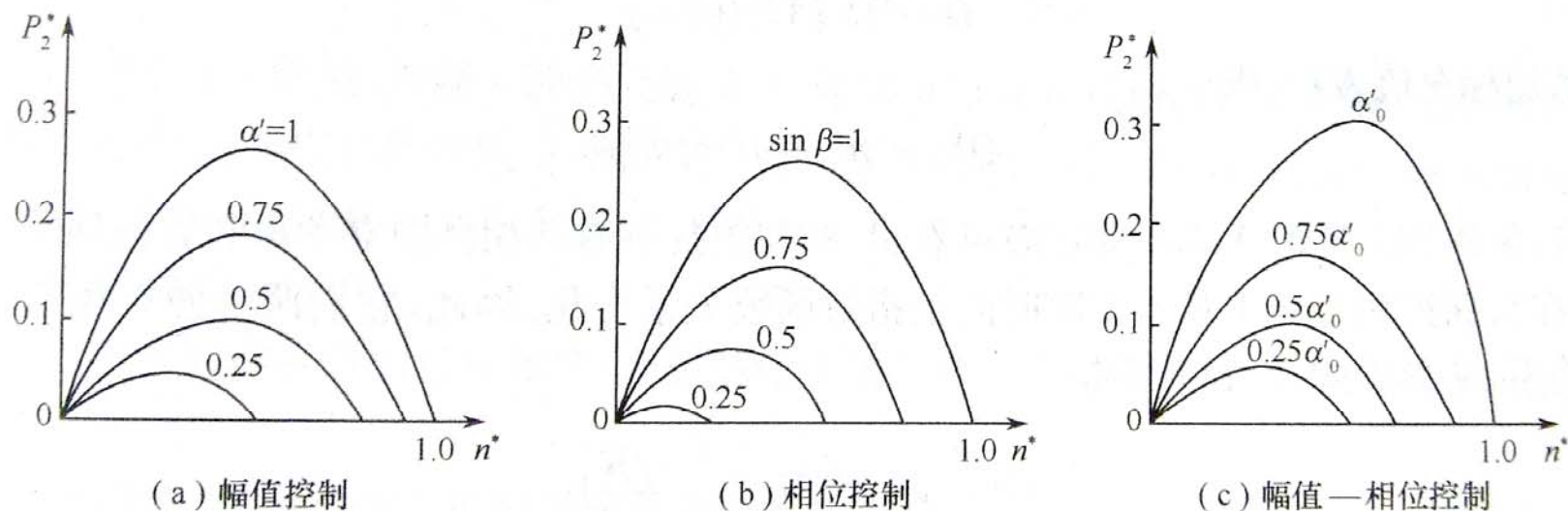
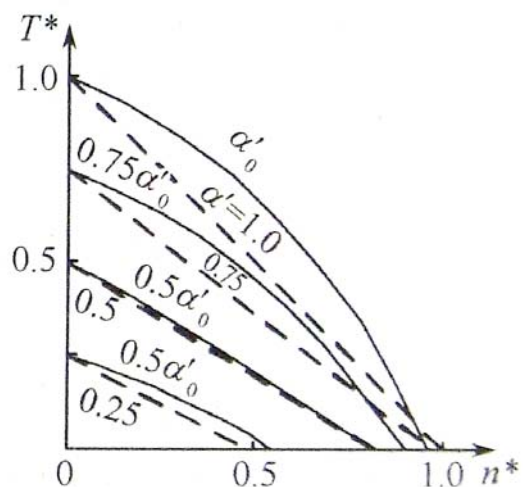
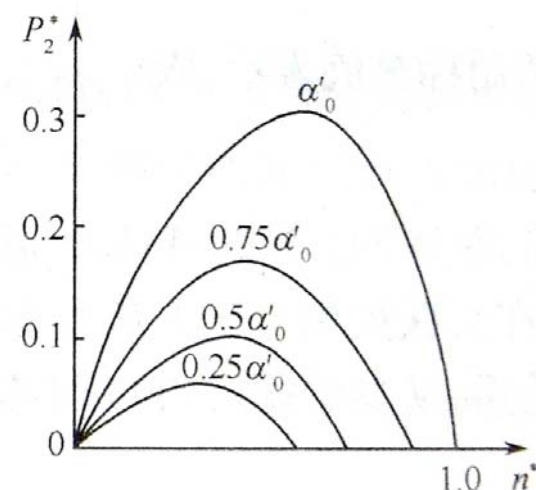


图 两相伺服电动机的输出特性曲线组

- 上图表示了三种不同控制方式下电机的输出特性曲线组。从图中可以看出：
 1. 当电机在堵转时 ($n^*=0$) 和理想空载时 ($T^*=0$)，其输出机械功率都为零，而最大输出机械功率通常出现在理想空载转速的0.55倍左右处。
 2. 当信号系数减少时，不仅使最大输出机械功率值减小，并使出现该值时的转速向较低的方向偏移。
 3. 在相应的信号系数时幅值-相位控制时最大输出机械功率值较大，而相位控制时较小。



(c) 幅值—相位控制



(c) 幅值—相位控制

- 以上分析可以看出，幅值-相位控制时电机的机械特性线性度较差，但它有较大的输出机械功率，又不需要附加复杂的移相设备就能在单相交流电源上获得控制电压和励磁电压的分相，因此在实际应用中它是最常见的一种控制方式。



八、两相伺服电动机和直流伺服电动机的性能比较

(一) 机械特性和调节特性

- 直流伺服电动机的机械特性和调节特性均为**线性关系**，且在不同的控制电压下，机械特性曲线**互相平行**，**斜率不变**。
- 两相伺服电动机的机械特性和调节特性均为**非线性关系**，且在不同的控制电压下，理想线性机械特性**也不是相互平行的**。



(二) 体积、重量和效率

- 为了满足控制系统对电动机性能的要求，**转子电阻就得相当大**，又电机经常运行在椭圆形旋转磁场下，由于**负序磁场的存在要产生制动转矩**，使**电磁转矩减少**，并使电动机的**损耗增大**。
- 当输出功率相同时，两相伺服电动机要比直流伺服电动机的**体积大、重量大、效率低**。所以两相伺服电动机只适合于小功率系统，对于功率较大的制动系统，则普遍采用直流伺服电动机。



(三) 动态响应

- 电动机动态响应的快速性常常以机电时间常数来衡量。
- 直流伺服电动机的转子上带有电枢和换向器，**它的转动惯量要比两相伺服电动机大些**。若两电机的空载转速相同，而**直流伺服电动机的堵转转矩要比两相伺服电动机大得多**。综合比较，它们的机电时间常数较为接近。
- 在负载时，若电动机所带**负载的转动惯量较大**，两种电机系统的总惯量就**相差不多**，这时直流伺服电机系统的机电时间常数反而比两相伺服电机系统的机电时间常数**小**。



(四) “自转”现象

- 对于两相伺服电动机，若参数选择不适当，或制造工艺上带来缺陷，都会使电动机在单相状态下产生“自转”现象。
- 直流伺服电动机不存在“自转”现象。



（五）电刷和换向器的滑动接触

- 直流伺服电动机由于存在着电刷和换向器因而使**结构复杂，制造困难**。又电刷与换向器之间**存在滑动接触和电刷接触电阻的不稳定**，这些都将影响到电动机的**稳定性**。另外，直流伺服电动机中存在着换向器火花，它即会引起**对无线电通讯的干扰**，又会给运行和维护带来麻烦。
- 两相伺服电动机结构简单，运行可靠，**适宜在不易检修的场合使用**。



(六) 放大器装置

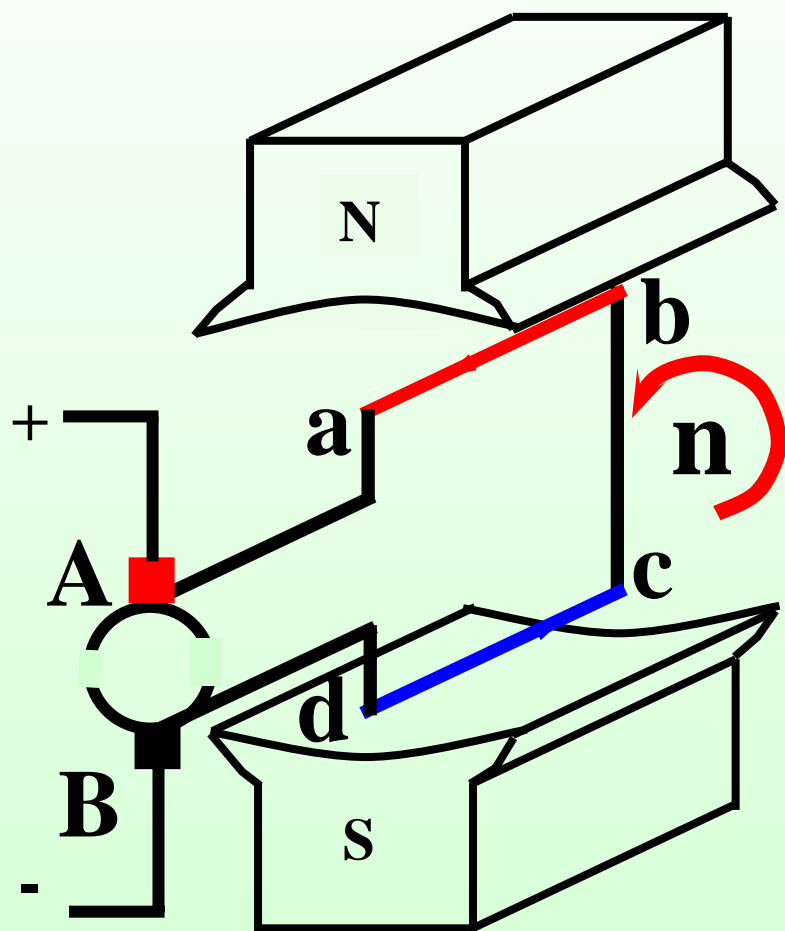
- 直流伺服电动机的控制绕组通常由**直流放大器**供电，而直流放大器有**零点漂移**现象，这将影响到系统工作的精度和稳定性。又直流放大器的**体积和重量要比交流放大器大得多**。这些都是直流伺服系统存在的缺点。



本章结束



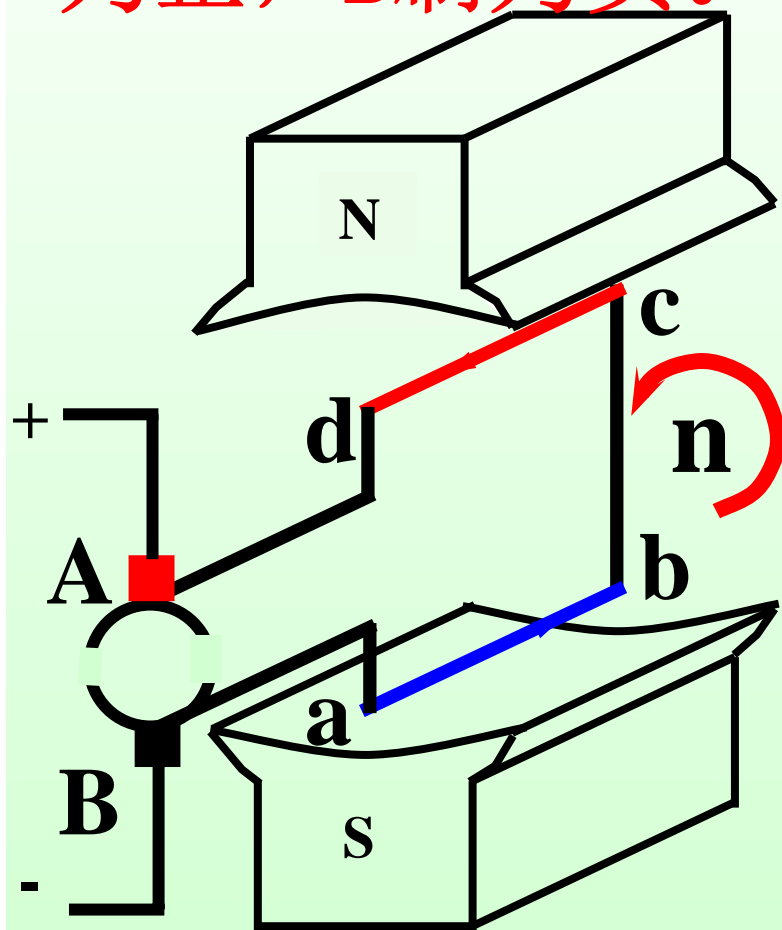
三、直流测速发电机的工作原理



导体ab, cd切割磁力线产生感应电势, N极下电势方向由b指向a, S极下导体cd中电势由d指向c, 因此电刷A为正, B为负



当线圈转动 180° ，导体cd处于N极下，电势由c到d，S极下导体电势由a到b，仍然A刷为正，B刷为负。



电枢连续旋转，导体ab.cd轮流交替地切割N极和S极下的磁力线,ab.cd中产生交变电势，但是换向器的作用，使电刷通过换向片只与处于一定极性下的导体相连接，从而使电刷两端得到的电势极性不变，这就是直流发电机的最基本工作原理。



（二）、自动控制系统对测速发电机的要求：

1. 输出电压与转速的关系曲线（即输出特性）应为线形。

2. 输出特性的斜率要到大。

3. 温度变化对输出特性的影响要小。

4. 输出电压的纹波要小，即要求在一定的转速下输出电压要稳定，波动要小。

5. 正，反转两个方向的输出特性要一致。

•第（1）、（3）、（4）项是为了提高测速的精度，温度变化对特性的影响越小，输出电压越稳定，越能精确地反映转速。

•第（2）项是为了提高测速的灵敏度。

•第（5）项要求正反转特性一致，满足了整个系统正反转运行的测量要求。





•为了改善输出特性，必须削弱电枢反应的去磁影响，尽量使电机的气隙磁通保持不变。通常可以采取以下措施：

(1) 对于电磁式直流测速发电机，可以在定子磁极上安装补偿绕组；

(2) 在设计时，结构上加大电机的气隙；

(3) 在使用时，负载电阻不应小于规定值，转速不能高于规定的最大转速。

•此外增大负载电阻还可以增强发电机的灵敏性，因为 R_L 越大，输出特性的斜率越大。

$$U_a = \frac{C_e \phi}{1 + R_a / R_L} n$$



- 消除电刷接触压降的影响
- 由于电刷接触电阻的非线性，当电机转速**较低**时，相应电枢电流也较小，电刷**接触电阻较大**，其电压降在总电枢电压中所占比重较大，这时测速发电机的输出电压变得很小。只有当转速**较高**时，电枢电流较大时，接触电阻小，电刷压降才可以认为是**常数**，实际输出电压大。



减小温度影响的误差的考虑：

为了减小温度变化对输出特性的影响，测速发电机的磁路应较为饱和。当磁路饱和时，励磁电流变化引起的磁通变化较小。但是，由于绕组电阻随温度变化的变化太大，要使输出稳定，还必须采取措施以减小温度对输出特性的影响。





具体方法:

- 在励磁回路中串联一个阻值比励磁绕组电阻大几倍的**附加电阻**来稳流。
- 附加电阻用**温度系数较低**的合金材料制成，如**锰镍铜合金**。这样虽然温度升高引起励磁电阻增大，但整个励磁回路的总电阻增加不多。
- 如果对于温度变化引起的误差要求比较严格时，可在励磁回路串联**负温度系数的热敏电阻**并联网络。





(4) 纹波影响

- 为了消除纹波影响，可采用无槽电枢直流电机，或在输出电压电路中加入滤波电路。



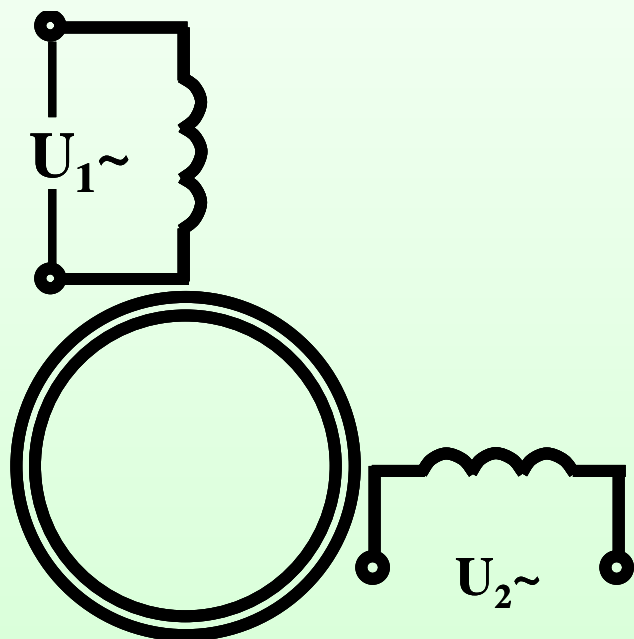
- 由于同步测速发电机感应电动势的**频率随转速变化**，致使负载阻抗和电机本身的阻抗均随转速而变化，所以在自动控制系统中较少采用。

- 异步测速发电机按其结构可分为**鼠笼转子**和**非磁性空心杯转子**两种。它的**结构与交流伺服电动机完全相同**。

- 鼠笼转子异步测速发电机输出斜率大**，但**线性度差**，**相位误差大**，**剩余电压高**，一般只用在**精度要求不高**的控制系统中。**空心杯转子异步测速发电机的精度较高**，**转子转动惯量也小**，**性能稳定**，目前应用最广泛。



三、空心杯转子异步测速发电机工作原理



若在励磁绕组中加上频率为 f 的励磁电压 U_f ，则在励磁绕组中就会有电流通过，并产生频率与电源频率 f 相同的**脉振磁场**，其脉振磁通 Φ_d 在励磁绕组的轴线方向脉动，称为**直轴磁通**。

脉振磁通 Φ_d 在励磁绕组中产生感应电势 E_f 。

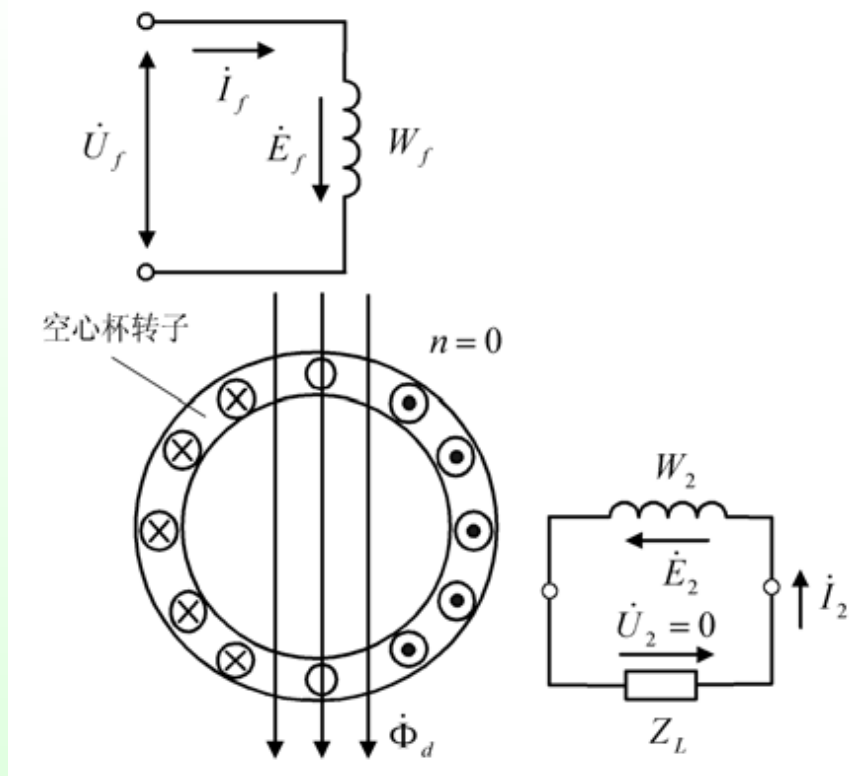


•若忽略励磁绕组 W_f 的电阻 R_1 及漏抗 X_1 ，则根据变压器的电压平衡方程式，电源电压 U_f 与励磁绕组中的感应电动势 E_f 相平衡，电源电压的大小近似地等于感应电动势的大小，即

$$U_f \approx E_f = 4.44 f_1 N_1 \Phi_d$$

又因为 $E_f \propto \Phi_d$ ，故 $\Phi_d \propto U_f$

所以电源电压 U_f 一定时，磁通 Φ_d 也基本保持不变。

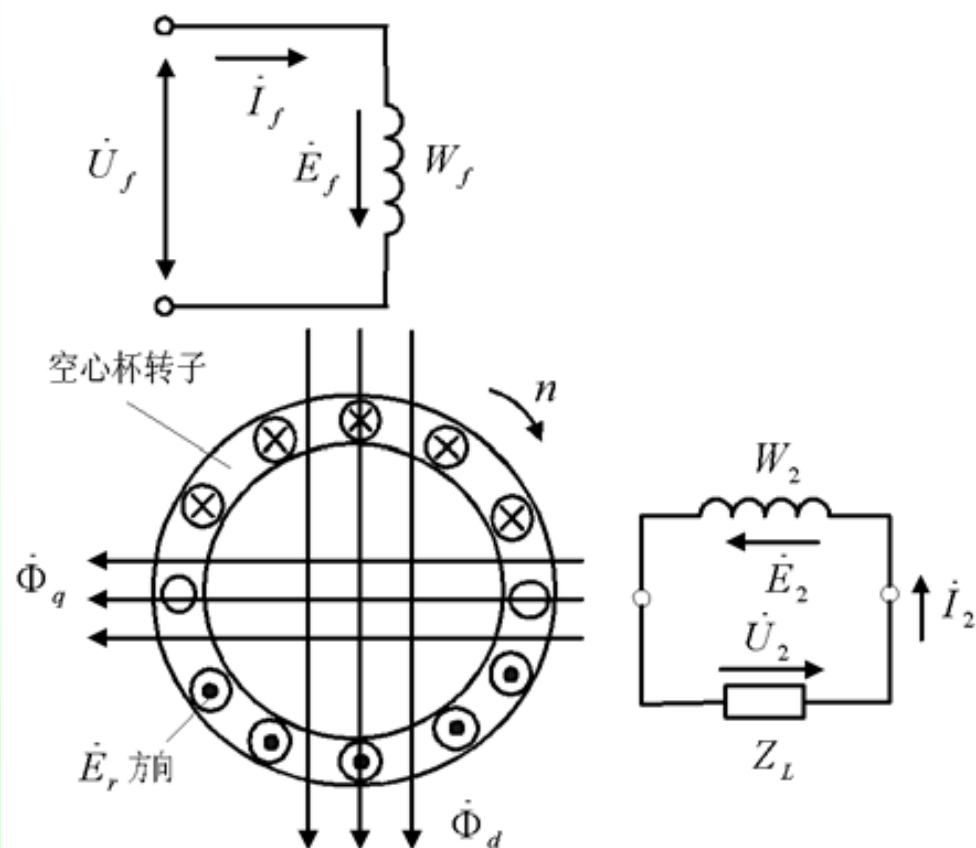


异步测速发电机的工作原理

(a) 转子静止时

1.当转子静止（ $n=0$ ）时，转子杯导条与脉振磁通 Φ_d 相匝链，并产生感应电动势。这时励磁绕组与转子杯之间的电磁耦合情况和变压器一次侧和二次侧的情况完全一样。因此，脉振磁场在励磁绕组和转子杯中分别产生的感应电动势称为**变压器电动势**。

- 由于输出绕组的轴线与励磁绕组的轴线相差 90° 电角度。因此，磁通 Φ_d 与输出绕组无匝链，不会在输出绕组中产生感应电动势，输出电压 U_2 为零。即转速 $n=0$ ，输出绕组没有电压输出。



异步测速发电机的工作原理

(a) 转子旋转时

2.当电机旋转时 ($n \neq 0$)

•当转子以转速 n 转动时，转子杯中除了上述变压器电动势外，转子杯导条切割磁通 Φ_d 而产生切割电动势 E_r

(或称旋转电动势)。由于磁通 Φ_d 为脉振磁通，所以电动势 E_r 亦为交变电动势。其交变的频率为磁通 Φ_d 的脉振频率 f 。



它的大小为：

$$E_r = C_r n \Phi_d$$

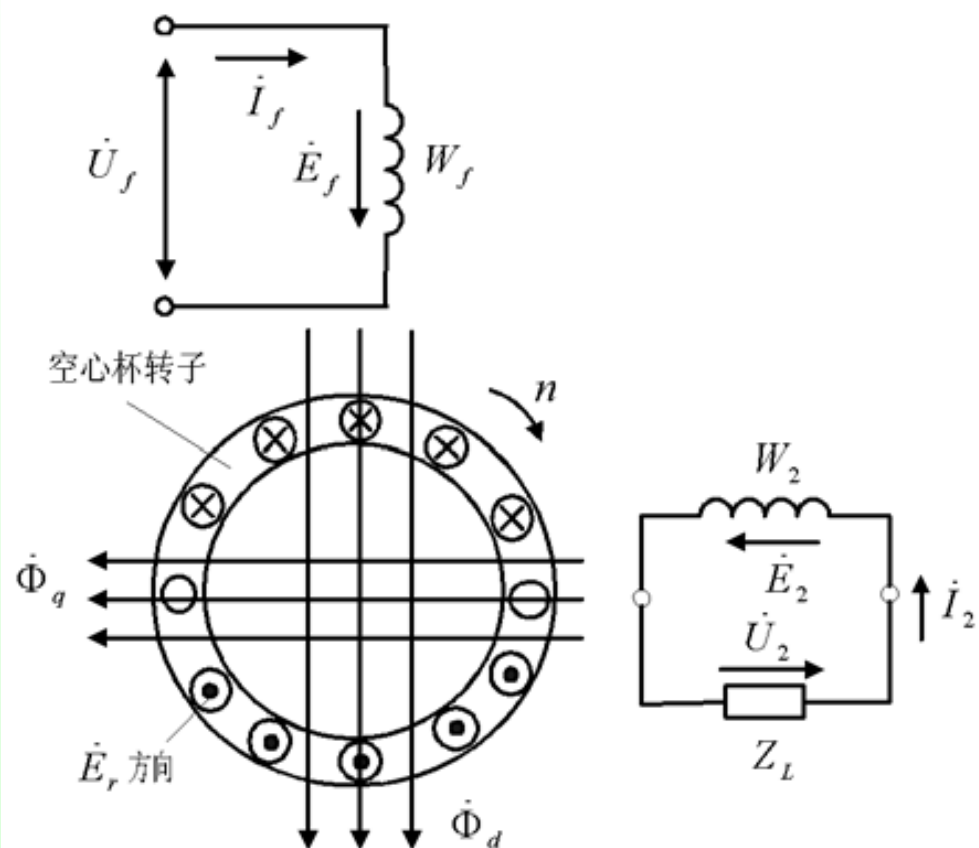
式中： C_r 为电动势比例常数。

若磁通 Φ_d 的幅值为恒定时，则电动势 E_r 与转子的转速 n 成正比关系。



- 由于转子杯为短路绕组，电动势 E_r 就在转子杯中产生短路电流 I_r ，电流 I_r 也是频率为 f 的交变电流，其大小正比于电动势 E_r 。
- 若忽略转子杯中漏抗的影响（电阻比漏抗大得多），可以认为电流 I_r 在时间相位上与转子杯电动势 E_r 同相位，即在任一瞬时，转子杯中的电流方向与电动势方向一致。
- 当然，转子杯中的电流 I_r 也要产生交轴脉振磁通 Φ_q ，其脉振频率仍为 f ，而大小则正比于电流 I_r ，即

$$\Phi_q \propto I_r \propto E_r \propto n$$



• 转子杯中的电流 I_r 产生的脉振磁通 Φ_q 在空间的方向总是与磁通 Φ_d 垂直，而与输出绕组 W_2 的轴线方向一致。 Φ_q 将在输出绕组中感应出频率为 f 的电动势 E_2 ，从而产生测速发电机的输出电压 U_2 ，它的大小正比与 Φ_q ，即

$$U_2 \propto E_2 \propto \Phi_q \propto n$$



•因此，当测速发电机励磁绕组加上电压 U_f ，电机以转速 n 旋转时，测速发电机的输出绕组将产生输出电压 U_2 。

它的频率和电源频率 f 相同，与转速 n 的大小无关；

输出电压的大小与转速 n 成正比。

•当电机反转时，由于转子杯中的电动势、电流及其产生的磁通的相位都与原来相反，因而输出电压 U_2 的相位也与原来相反。这样，异步测速发电机就可以很好地将转速信号变换成电压信号，实现测速的目的。



$$E_r = C_r n \Phi_d \quad \Phi_q \propto I_r \propto E_r \propto n$$

$$U_2 \propto E_2 \propto \Phi_q \propto n$$

- 以上分析可见，为了保证测速发电机的输出电压和转子转速成严格正比关系，就必须保证**磁通 Φ_d 为常数**。实际上，由于转子杯漏抗的影响，磁通 Φ_d 要发生变化。另一方面，当电机中产生磁通 Φ_q 后，转子杯旋转时又同时切割磁通 Φ_q ，同样又会产生与磁通 Φ_d 轴线相同的磁通，使 Φ_d 发生变化。这些因素都将影响到测速发电机输出特性的线性度。所以，在测速发电机的结构选型和参数选择时，对上述因素都需要认真考虑。



- 为了解决转子漏抗对输出特性的影响，异步测速发电机都采用**非磁性空心杯转子**，并使空心杯的电阻值取得相当大。

这样，就可完全略去转子漏阻抗的影响。同时因转子电阻增大后，也可以使转子切割磁通 Φ_q 所产生的与励磁绕组轴线相同的磁动势大大削弱。

但是，转子的电阻值选得过大，会使测速发电机输出电压的斜率降低，电机的灵敏度下降。



四、输出特性

- 在理想情况下，异步测速发电机的输出特性应是直线，但实际上异步测速发电机输出电压与转速之间并不是严格的线性关系，而是**非线性的**。应用对称分量法理论，在励磁电压和频率不变的情况下，可得

$$U_2 = \frac{j\dot{U}_f n^*}{A - B(n^*)^2}$$

式中： n^* 为转速的标么值； A 、 B 为与电机及负载参数有关的复系数。

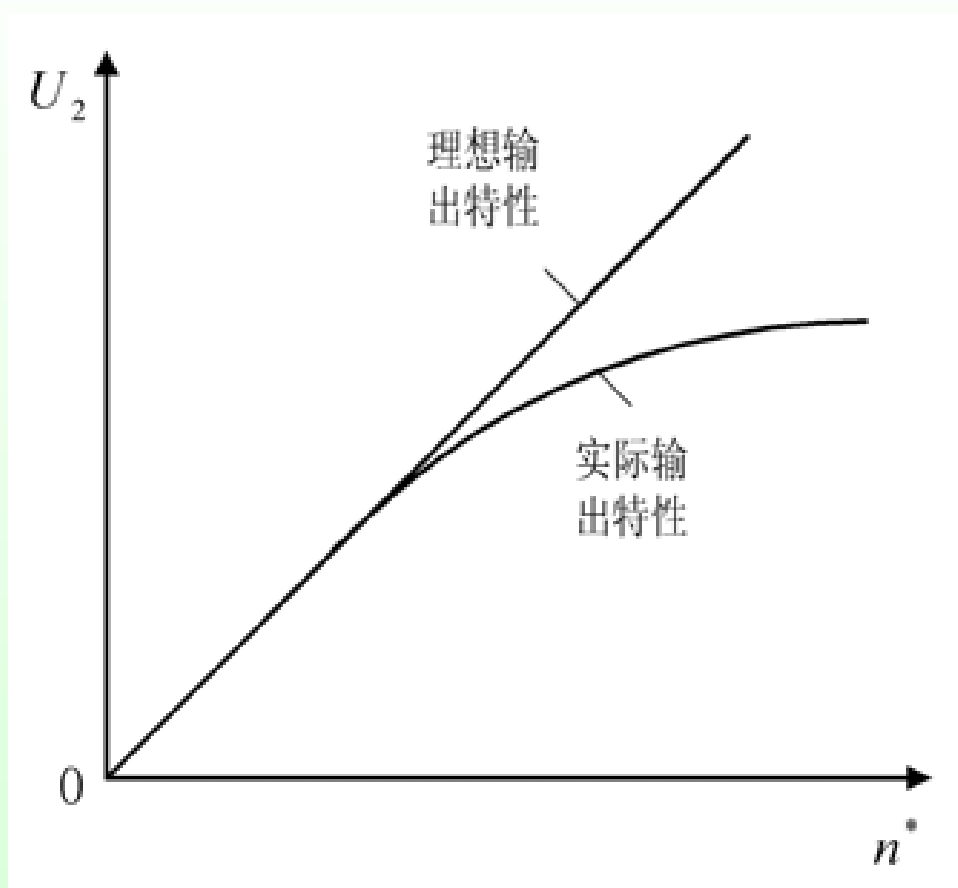


$$U_2 = \frac{j\dot{U}_f n^*}{A - B(n^*)^2}$$

由该式可以看出，由于分母中有 $B(n^*)^2$ 项，使输出特性不是直线而是一条曲线。

造成输出电压与转速成非线性关系，是因为异步测速发电机本身的参数是随电机的转速而变化的；其次输出电压与励磁电压之间的相位差也将随转速而变化。

此外，输出特性还与负载的大小、性质以及励磁电压的频率与温度变化等因素有关。



异步测速发电机的输出特性



五、产生误差的原因及减小的措施

(一) 气隙磁通 Φ_d 的变化

$$Bn^{*2} = \left(\frac{1}{Z_l} \frac{Z_{\sigma S}^2}{R_r'} + \frac{Z_{\sigma S}}{R_r'} \right) n^{*2}$$

- 通过减小定子绕组阻抗 $Z_{\sigma S}$ ，增大转子电阻 R_r' 和减少电机的相对转速 n^* 都可以使 Bn^{*2} 项减小，以保持输出电压和转速近似成正比。
- 减小励磁绕组的漏阻抗或增大转子电阻，都可以减小气隙磁通 Φ_d 的变化。而减小励磁绕组的漏阻抗，使定子槽面积增大，会使电机的体积增大。为此，常采用增大转子电阻的办法，来满足输出特性的线性要求。

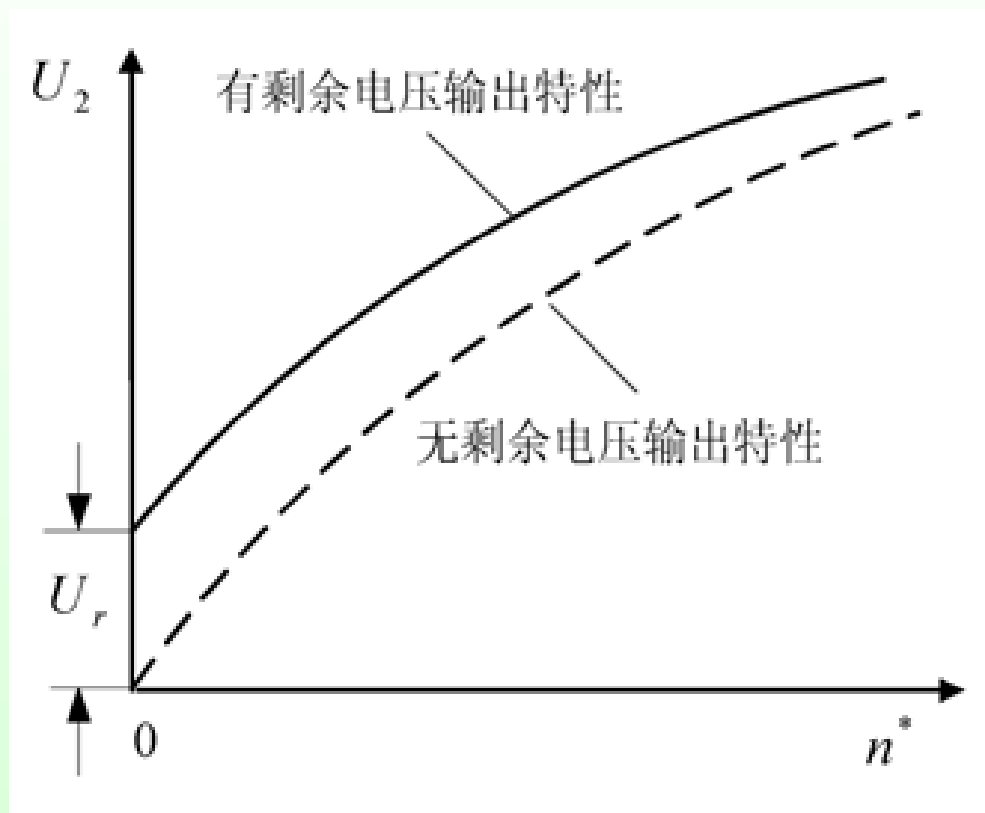


此外，通过减小电机的相对转速 n^* 也可减小输出电压的误差。对于一定的转速，通常采用提高励磁电源的频率，从而增大异步测速发电机的同步转速来实现。因此，异步测速发电机大都采用**400HZ**的中频励磁电源。



（二）剩余电压

- 在理论上测速发电机的转速为零时，输出电压也为零。但实际上异步测速发电机转速为零时，输出电压并不为零，这就会使控制系统产生误差。这种测速发电机在规定的交流电源励磁下，电机的转速为零时，输出绕组所产生的电压，称为**剩余电压**（或零速电压）。
- 它的数值一般只有几十毫伏，但它的存在却使的输出特性曲线不再从坐标的原点开始，如图所示。它是引起异步测速发电机**误差的主要部分**。



剩余电压对输出特性的影响



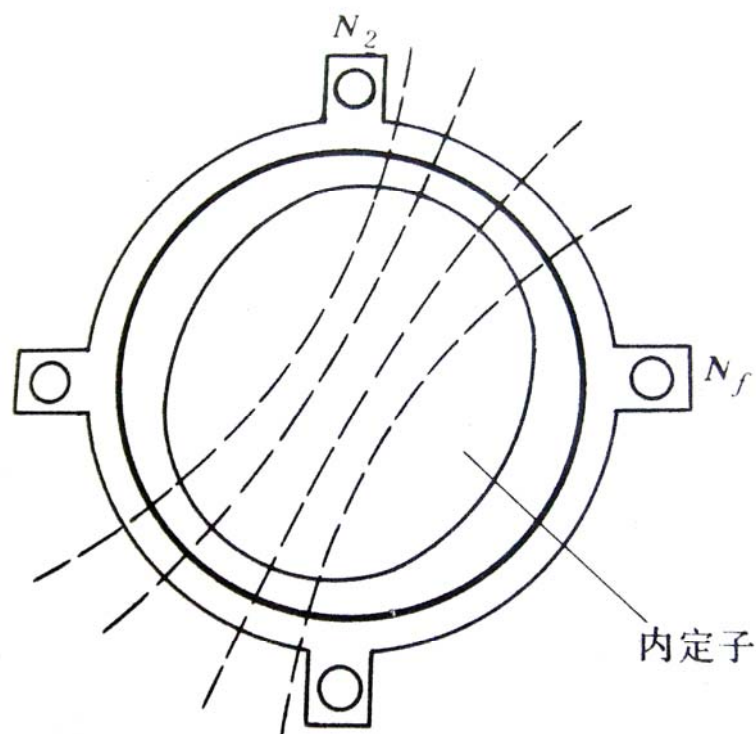
• 剩余电压包含**基波分量**和**高次谐波分量**，它们产生的原因也各不相同，下面分别加以说明，并指出消除的办法。

1. 基波分量

剩余电压的基波分量包含**变压器分量**、**旋转分量**和**电容分量**三部分。

(1) 变压器分量

产生变压器分量的主要原因是，**励磁绕组和输出绕组的轴线在空间位置上不是严格相差 90° 电角度**，或者**磁路不对称**。这时输出绕组就与励磁磁通有所匝链，并在输出绕组中感应出变压器电势，形成剩余电压中的变压器分量。



椭圆形的内定子铁心引起的励磁磁通扭斜

该图表示由于内定子加工成椭圆，使气隙不均匀，引起磁路不对称，励磁磁通发生扭斜，部分磁通匝链输出绕组，使输出绕组中产生感应电动势，产生剩余电压。



(2) 旋转分量

由于铁芯材料各向磁滞变化的情况不同，或者铁芯片间短路以及空心杯转子的材料和壁厚不均匀，都会导致去磁效应不同，使电机气隙圆周上各点磁密相位不一致，而形成**一个椭圆形旋转磁场**，使输出绕组产生感应电动势，产生剩余电压。



(3) 电容分量

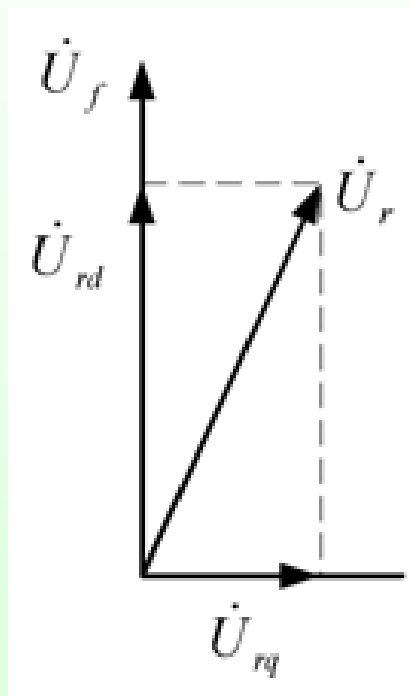
由于励磁绕组和输出绕组之间会存在寄生的**分布电容**。当励磁绕组加交流电压时，通过寄生的分布电容也会在输出绕组中产生电压，此电压称之为剩余电压中的电容分量。



剩余电压的基波分量也可分为**交变分量**和**固定分量**。交变分量是由于**转子形状不规则及材料各向异性**等原因所引起，**其大小与转子位置有关**，随转子位置成周期性变化，如图所示。除此之外，**其他原因所引起的剩余电压与转子位置无关**，即为剩余电压的固定分量。



剩余电压的交变分量



剩余电压基波分量的相位与励磁电压的相位也是不同的，如图所示。一般将 U_r 分解成两个分量，一个是相位与 U_f 相同的称为同相分量 U_{rd} ；另一个是相位与 U_f 成 90° 的称为**正交分量** U_{rq} 。

剩余电压的同相和正交分量



2. 高次谐波分量

(1) 励磁电源电压波形为非正弦

非正弦波的励磁电压中含有高次谐波分量，它可以通过变压器耦合、电磁感应以及分布电容的直接传导等方式，在输出绕组中产生剩余电压的高次谐波分量。

(2) 电机磁路的饱和

当电机工作在磁路的饱和状态时，即使励磁绕组外加正弦交流电压，励磁电流也是非正弦波形。使励磁绕组的漏阻抗压降为非正弦波，励磁磁通中产生高次谐波，从而使输出电压中产生剩余电压的高次谐波。



3. 减小剩余电压的措施

异步测速发电机存在剩余电压会给自动控制系统带来不利影响。剩余电压的基波同相分量，将使系统产生误动作；剩余电压的基波正交分量及高次谐波分量，会使放大器饱和，使放大倍数受到影响。所以必须设法减小异步测速发电机的剩余电压。

减少剩余电压的措施：

(1) 选用较低的铁心磁密

(降低磁路的饱和度，使剩余电压的高频分量相应减少)

(2) 采用单层集中绕组和可调铁心结构

(保证磁路对称，避免形成椭圆形旋转磁场)

(3) 定子铁心采用旋转叠装法

(保证铁心的导磁性能各向同性)

(4) 修补定子铁心和转子空心杯

(校正原有电机中存在的磁路不对称性)

(5) 采用补偿绕组

(可以有效地降低剩余电压的固定分量)

(6) 外接补偿绕组装置

(它产生的附加电压其大小与剩余电压的固定分量近似相等，而相位相反)



（三）励磁电源的影响

异步测速发电机对励磁电源电压的幅值、频率和波形要求都比较高。

- ①电源电压幅值不稳定，会直接引起输出电压的波动。
- ②频率的变化对输出电压的大小和相角也有明显的影响。随着频率的增加，在电感性负载时，输出电压稍有增长；而在电容性负载时，输出电压的增加比较明显；在电阻负载时，输出电压的变化是最小的。频率的变化对相角的影响更为严重。因为频率的增加使得电机中的漏阻抗增加，输出电压的相位更加滞后。
- ③波形的失真会引起输出电压中含有高次谐波分量。



（四）温度变化影响

电机温度的变化，会使励磁绕组和空心杯转子的电阻以及磁性材料的磁性能发生变化，从而使输出特性发生改变。温度升高使输出电压降低，而相角增大。为此，在设计空心杯时应选用电阻温度系数较小的材料。

在实际使用时，可采用温度补偿措施。最简单的方法是在励磁回路、输出回路或同时在两个回路串联负温度系数的热敏电阻来补偿温度变化的影响。

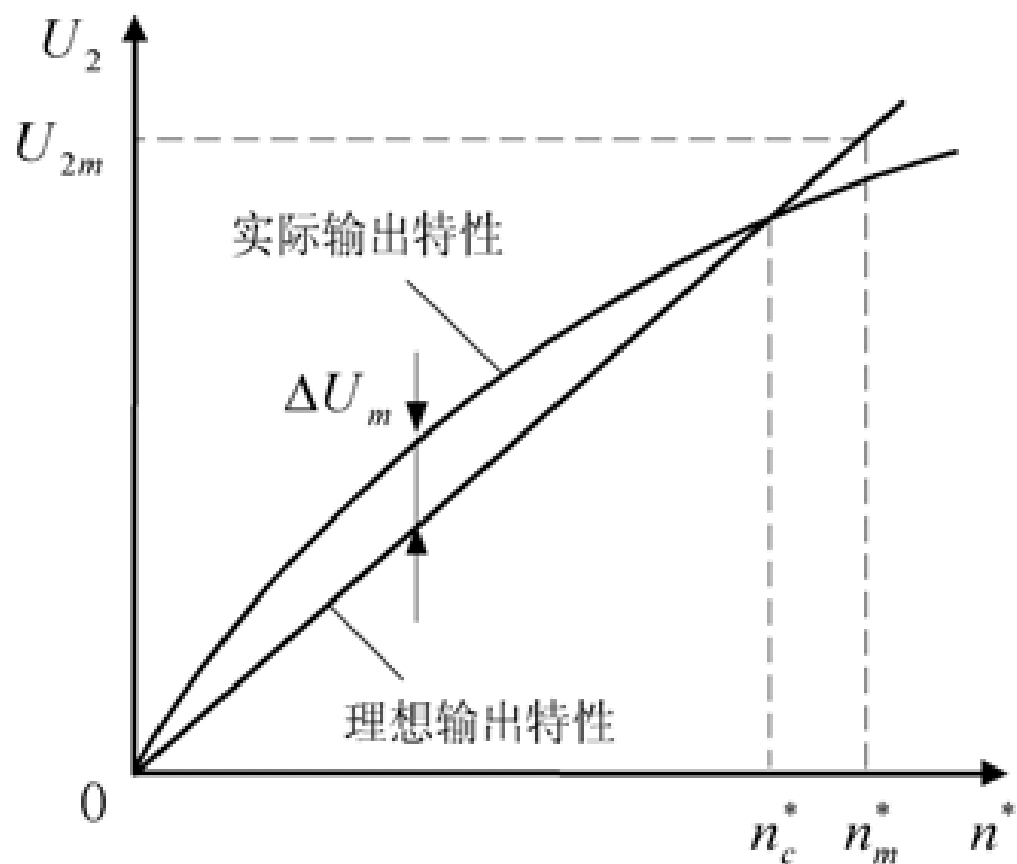


六、异步测速发电机的主要技术指标

表征异步测速发电机性能的技术指标主要有**线性误差、相位误差和剩余电压**。

（一）线性误差

异步测速发电机的输出特性是非线性的，在工程上用线性误差来表示它的非线性度。



输出特性线性度

工程上为了确定线性误差的大小，一般把实际输出特性上对应于

$$n_c^* = \sqrt{3}n_m^* / 2$$

的一点与坐标原点的连线作为**理想输出特性**，其中 n_m^* 为最大转速标么值。

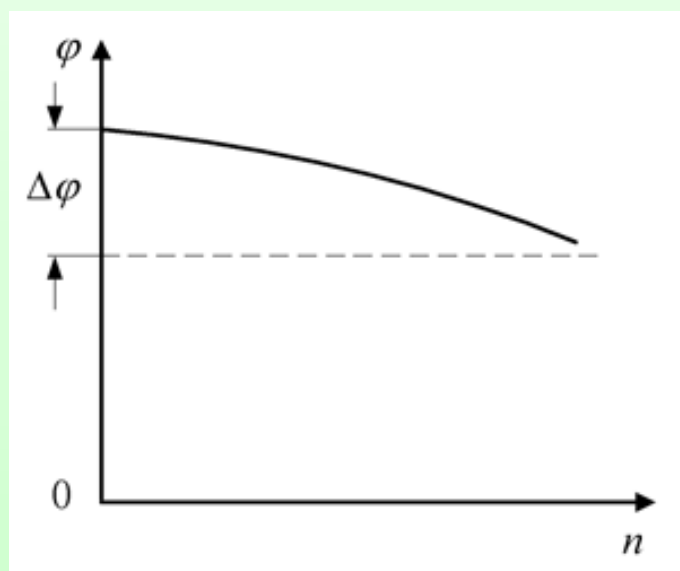
将实际输出电压与理想输出电压的最大差值 ΔU_m 与最大理想输出电压 U_{2m} 之比定义为线性误差，即：

$$\delta = \frac{\Delta U_m}{U_{2m}} \times 100\%$$



(二) 相位误差

自动控制系统希望测速发电机的输出电压与励磁电压同相位。实际上测速发电机的输出电压与励磁电压之间总是存在相位移，且相位移的大小还随着转速的不同而变化。在规定的转速范围内，输出电压与励磁电压之间的相位移的变化量 $\Delta \Phi$ 称为相位误差，如图所示。



相位特性

控制电机

第 3 章

自整角机

河北工程大学信电学院

第3章 自整角机

3.1 自整角机概述

3.2 力矩式自整角机的结构和运行原理

3.3 控制式自整角机的结构和运行原理

3.4 差动式自整角机的结构和运行原理



第3章 自整角机

本章要求:

- 掌握自整角发送机与接收机成对使用的特点，了解自整角机的应用
- 掌握力矩式自整角机的工作特点、静态整步转矩与失调角的关系、比整步转矩等
- 掌握控制式自整角机的工作原理及其工作特点
- 掌握差动式自整角机的工作原理及其工作特点

3.1 概述

自整角机是一种对**角位移或角速度**的偏差能自动地整步的一种控制电机。

在自动控制系统中，自整角机总是两个或两个以上组合使用。这种组合自整角机能将转轴上的**转角信号变换为电信号**，或者再将**电信号变换为转轴的转角信号**，使机械上互不相连的两根或几根转轴同步偏转或旋转，以实现**角度信号的传输、变换和接收**。

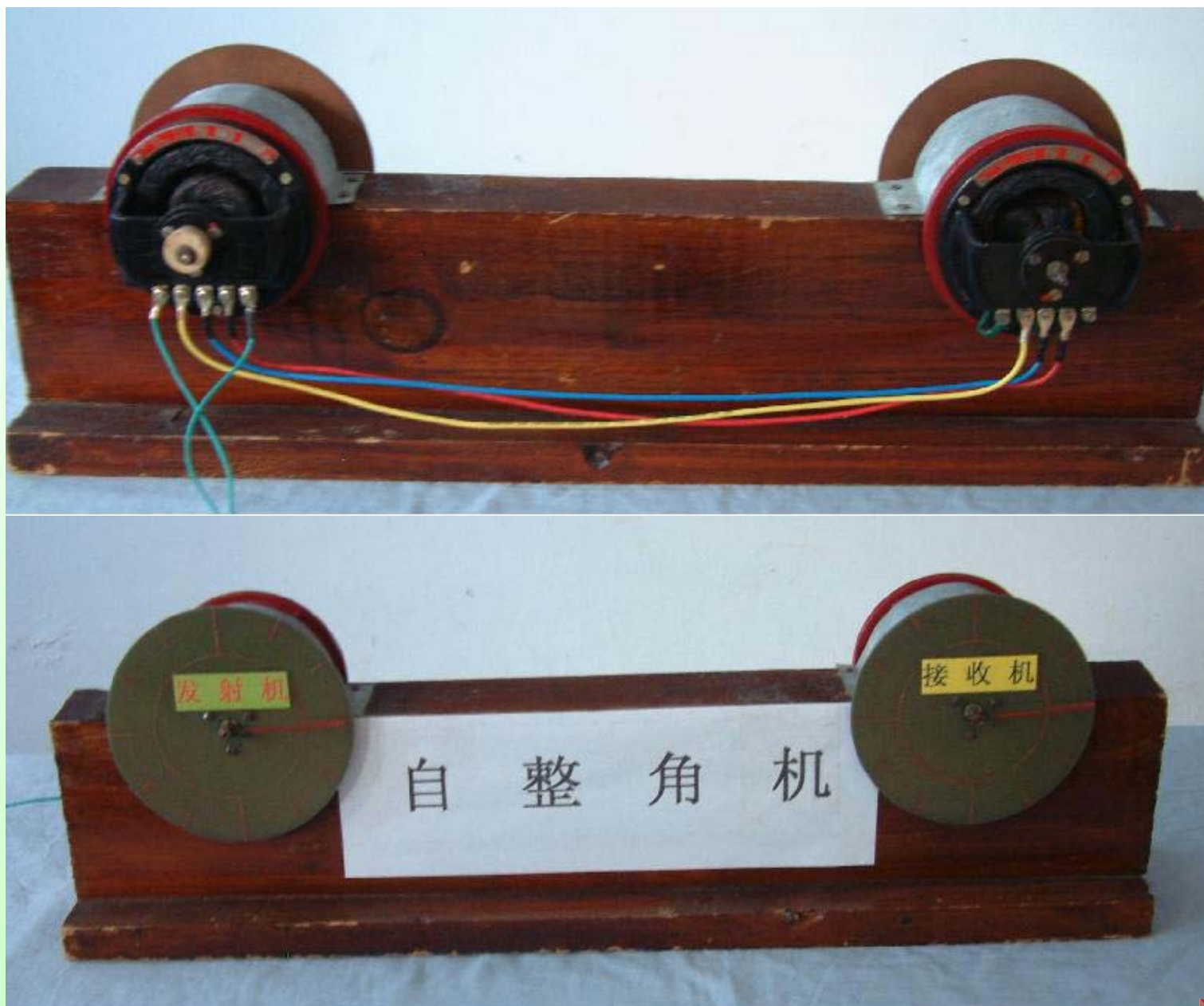






在随动系统中，产生信号的一方称为发送方，它所使用的自整角机称为**发送机**；接收信号的一方称为接受方，它所使用的自整角机称为**接收机**。







自整角机

(按其结构形式不同)

接触式自整角机

(结构简单, 性能较好, 使用广泛。)

无接触式自整角机

(没有电刷、滑环的滑动接触, 具有可靠性高, 寿命长、不产生无线电干扰等优点。缺点是结构复杂、电气性能较差。)

自整角机

(按其使用要求不同)

力矩式自整角机

控制式自整角机

力矩式自整角机系统为**开环系统**，力矩式接收机直接输出力矩并带动负载，但**带载能力差**，只能带动指针、刻度盘等轻负载，常用于角度传输精度要求不很高的**指示系统**中。

如：远距离指示液面的高度、阀门的开度、电梯和矿井提升机的位置、变压器的分接开关位置等。

力矩式自整角机
(按其用途)

力矩式发送机

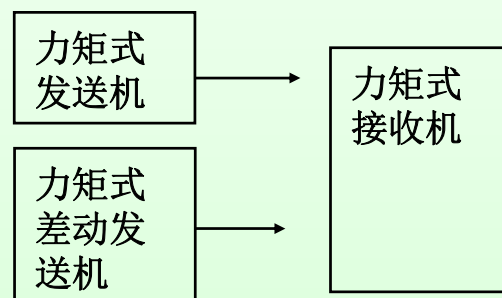
力矩式接收机

力矩式差动发送机

力矩式差动接收机

•力矩式发送机

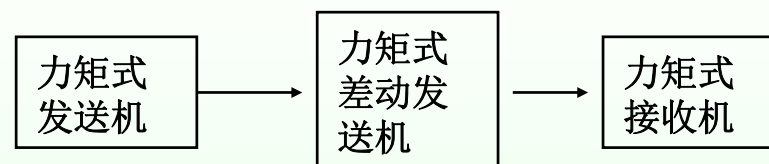
主要与力矩式差动发送机、力矩式接收机一起工作。其作用是将转子转角的变化转变为电信号输出。



•力矩式接收机

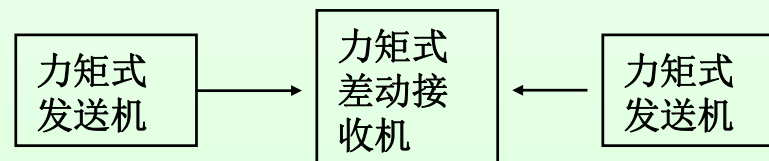
主要与力矩式发送机及力矩式差动发送机一起工作。其作用是接收了力矩式发送机或力矩式差动发送机的电信号后，使其转子自动地转到对应于发送机转子的位置，或使转子转动的角度对应于发送机转子和差动发送机转子转角变化的和（或差）。

•力矩式差动发送机



它串接于力矩式发送机与接收机之间，将发送机的转子转角及其自身转子转角之和（或差）变换成电信号，传输给接收机。

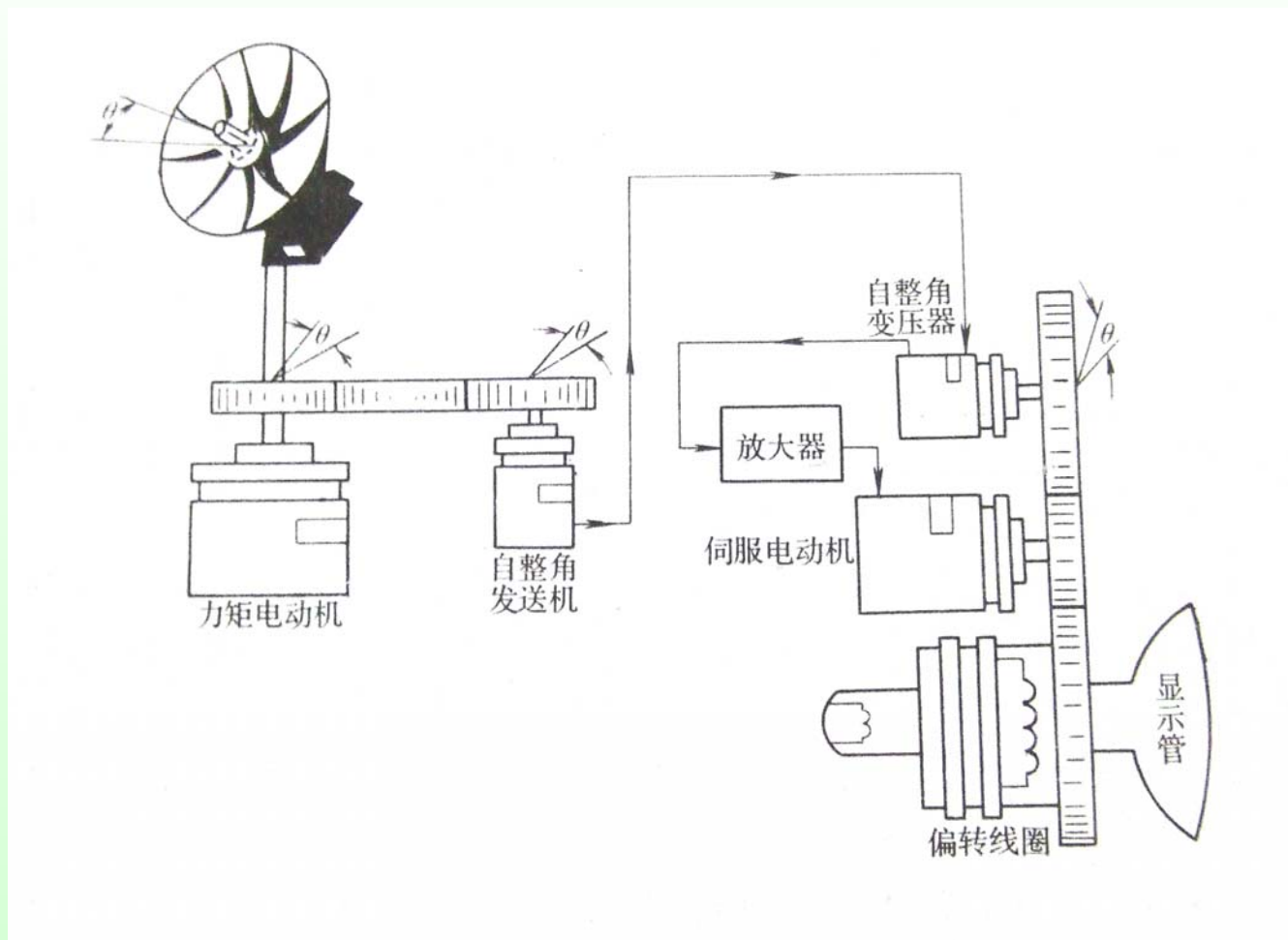
•力矩式差动接收机



它串接于两台力矩式发送机之间，接收它们输出的电信号，使其转子转角为两台发送机转子转角之和（或差）。

- 控制式自整角机主要应用于由自整角机和伺服机构组成的随动系统中。
- 控制式自整角接收机输出的是与两轴转角差成一定关系的电压，该电压控制交流伺服电动机去带动被动轴旋转，故能带动较大负载。由于接收机工作在变压器状态，故通常称为自整角变压器。





雷达天线和显像管的偏转线圈随动装置图

- 当发送机和接收机转子之间存在**角位差（即失调角）**时，在接收机上将有与此失调角呈正弦函数关系的**电压输出**。
- 此电压经放大器放大后再加到伺服电动机的控制绕组中，使伺服电动机转动。伺服电动机通过齿轮减速后再带动负载及自整角变压器的转子转动，并使失调角减少，直到失调角为零，相应自整角变压器的输出电压以为零，伺服电动机立即停转。
- 这时，自整角变压器和发送机的转子处于对应位置，与此同时负载也转过了相应的角度。

- 采用控制式自整角机和伺服机构组成的随动系统中，其驱动负载能力取决于系统中的**伺服电动机的容量**，故能带动较大的负载。又控制式自整角机组成的**闭环系统**，**精度较高**。

控制式自整角机
(按其用途)

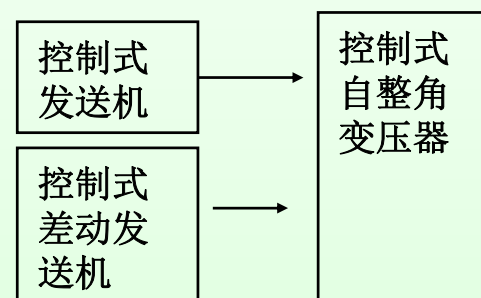
控制式发送机

控制式自整角变压器

控制式差动发送机

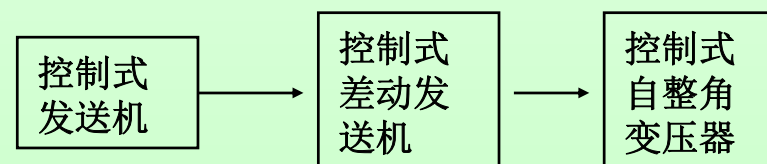
•控制式发送机

主要用来与控制式自整角变压器或与控制式差动发送机一起工作。其作用是**将转子转角的变化转变为电信号输出。**

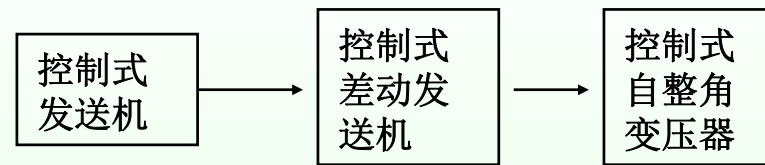


•控制式自整角变压器

主要用来与控制式发送机及控制式差动发送机一起工作。其作用是**接受从控制式发送机或控制式差动发送机发送来的电信号，使之变成与失调角呈正弦函数关系的输出电压。**



•控制式差动发送机



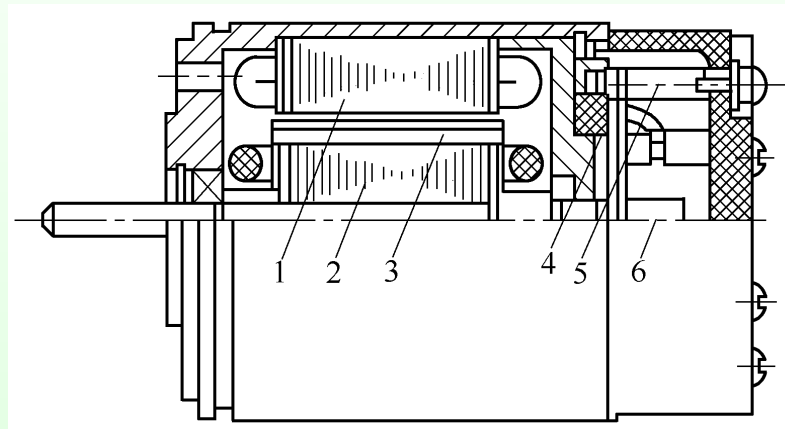
它串接于控制式发送机与控制式自整角变压器之间，
将发送机转子转角及其自身转子转角的和（或差）
变换成电信号，送入自整角变压器。

• 自整角机结构

自整角机的结构分成定子和转子两大部分，接触式自整角机结构如图所示。

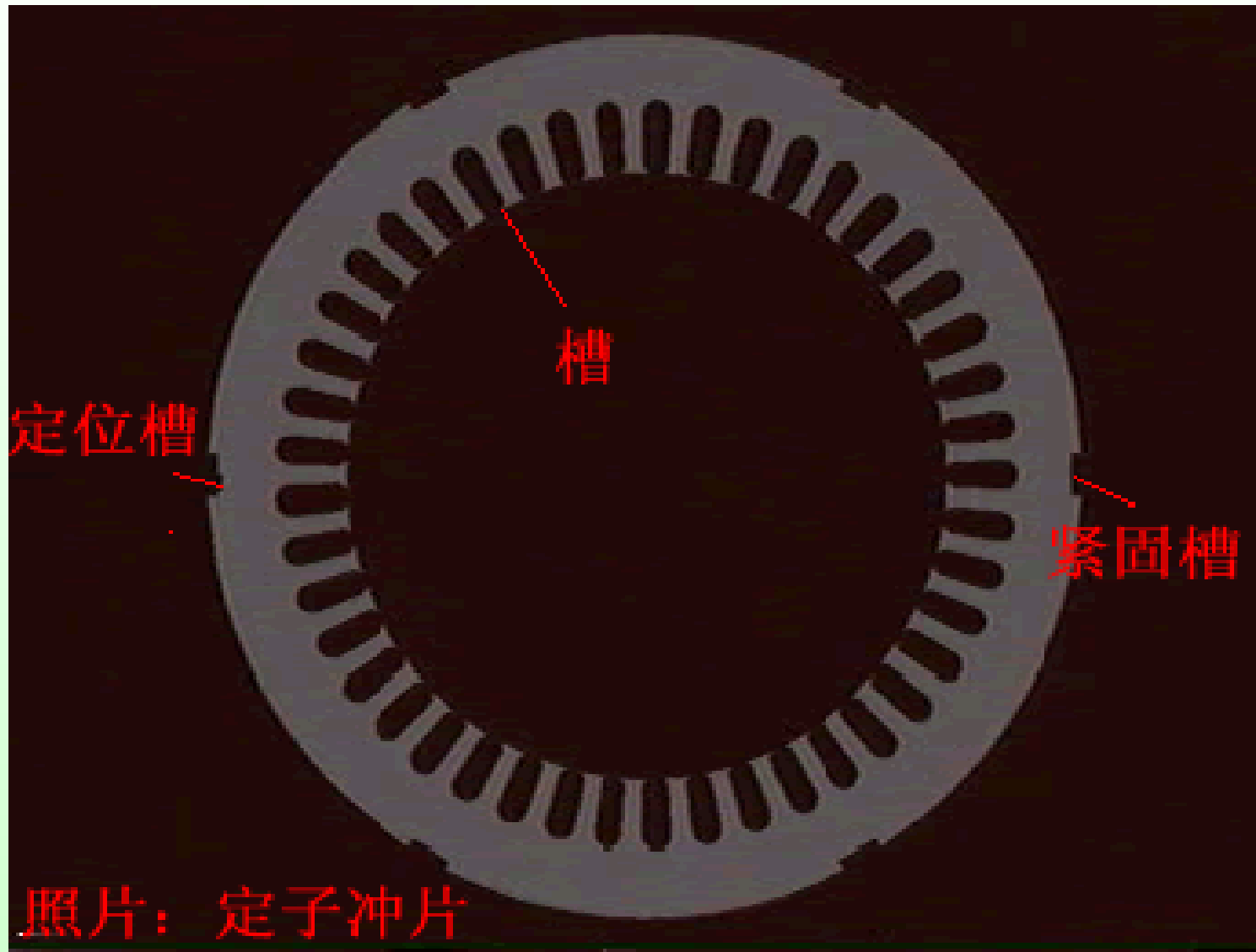
定、转子之间的间隙较小。定、转子铁心均由高导磁率、低损耗的薄硅钢片叠成。

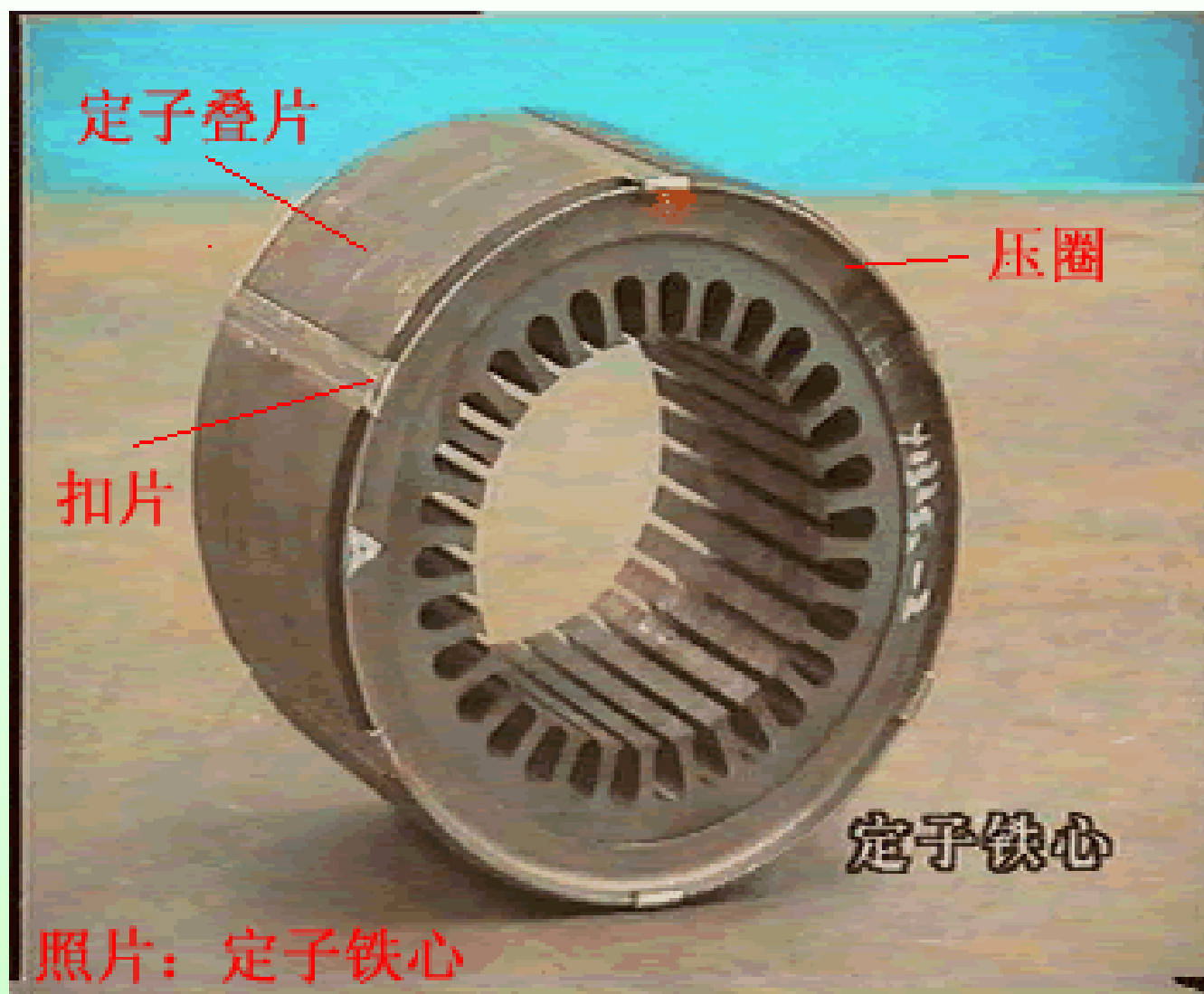
通常，定子铁心槽内嵌有接成星形的三相对称绕组，称之为**整步绕组**。转子铁心槽内嵌有单相绕组，称之为**励磁绕组**。励磁绕组通过滑环和电刷装置与外电路连接。



1—定子；2—转子；3—阻尼绕组；
4—电刷；5—接线柱；6—滑环
接触式自整角机结构示意图

自整角机的基本结构



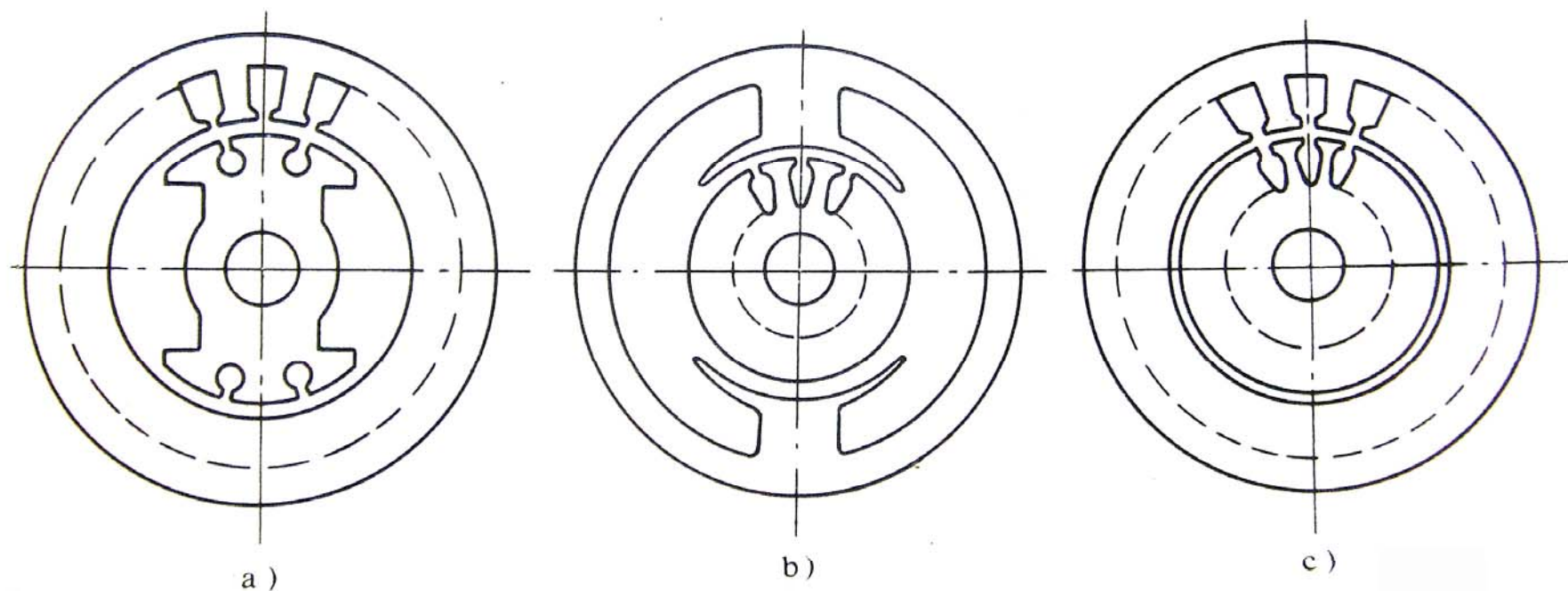


3.2 力矩式自整角机的结构和运行原理



一、力矩式自整角机的结构

力矩式自整角机的结构包括定子和转子。力矩式自整角机的工作原理是自整角机内部存在两种磁场相互作用，从而产生力矩。



力矩式自整角机结构图

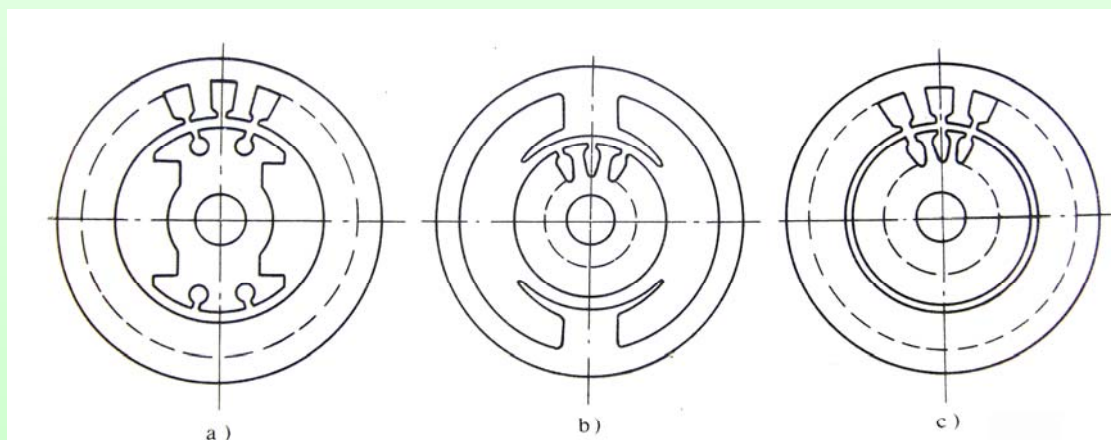
a) 转子凸极式 b) 定子凸极式 c) 隐极式

力矩式自整角机的典型结构图

力矩式自整角机的定、转子铁心是由高磁导率、低损耗的薄硅钢片冲制后，经涂漆、涂胶叠装而成。

①力矩式自整角机可以在定子铁心上放置三相整步绕组，转子凸极铁心上放置单相励磁绕组，并由两组滑环和电刷引出。

②力矩式自整角机可以将单相励磁绕组放置在定子凸极铁心上，三相整步绕组放置在转子隐极铁心上，并由三组滑环和电刷引出。



力矩式自整角机结构图

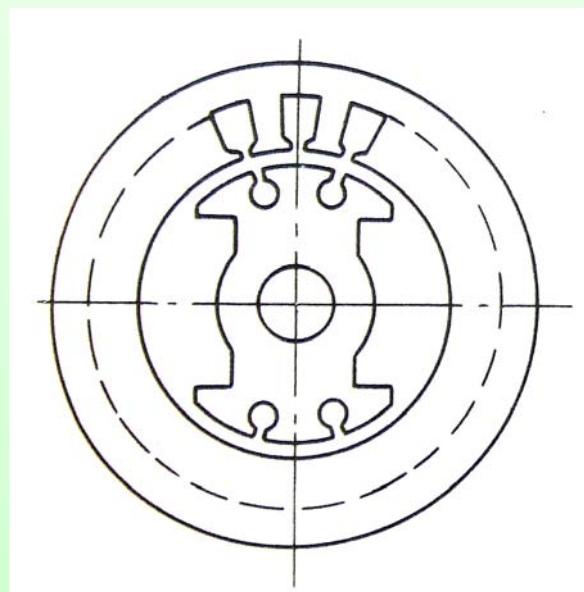
a) 转子凸极式 b) 定子凸极式 c) 隐极式

• 第一种结构形式:

优点: 转子重量轻, 滑环数少, 因此摩擦力矩小, 精度较高。又因电刷、滑环数较少, 可靠性也相应提高。

缺点: 转子的单相励磁绕组长期经电刷、滑环通过励磁绕组电流, 容易造成电刷和滑环的固定接触处长期发热以致烧坏滑环。

这种结构使用于容量较小的指示远距离角度传输系统中。

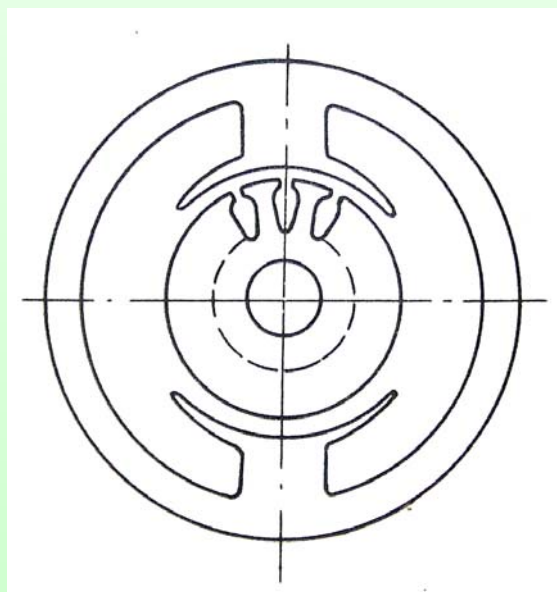


• 第二种结构形式:

优点: 转子的滑环与电刷仅当系统中存在失调角时，即自整角机转子处于转动状态时才有电流通过，滑环的工作条件较好。

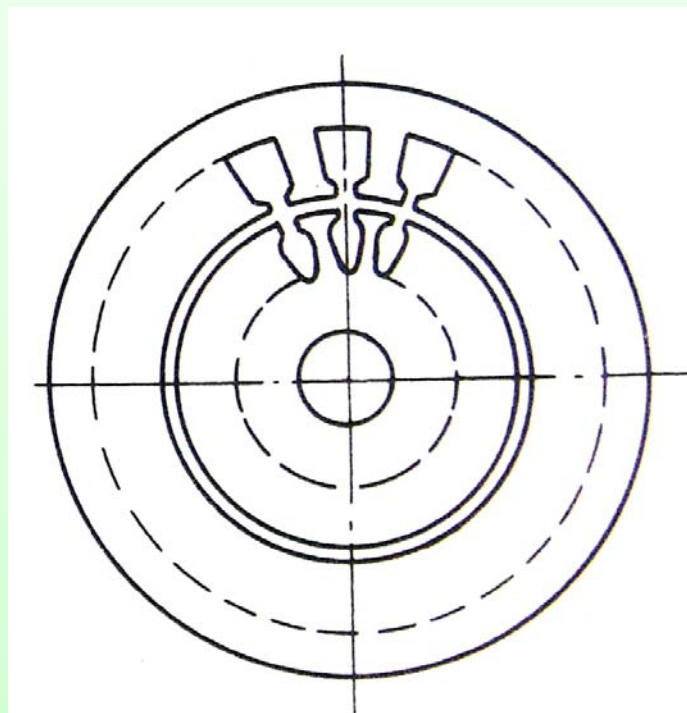
缺点: 转子重量大，滑环数目多，摩擦力矩较大，因而影响精度。

这种结构使用于容量较大的力矩式自整角机中。





力矩式自整角机的隐级式结构，通常也是将三相整步绕组放置在定子铁心上，而将励磁绕组放置在转子铁心上，并由两组电刷、滑环引出。



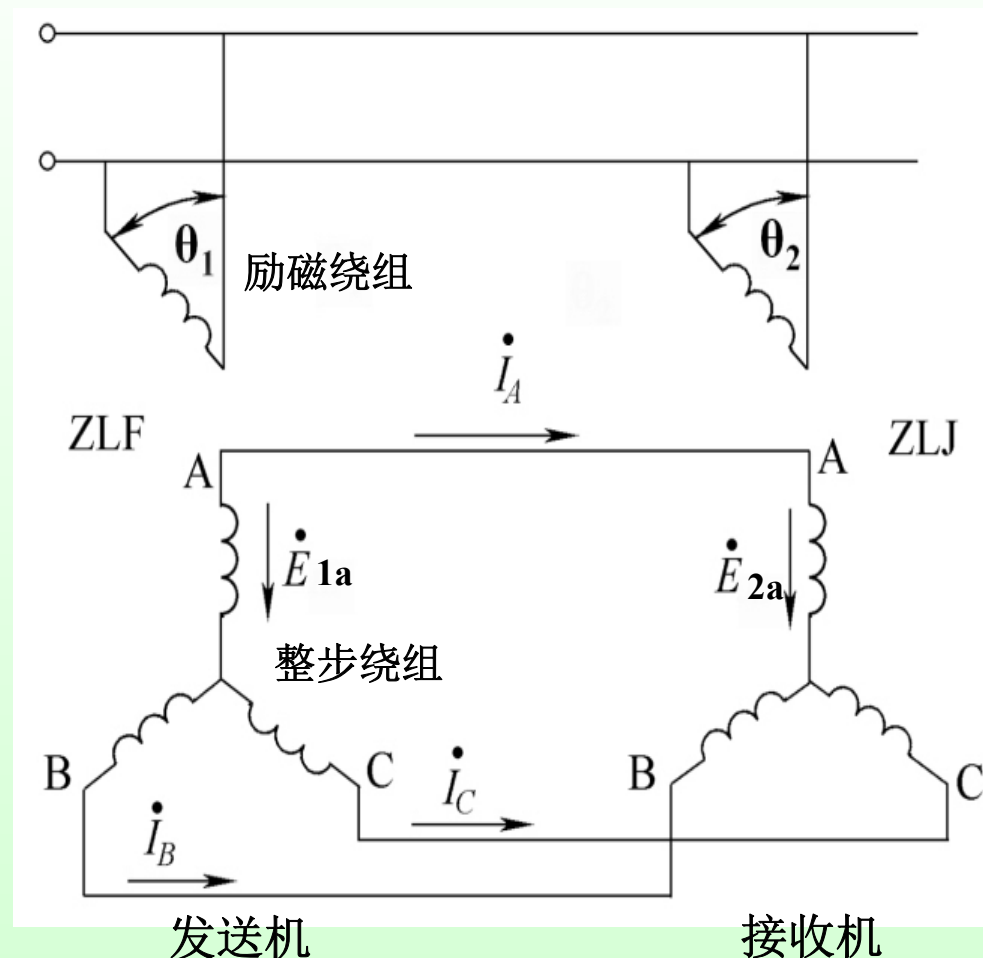
二、力矩式自整角机的工作原理

图中由结构、参数均相同的两台自整角机构成自整角机组，一台用来发送转角信号，称自整角发送机，用ZLF表示；另一台用来接收转角信号，称为自整角接收机，用ZLJ表示。两台自整角机中的整步绕组均接成星形，三对相序相同的相绕组分别连接成回路。两台自整角机转子中的励磁绕组接在同一个单相交流电源上。

在自整角机中，通常以A相整步绕组和励磁绕组两轴线间的夹角，作为转子的位置角。

由图可知，这时发送机转子的位置角为 θ_1 ，接收机转子的位置角为 θ_2 ，

$$\theta = \theta_1 - \theta_2 \quad \text{角 } \theta \text{ 称为失调角}$$



力矩式自整角机的原理图

[返回](#)



若以A相整步绕组的轴线和励磁绕组的轴线一致时作为转子的起始位置。这时A相整步绕组中就有最大的感应电势，其有效值为：

$$E = 4.44 f N K_w \Phi_m$$

Φ_m -----自整角机中主磁场每级磁通的幅值

f ----励磁电源的频率，即主磁通的脉振频率

N ----整步绕组每相匝数

K_w -----整步绕组的基波绕组系数



由励磁绕组产生的主磁场在各相整步绕组中的感应电动势有效值如下：

$$\begin{array}{l} \text{对于发送机} \\ E_{1a} = E \cos \theta_1 \\ E_{1b} = E \cos (\theta_1 - 120^\circ) \\ E_{1c} = E \cos (\theta_1 + 120^\circ) \end{array} \left. \vphantom{\begin{array}{l} \text{对于发送机} \\ E_{1a} = E \cos \theta_1 \\ E_{1b} = E \cos (\theta_1 - 120^\circ) \\ E_{1c} = E \cos (\theta_1 + 120^\circ) \end{array}} \right\}$$
$$\begin{array}{l} \text{对于接受机} \\ E_{2a} = E \cos \theta_2 \\ E_{2b} = E \cos (\theta_2 - 120^\circ) \\ E_{2c} = E \cos (\theta_2 + 120^\circ) \end{array} \left. \vphantom{\begin{array}{l} \text{对于接受机} \\ E_{2a} = E \cos \theta_2 \\ E_{2b} = E \cos (\theta_2 - 120^\circ) \\ E_{2c} = E \cos (\theta_2 + 120^\circ) \end{array}} \right\}$$

发送机和接收机的整步绕组系星形连接的三相对称绕组，各相回路中的合成电势为：

见图

$$\begin{aligned}\Delta E_a &= E_{2a} - E_{1a} = E(\cos \theta_2 - \cos \theta_1) = 2E \sin \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \sin \frac{\theta_1 - \theta_2}{2} \\ &= 2E \sin \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \sin \frac{\theta}{2}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Delta E_b &= E_{2b} - E_{1b} = E[\cos(\theta_2 - 120^\circ) - \cos(\theta_1 - 120^\circ)] \\ &= 2E \sin\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2} - 120^\circ\right) \sin \frac{\theta}{2}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Delta E_c &= E_{2c} - E_{1c} = E[\cos(\theta_2 + 120^\circ) - \cos(\theta_1 + 120^\circ)] \\ &= 2E \sin\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2} + 120^\circ\right) \sin \frac{\theta}{2}\end{aligned}$$

式中 $\theta = \theta_1 - \theta_2$ ——发送机、接收机偏转角之差，称为**失调角**



当失调角 $\theta \neq 0$ 时，整步绕组中各相回路的合成电动势不为零，使各相回路中产生均衡电流。设整步绕组中的各相阻抗为 Z ，则各相回路的均衡电流有效值为

$$I_a = \frac{\Delta E_a}{2Z} = \frac{E}{Z} \sin \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \sin \frac{\theta}{2} = I \sin \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \sin \frac{\theta}{2}$$

$$I_b = \frac{\Delta E_b}{2Z} = \frac{E}{Z} \sin \left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2} - 120^\circ \right) \sin \frac{\theta}{2} = I \sin \left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2} - 120^\circ \right) \sin \frac{\theta}{2}$$

$$I_c = \frac{\Delta E_c}{2Z} = \frac{E}{Z} \sin \left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2} + 120^\circ \right) \sin \frac{\theta}{2} = I \sin \left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2} + 120^\circ \right) \sin \frac{\theta}{2}$$

式中 $I=E/Z$ -----整步绕组各相回路中最大电流的有效值



因各相整步绕组回路是对称的，故整步绕组各相回路的电流在时间上同相位，由上式可知，无论失调角为多大，三相整步绕组中的电流的总和恒为零，即：

$$I_a + I_b + I_c = 0$$



$$I_a = \frac{\Delta E_a}{2Z} = \frac{E}{Z} \sin \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \sin \frac{\theta}{2} = I \sin \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \sin \frac{\theta}{2}$$

$$I_b = \frac{\Delta E_b}{2Z} = \frac{E}{Z} \sin \left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2} - 120^\circ \right) \sin \frac{\theta}{2} = I \sin \left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2} - 120^\circ \right) \sin \frac{\theta}{2}$$

$$I_c = \frac{\Delta E_c}{2Z} = \frac{E}{Z} \sin \left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2} + 120^\circ \right) \sin \frac{\theta}{2} = I \sin \left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2} + 120^\circ \right) \sin \frac{\theta}{2}$$

由上式可知，只有当**失调角等于零**时，即发送接和接收机转子**处于协调位置**时，各相整步绕组中的**电流才都为零**。相应它们转子上的**整步转矩也为零**。

力矩式自整角机在指示工作状态下运行时，因接收机轴上的负载很小，即阻力矩很小，故在实际运行中失调角一般不致超过 5° 。



在 $\theta_1 \neq \theta_2$ 时，整步绕组各相回路中存在均衡电流，带电的整步绕组在气隙磁场的作用下产生**电磁转矩**，电磁转矩作用于整步绕组而试图使定子旋转。由于定子不能旋转，电磁转矩只能**反作用于转子而使接收机转子转动**。发送机和接收机的转子转动，使 $\theta_1 = \theta_2$ 时，均衡电流为零，发送机和接收机的转子停转。可见，**只要发送机转子转过一个角度，接收机的转子就会在自身生成的电磁转矩作用下转过一个相同的角度，从而实现了转角的远距离再现。**

当发送机和接收机的失调角为 θ 时，作用在电机轴上的电磁转矩即为**整步转矩**，又称为**静态整步转矩**。它是由整步绕组中的电流和主磁场相互作用而产生的。



实际上，由于存在摩擦转矩，当电磁转矩随失调角减小，而减小到等于或小于摩擦转矩时，接收机的转子就停转了，也就是说，**均衡电流未下降到零时接收机转子就停转了**，说明接收机转子的偏转角与发送机转子的偏转角还有一定的偏差，即仍存在**失调角**，此时的失调角称为**静态误差角**。静态误差角越小，力矩式自整角机的精度越高。



力矩式自整角机的主要技术指标

1. 比整步转矩 T_{θ}

力矩式自整角接收机的角度指示功能主要取决于失调角 θ 很小时的整步转矩值。通常用接收机与发送机的失调角为 1° 时轴上的输出转矩（整步转矩值）来衡量。

这项指标对力矩式发送机、接收机都有要求。在接收机中，它与摩擦力矩的大小决定了静态误差，也就决定了接收机的精度。

在力矩式发送机中，比整步转矩较大者与多台接收机并联工作时，将使接收机轴上产生较大的比整步转矩，从而使系统精度提高。



2. 阻尼时间

它是指力矩式接收机与相同电磁性能的标准发送机同步连接后，失调角为 $177^\circ \pm 2^\circ$ 时，力矩式接收机由失调位置稳定到协调位置所需的时间。

这项指标仅对力矩式接收机有要求，阻尼时间按规定应不大于3s。阻尼时间越小，接收机的跟随性能越好。



3. 零位误差 $\Delta \theta_0$

力矩式自整角发送机励磁后，从**基准电气零位**开始（基准电气零位处，b相整步绕组和c相整步绕组相互对称，线间电势为零），转子每转过 60° ，理论上就有一相整步绕组对准励磁绕组，另外两相整步绕组线间电势为零。此位置称做**理论电气零位**。

由于设计及工艺因素的影响，实际电气零位与理论电气零位有差异，**此差值即为零位误差**，以角分表示。**力矩式发送机的精度是由零位误差来确定的**。力矩式发送机零位误差一般为 $12'-60'$ 。



4. 静态误差 $\Delta \theta_s$

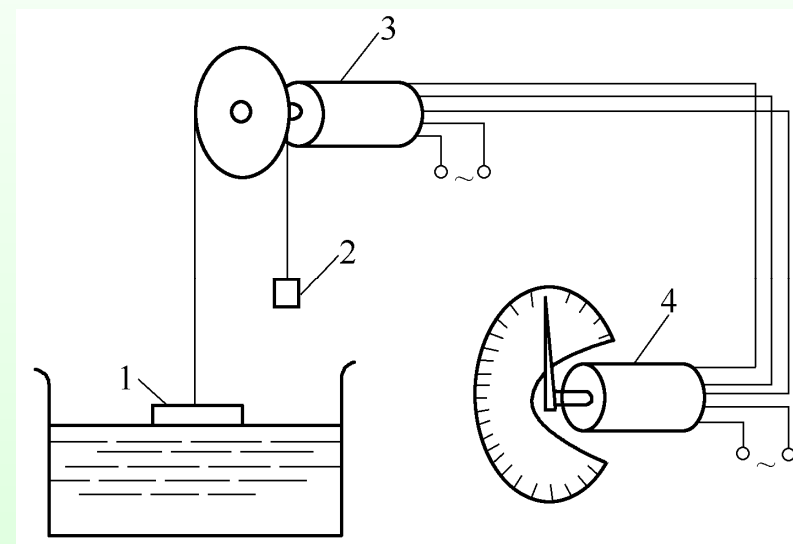
在力矩式自整角机系统中，在静态协调位置时，接收机与发送机转子转角之差，称为**静态误差**，以角分表示。

力矩式接收机的精度是由静态误差来确定的。



力矩式自整角机的应用

右图表示一液面位置指示器。浮子1随着液面的上升或下降，通过绳索带动自整角发送机3的转子转动，将液面位置转换成发送机转子的转角。自整角发送机和接收机4之间再通过导线可以远距离连接，于是自整角接收机转子就带动指针准确地跟随着发送机转子的转角变化而偏转，从而实现远距离的位置指示。



1—浮子；2—平衡锤；
3—发送机；4—接收机

液面位置指示器

3.3 控制式自整角机的结构和运行性能



力矩式自整角机系统作为角度的直接传输还存在许多缺点。

1、静态误差较大

当接收机转子空载时，有时静态误差可达 2° ，并随着负载转矩的增高而加大。

2、本身没有力矩的放大作用

克服负载所需的转矩必须由发送机方来施加。

3、当多台接收机并联工作时，每台接收机的比整步转矩随着接收机台数的增多而降低。



基于力矩式自整角机的上述缺陷，在随动系统中广泛采用了由伺服机构和控制式自整角机组合的系统。

由于伺服机构中增设了放大器，系统具有较高的灵敏度。此时，角度传输的精度主要取决于自整角机的电气误差，通常可达到几角分(1度=60角分=3600角秒)，性能上优于力矩式自整角机。

控制式自整角机本质上属于电压信号元件，工作时温升非常低，又因为它不直接驱动机械负载，所以这种电机的尺寸就可以做得比力矩式自整角机小一些。

一、控制式自整角机的结构

控制式自整角机

控制式自整角发送机

(和力矩式自整角发送机相似)

控制式自整角接收机

(和力矩式自整角发送机不同，它不直接驱动机械负载，而只是输出电压信号，供放大器使用，其工作情况类似变压器，因此通常称为自整角变压器)



(一) 控制式自整角机发送机

控制式自整角发送机的结构和力矩式自整角发送机很相似，可以采用两种转子机构：**凸极式转子结构**和**隐极式转子结构**。转子上通常放置单相励磁绕组。定子上仍然放置三相整步绕组，彼此的排列关系也为 120° 电角度。



(二) 控制式自整角机变压器

控制式自整角接收机的工作方式是**三相整步绕组输入电压，励磁绕组输出电压**，实际工作在变压器状态，所以又称为控制式自整角变压器。

自整角变压器**均采用隐极式转子结构**，并在转子上装设单相高精度的正弦绕组作为输出绕组。

采用隐极式转子结构的优点是：**电动机的气隙均匀，在运行时，整步绕组的合成磁动势在空间任意位置都有相同的磁导，可以避免由于槽口处磁通波形发生畸变而影响输出绕组的电动势。**

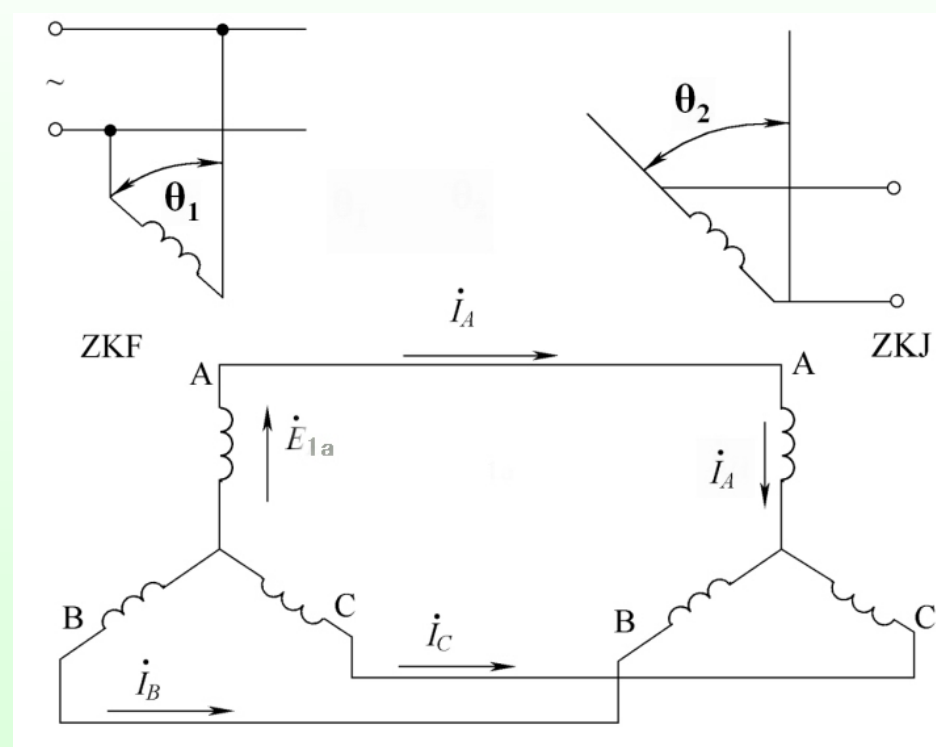


二、控制式自整角机的运行原理

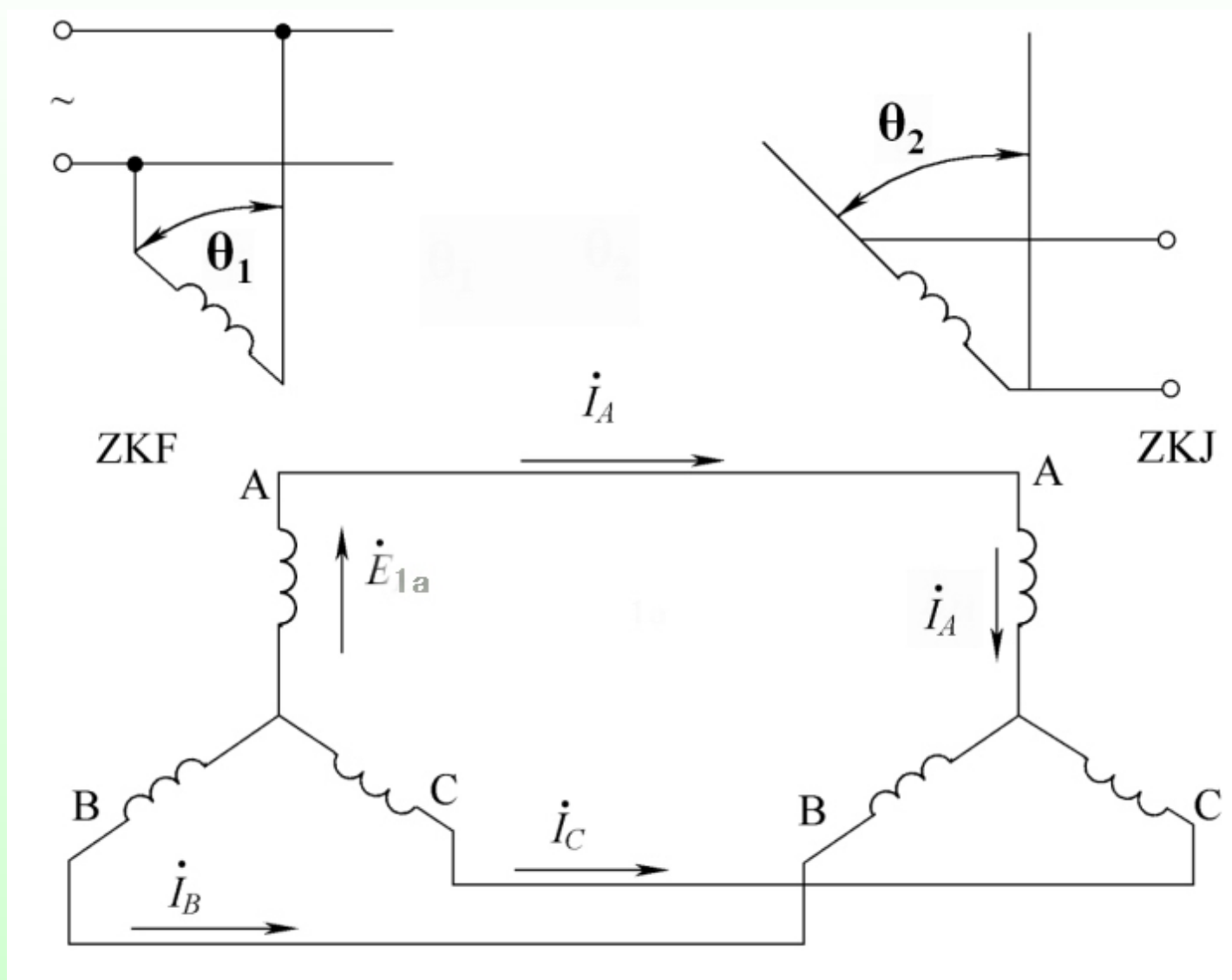
在随动系统中，目前广泛采用的是控制式自整角机和伺服机构组成的组合系统，因为它能带动较大的负载并有较高的角度传输精度。



控制式自整角机的工作原理可以用右图来说明。图中，由结构、参数均相同的两台自整角机构成自整角机组。一台用来发送转角信号，它的励磁绕组接到单相交流电源上，称为自整角发送机，用ZKF表示。另一台用来接收转角信号并将转角信号转换成励磁绕组中的感应电动势输出，称之为自整角接收机，用ZKJ表示。两台自整角机定子中的整步绕组均接成星形，三对相序相同的相绕组分别接成回路。



控制式自整角机系统的原理图





当整步绕组中的某一相绕组轴线与励磁绕组轴线重合时，该相绕组中的感应电动势为最大值，用 E_{Fm} 表示电动势的最大值。

设发送机整步绕组中的A相绕组轴线与其对应的励磁绕组轴线的夹角为 θ_1 ，接收机整步绕组中的A相绕组轴线与其对应的励磁绕组轴线的夹角为 θ_2 ，如图所示。发送机整步绕组中各相绕组的感应电动势有效值为

$$E_{1a} = E_{Fm} \cos \theta_1$$

$$E_{1b} = E_{Fm} \cos(\theta_1 - 120^\circ)$$

$$E_{1c} = E_{Fm} \cos(\theta_1 + 120^\circ)$$



可以证明：接收机励磁绕组的合成电动势，即输出电动势 E_0 为

$$E_0 = E_{0m} \cos \theta$$

式中 E_{0m} ——最大输出电动势有效值



实际的控制式自整角机是将接收机转子绕组轴线与发送机转子绕组轴线垂直时的位置作为计算 θ_1 的起始位置。此时，输出电动势表示为

$$E_0 = E_{0m} \cos(\theta - 90^\circ) = E_{0m} \sin \theta$$

控制式自整角机的输出电动势的大小反映了发送机转子的偏转角度，输出电动势的极性反映了发送机转子的偏转方向，从而实现了将转角转换成电信号。

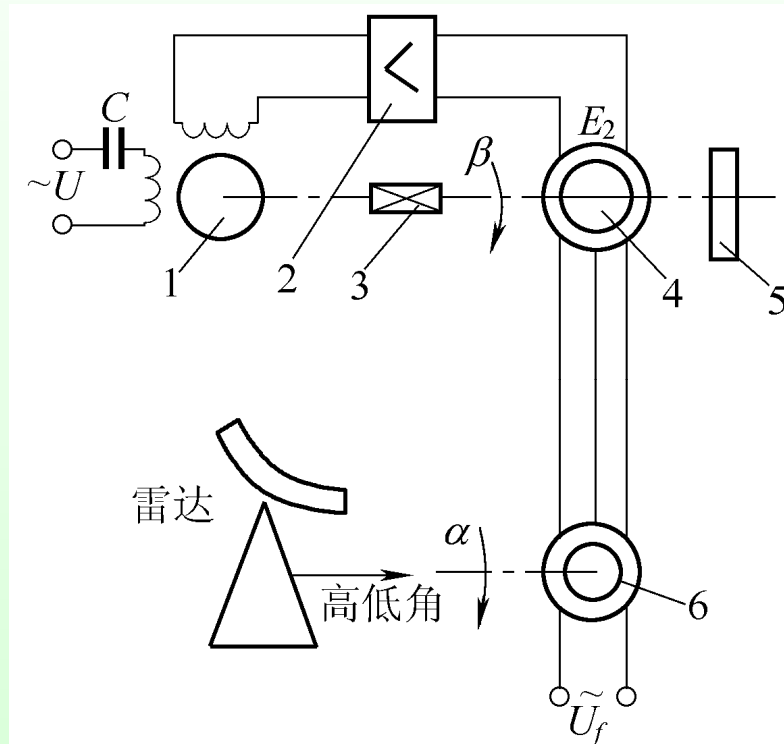
控制式自整角机的应用

右图是雷达高低角自动显示系统示意图，图中自整角发送机6转轴直接与雷达天线的高低角 α （即俯仰角）耦合，因此雷达天线的高低角 α 就是自整角发送机的转角。控制式自整角接收机4转轴与由交流伺服电动机1驱动的系统负载（刻度盘5或火炮等负载）的轴相连，其转角用 β 表示。接收机转子绕组输出电动势 E_2 （有效值）与两轴的差角 γ 即 $\alpha - \beta$ 近似成正比，即

$$E_2 \approx k(\alpha - \beta) = k\gamma$$

式中 k 为常数

E_2 经放大器放大后送至交流伺服电动机的控制绕组，使交流伺服电动机转动。可见，只要 $\alpha \neq \beta$ ，即 $\gamma \neq 0$ ，就有 $E_2 \neq 0$ ，伺服电动机便要转动，使 γ 减小，直至 $\gamma = 0$ 。如果 α 不断变化，系统就会使 β 跟着 α 变化，以保持 $\gamma = 0$ ，这样就达到了转角自动跟踪的目的。只要系统的功率足够大，接收机上便可带动火炮一类阻力矩很大的负载。发送机和接收机之间只需三根连线，便实现了远距离显示和操纵。



- 1—交流伺服电动机；2—放大器；
3—减速器；4—自整角接收机；
5—刻度盘；6—自整角发送机

雷达高低角自动
显示系统原理图



控制式自整角机的主要技术指标

1. 电气误差 $\Delta \theta_e$

自整角变压器的输出电压应符合正弦函数的关系。但由于设计、工艺、材料等因素的影响，在某个电压输出时所对应的实际的转子转角与理论值是有差异的，此差值即为**电气误差**，以角分表示。控制式自整角接收机，即自整角变压器的精度就是由电气误差所决定的。控制式自整角机的精度优于力矩式自整角机，其误差仅为 $5' \sim 10'$ 。



2. 零位电压 U_0

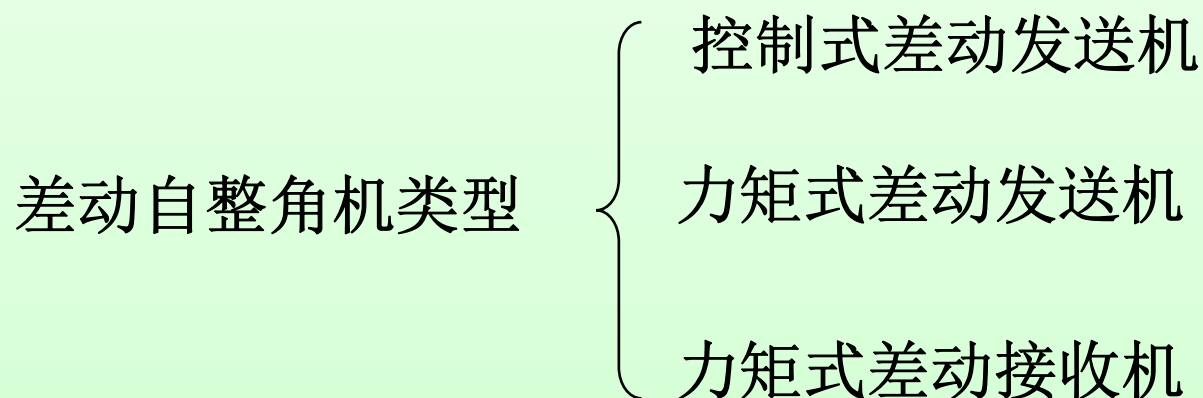
控制式自整角机处于电气零位时的输出电压。电气零位是指控制式发送机转子位置为零，而自整角机变压器转子位置为 90° 电角度时的输出电压，理论上为零。实际中受到电动机加工过程中定子铁芯内圆和转子铁芯外圆的椭圆影响、定转子的偏心、铁芯冲片的毛刺所形成的短路等原因存在一定的非零值。

3. 比电压 u_0

自整角变压器在协调位置附近，当失调角为 1° 时的输出电压值，称为比电压。比电压越大，自整角变压器的灵敏度越高。

3.4 差动自整角机的结构和运行原理

在随动系统中，有时需要由两台发送机来控制同一台接收机，而后者可以指示出两台发送机转子偏转角的和或差。在这种情况下，就要使用差动自整角机。





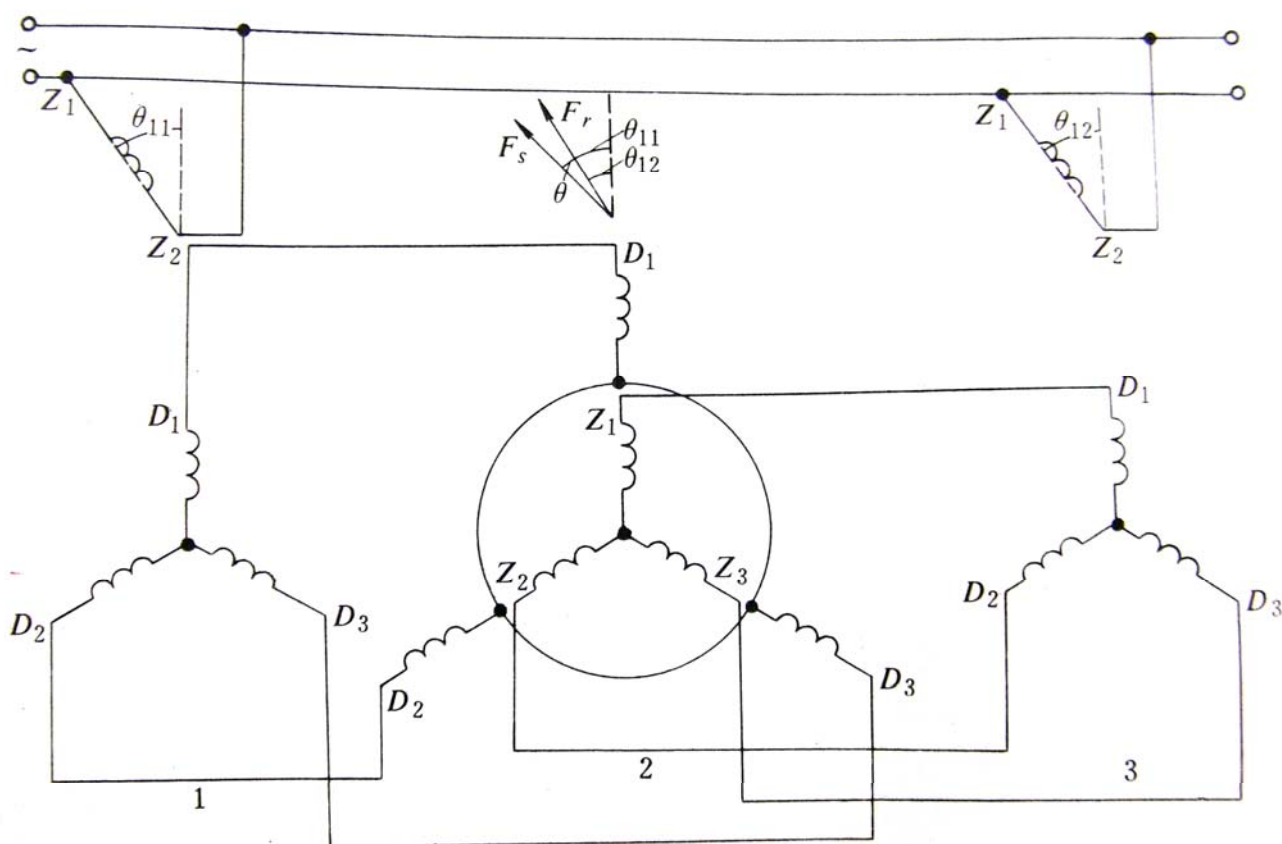
一、差动自整角机的结构

差动自整角机均为隐级式结构，在定子、转子铁心的槽中放置三相分布绕组，并接成星形。转子绕组通过三组滑环和电刷引出。



二、差动自整角机的运行原理

当要求自整角接收机所指示的角度为两个已知转角之和或差时，可以在两台力矩式自整角机发送机之间接入一台力矩式差动接收机。



自整角发送机—差动接收机—自整角发送机运行原理

1, 3—发送机 2—差动接收机

第一台发送机在差动接收机定子绕组回路中产生的合成磁势 F_s ，它的空间位置与第一台发送机转子的空间位置相对应，即空间位置角为 θ_{11} 。

第二台发送机在差动接收机转子绕组回路中产生的合成磁势 F_r ，它的空间位置与第二台发送机转子的空间位置相对应，即空间位置角为 θ_{12} 。



差动接收机中定子的合成磁势 F_s 和转子的合成磁势 F_r 之间空间位置的角差为

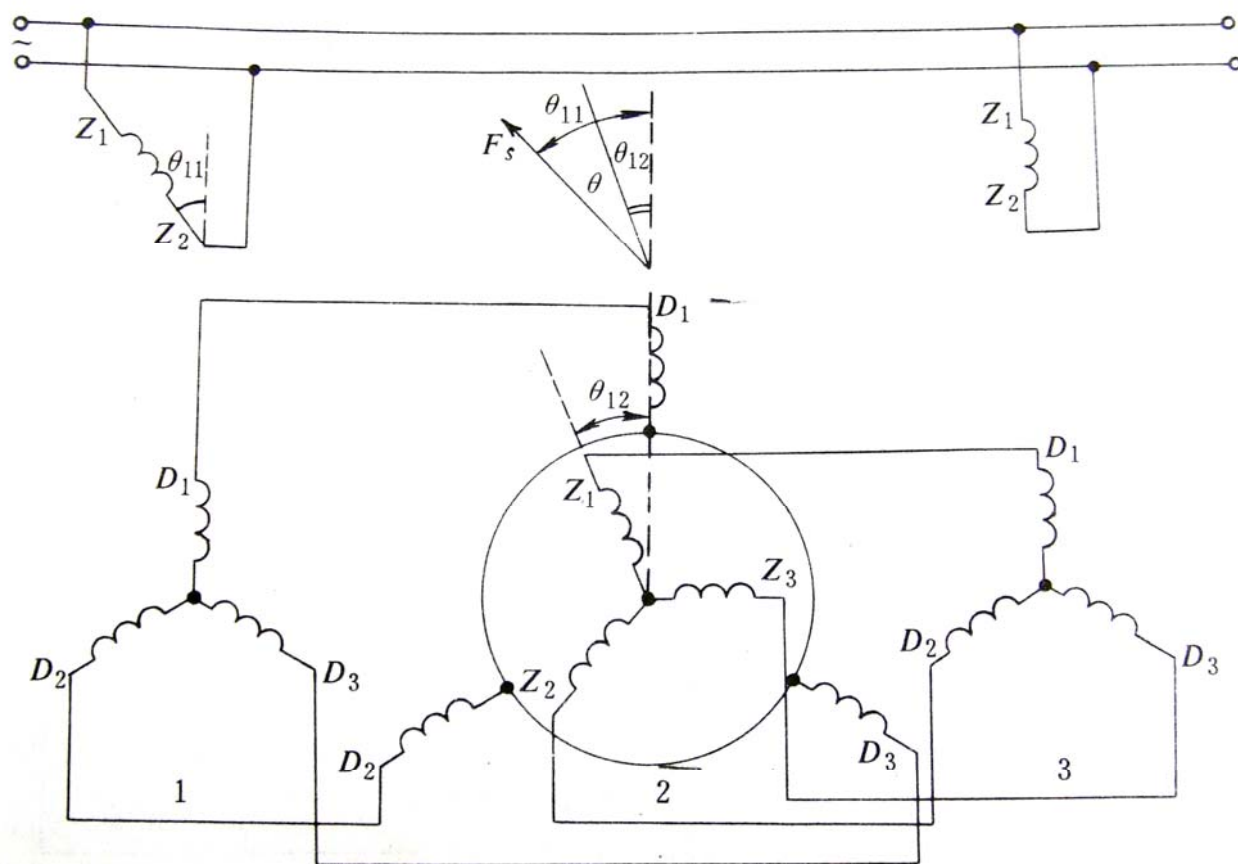
$$\theta = \theta_{11} \pm \theta_{12}$$

当两台发送机转子位置角按同方向偏转使，上式中取“-”号；若按反方向偏转时，则取“+”号。

因差动接收机中，定、转子的合成磁势之间在空间存在角差 θ ，在电磁力的作用下，差动接收机转子将转过 θ 角，使定、转子的合成磁势在空间趋于一致。



为了实现自整角接收机所指示的角度为两个已知角度的和或差，可以在力矩式自整角发送机和接收机之间，再接入一台力矩式差动发送机。



自整角发送机—力矩式差动发送机—自整角接收机运行原理

1—发送机 2—力矩式差动发送机 3—接收机

力矩式自整角发送机在差动发送机定子绕组回路中产生的合成磁势 F_s ，它的空间位置与发送机转子的空间位置相对应，即空间位置角为 θ_{11} 。

当差动发送机转子再转过 θ_{12} 角后，它相对于定子合成磁势的空间位置角为：

$$\theta = \theta_{11} \pm \theta_{12}$$

当差动发送机与力矩式发送机的转子按同方向偏转时，上式中取“-”号；若按反方向偏转时，则取“+”号。

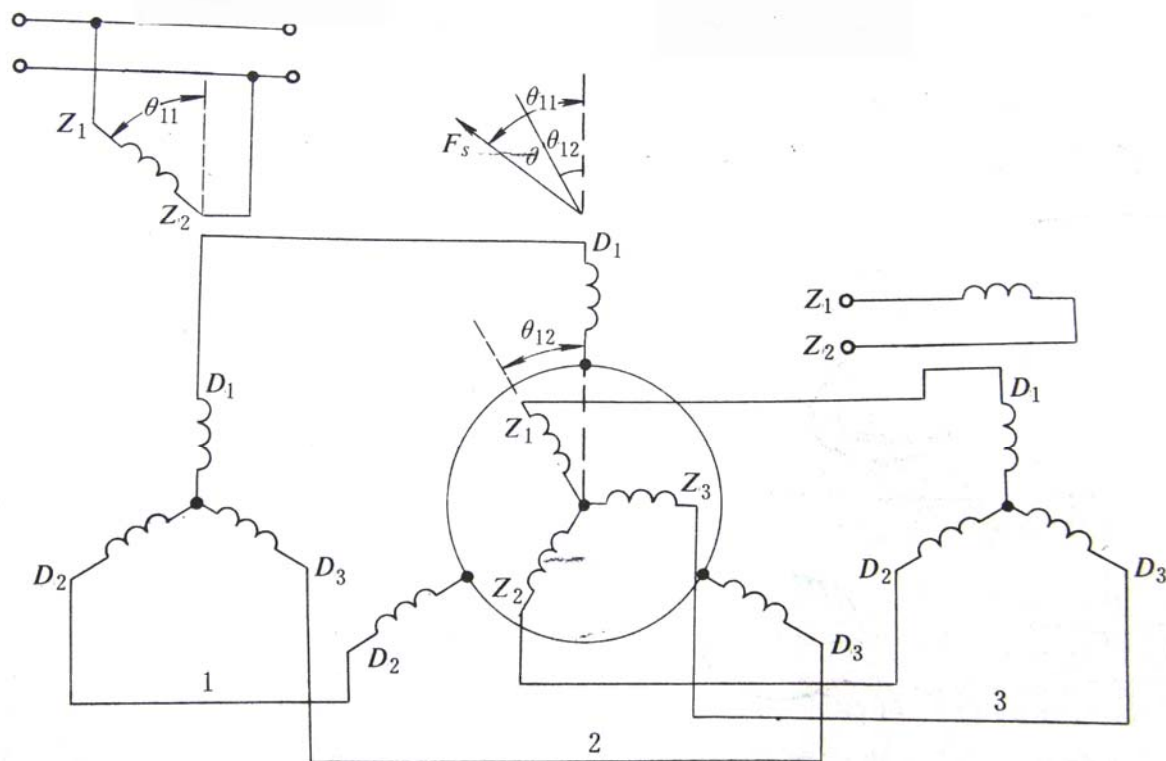


假如将接收机转子在开始时的位置角调整为零，此时系统的失调角即为 θ 。在整步转矩的作用下，接收机转子将转过 θ 角，达到新的协调位置。

这时，接收机转子在空间转过的角度 θ 即为力矩式发送机和差动发送机两转子转角之和或差。



差动式自整角机也可以用于控制式自整角发送机和自整角变压器系统中，当控制式发送机和自整角变压器中间再接入一台控制式差动发送机后，自整角变压器的输出电压为发送机转子和差动发送机转子转角的和或差的正弦函数。



控制式发送机—控制式差动发送机—自整角变压器运行原理

1—控制式发送机 2—控制式差动发送机 3—自整角变压器

在差动发送机的定子绕组中产生的合成磁势 F_s ，它的空间位置与控制式发送机转子的空间位置相对应，即空间位置角为 θ_{11} 。若差动发送机的转子再转过 θ_{12} 角后，其转子相对于定子合成磁势的空间位置角即为

$$\theta = \theta_{11} \pm \theta_{12}。$$

当差动发送机与控制式发送机的转子按同方向偏转时，上式中取“-”号；若按反方向偏转时，则取“+”号。



假如自整角变压器转子的起始位置角为 90° ，这时，失调角就为 $\theta - 90^\circ$ ，自整角变压器的输出电压则为：

$$E_0 = E_{0m} \cos(\theta - 90^\circ) = E_{0m} \sin \theta = E_{0m} \sin(\theta_{11} + \theta_{12})$$



本章结束

变频制电机

第4章

旋转变压器

河北工程大学信电学院

第4章 旋转变压器



4.1 概述

4.2 正余弦旋转变压器的工作原理



第4章 旋转变压器

本章要求:

- 掌握正余弦变压器的结构特点
- 熟练掌握正余弦变压器的工作原理



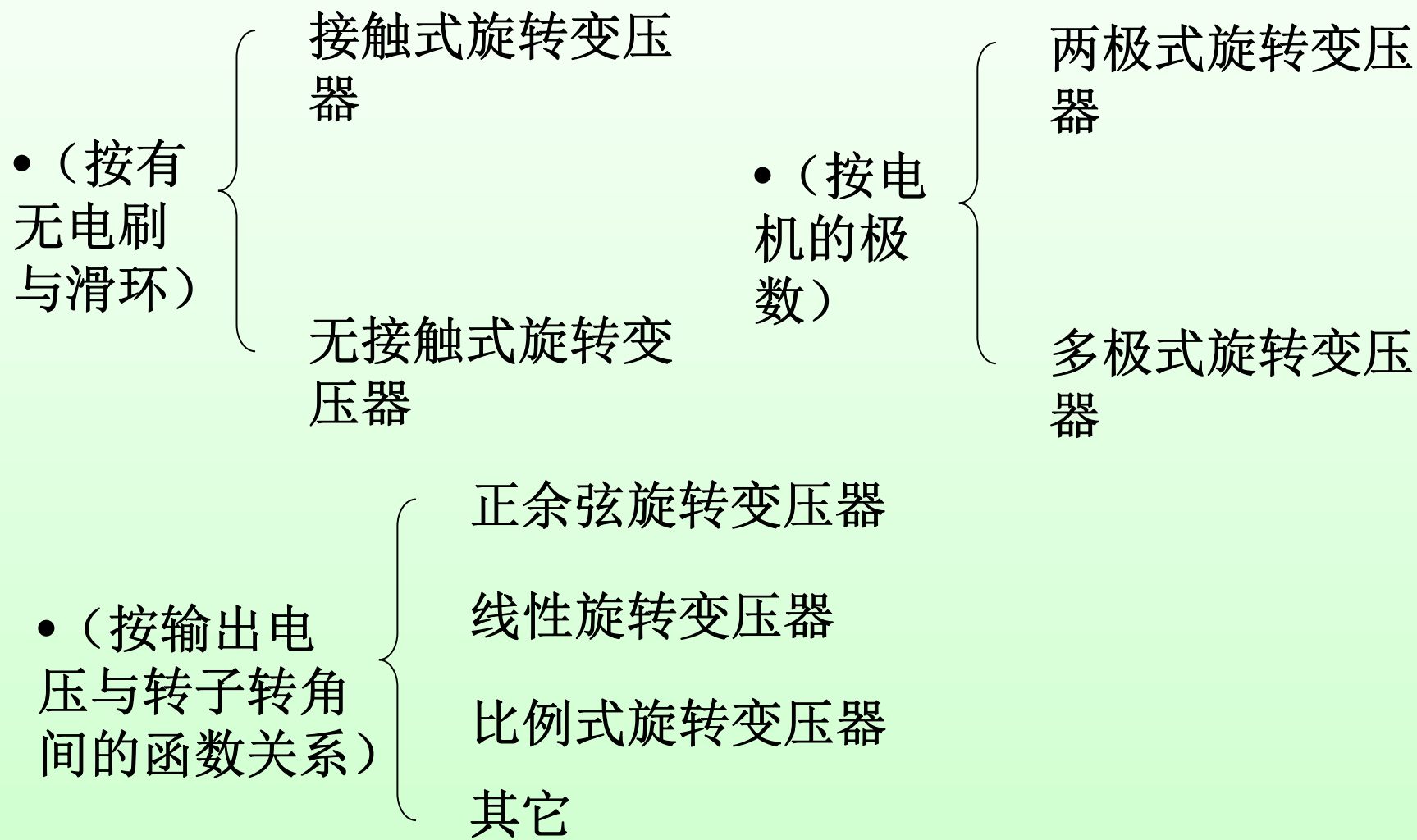
4.1 概述

旋转变压器是一种能转动的变压器。这种变压器的原、付绕组分别放置在定、转子上。原、付绕组之间的电磁耦合程度与转子的转角有关，因此，转子绕组的输出电压也与转子的转角有关。

当旋转变压器的原边施加交流电压励磁时，其副边输出电压将与转子的转角保持某种严格的函数关系，从而实现角度的检测、解算或传输等功能。



一、旋转变压器的分类





根据**应用场合的不同**，旋转变压器又可以分为**两大类**：一类是**解算用旋转变压器**，如利用正余弦旋转变压器进行坐标变换、角度检测等，这已在数控机床及高精度交流伺服电动机控制中得以应用；另一类是**随动系统中角度传输用旋转变压器**，这与控制式自整角机的作用相同，也可以分为**旋变发送机、旋变差动发送机和旋变变压器**等，只是利用旋转变压器组成的位置随动系统，其角度传送精度更高，因此多用于高精度随动系统中。



2914旋转差动变压器



用途：在旋转运动的随动系统中，提供位置反馈信号。已用于某系统中。

2595旋转变压器



用途：在随动系统中提供位置反馈或解算信号，本产品已用于某装备的惯性定位、定向系统中。





2532旋转变压器 (高频)



用途：在随动系统中提供位置反馈或解算信号，本产品已用于某惯性导航的稳定平台中。

2909旋转变压器(低频)

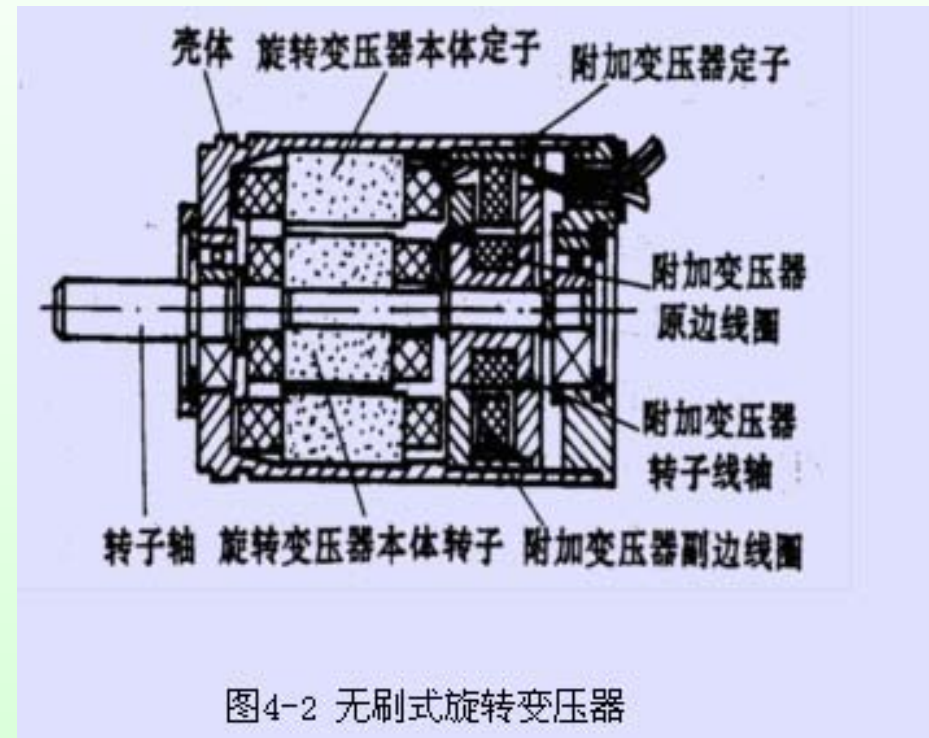
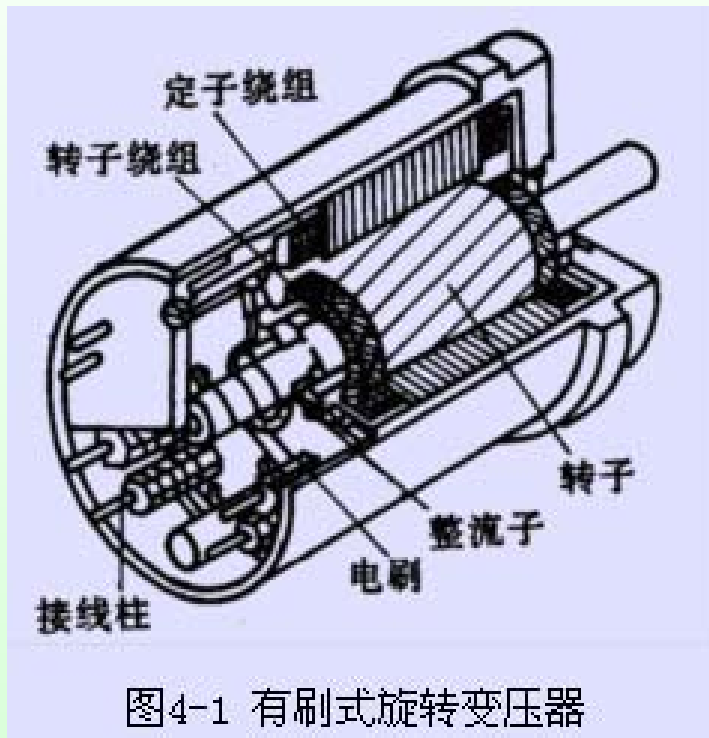


用途：在随动系统中提供位置反馈或解算信号，本产品已用于某惯性导航的稳定平台中。

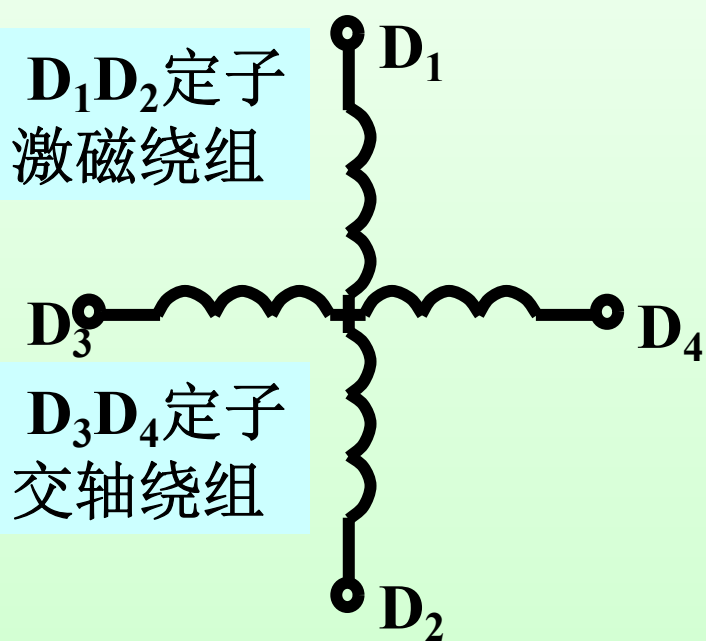


- 本章以单极、接触式旋转变压器为对象进行详细介绍。

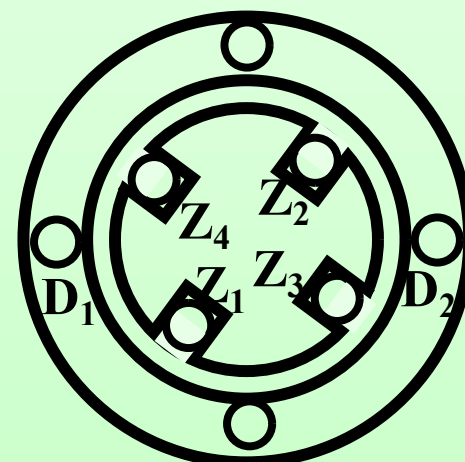
二、旋转变压器的结构特点



- 旋转变压器由定、转子两大部分组成。定、转子铁心由导磁性能良好的硅钢片叠成，定子铁心内圆和转子铁心外圆上均布有齿槽。

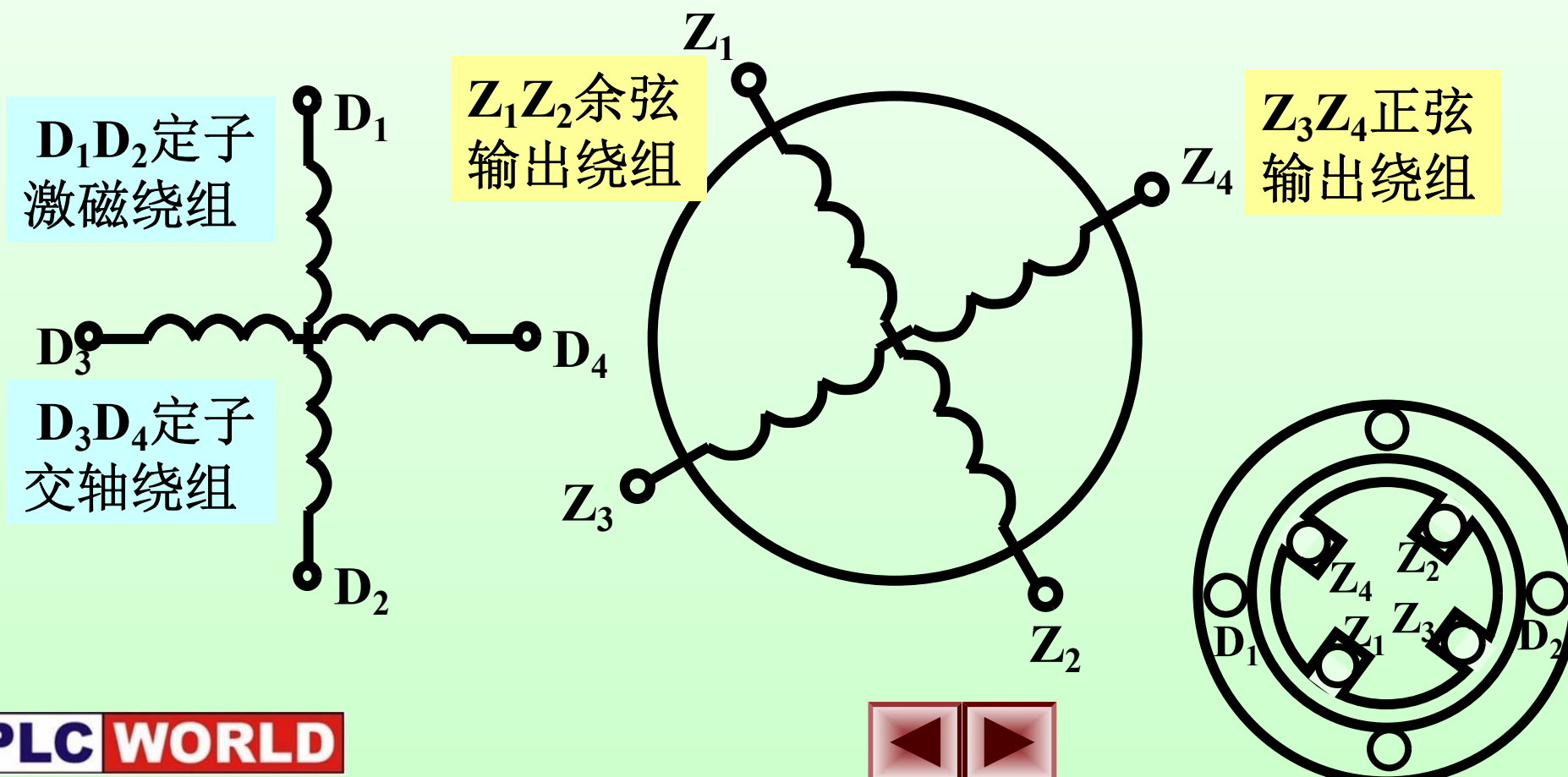


在定子槽中分别布置有两个空间互成 90° 的绕组，一个是定子**激磁**绕组，一个为定子交轴绕组(**补偿**)，两套绕组的结构是完全相同的。



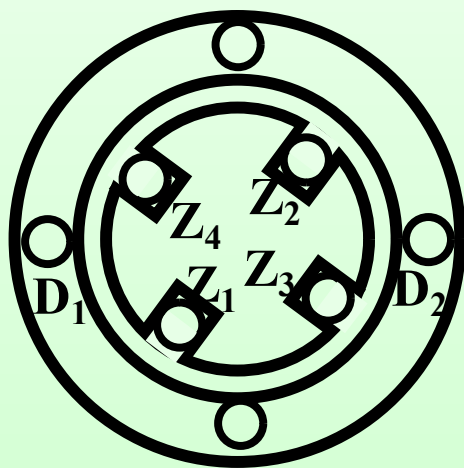


在转子槽中分别布置有两个空间互成 90° 的绕组，一个正弦输出绕组，一个余弦输出绕组，两套绕组的结构是完全相同的。





定、转子间的气隙是均匀的，气隙磁场一般为两极。定子绕组引出线可直接引出或接到固定的接线板上，而转子绕组引出线则通过滑环和电刷引出。



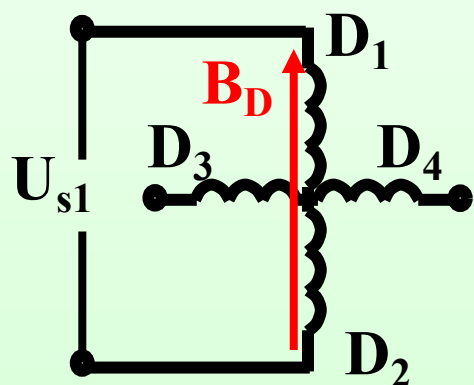
对于线性旋转变压器，因为转子转角有限，所以可以用软导线直接将转子绕组接到固定的接线板上。



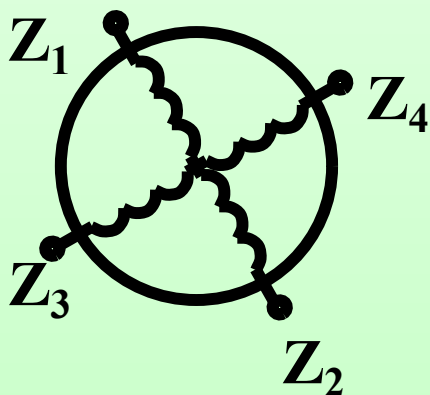
4.2 正余弦旋转变压器的工作原理

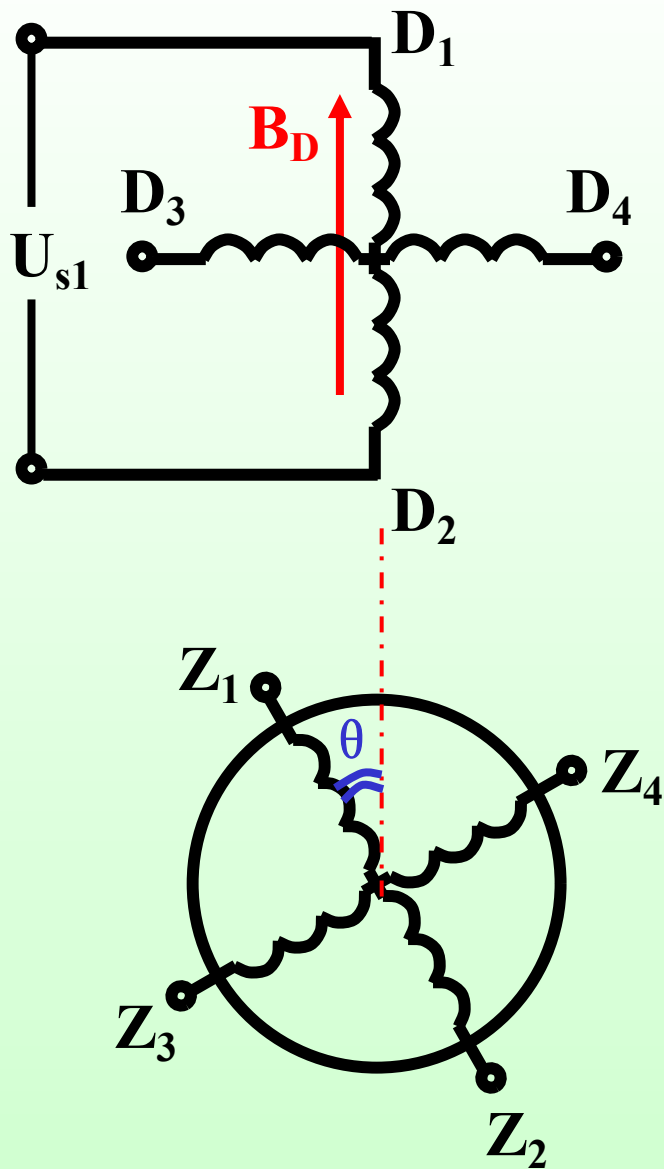
一、旋转变压器空载时

输出绕组 $Z_1 Z_2$ 和 $Z_3 Z_4$ 以及定子交轴绕组 $D_3 D_4$ 开路，激磁绕组施加交流激磁电压 U_{s1} 。

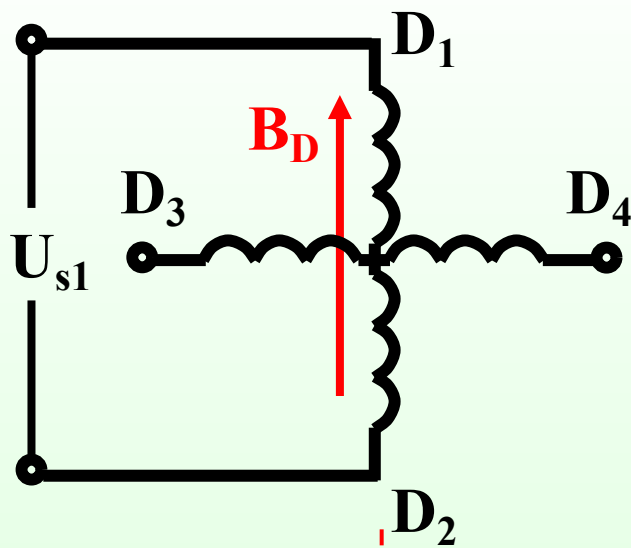


此时气隙中将产生一个脉振磁场 B_D ，该磁场的轴线在定子激磁绕组 $D_1 D_2$ 的轴线上。

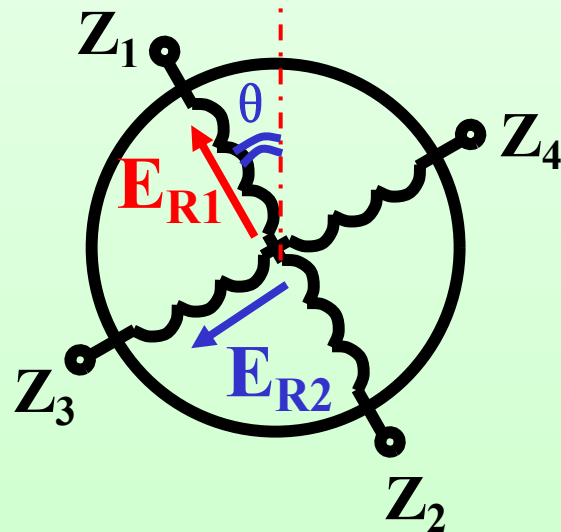




脉振磁场将在转子的输出绕组 $Z_1 Z_2$ 和 $Z_3 Z_4$ 中感应变压器电势。



设定子绕组 D_1D_2 轴线和余弦输出绕组 Z_1Z_2 轴线的夹角为 θ ，旋转变压器激磁磁通 ϕ_D 在余、正弦输出绕组 Z_1Z_2 和 Z_3Z_4 中的感应电势分别为：



$$E_{R1} = 4.44 f W_R \phi_D \cos \theta$$

$$= E_R \cos \theta$$

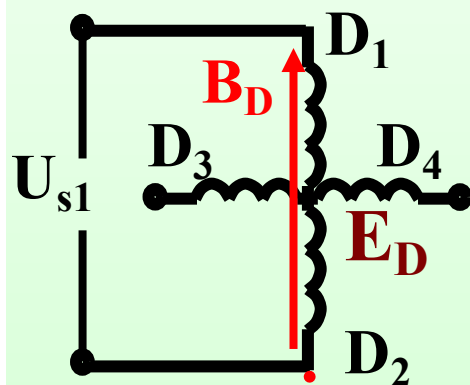
$$E_{R2} = 4.44 f W_R \phi_D \cos(\theta + 90^\circ)$$

$$= -E_R \sin \theta$$

$$E_{R1} = 4.44 f W_R \phi_D \cos \theta = E_R \cos \theta$$

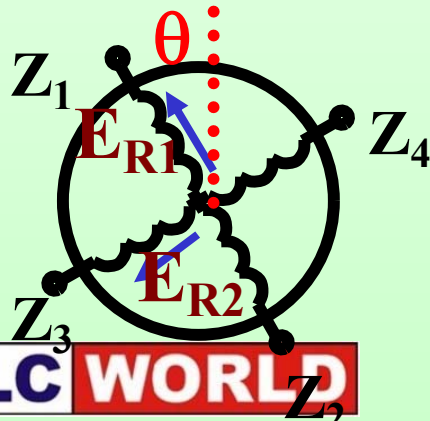
$$E_{R2} = 4.44 f W_R \phi_D \cos(\theta + 90^\circ) = -E_R \sin \theta$$

E_R 为激磁绕组和输出绕组轴线重合时磁通 ϕ_D 在该输出绕组中的感应电势。



若 ϕ_D 在激磁绕组中的感应电势为 E_D ，则：

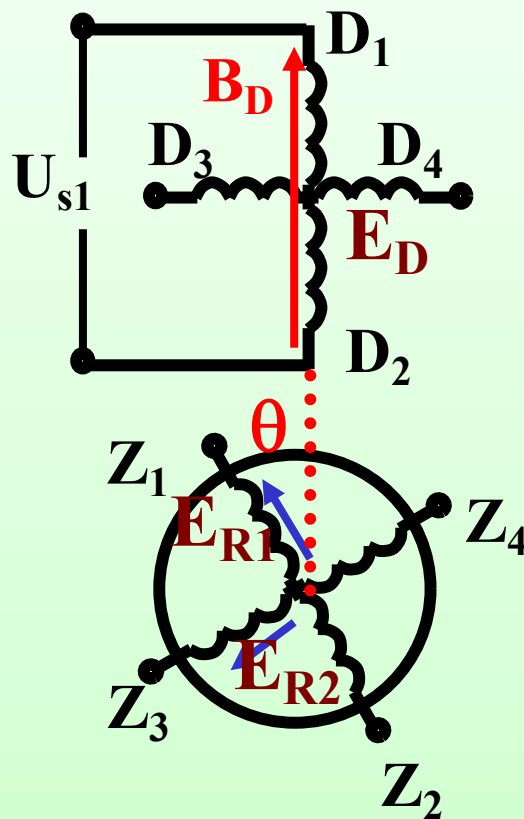
$$E_R / E_D = W_R / W_D = k_\mu$$



W_R 和 W_D 分别为输出绕组和激磁绕组的有效匝数； k_μ 表示变比或匝数比。

则得: $E_{R1} = k_{\mu} E_D \cos \theta$

$$E_{R2} = -k_{\mu} E_D \sin \theta$$



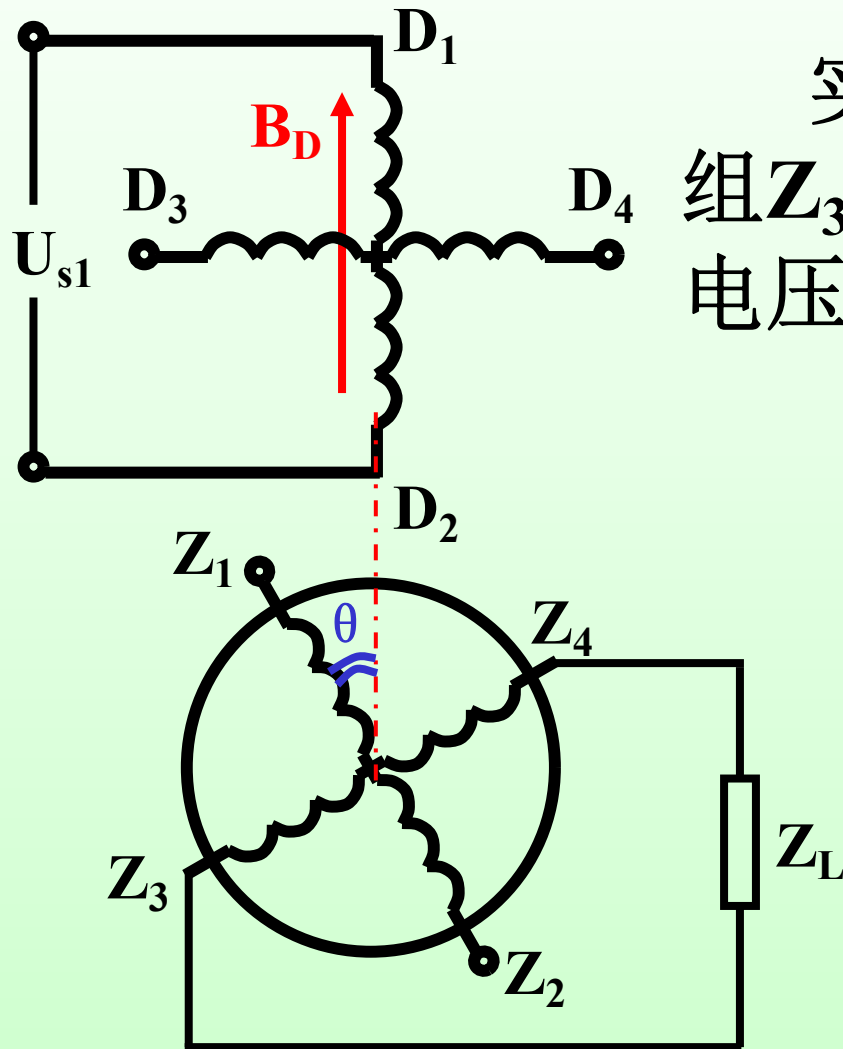
忽略激磁绕组的电阻和漏抗，
则 $E_D = U_{s1}$ ，得：

$$E_{R1} = k_{\mu} U_{s1} \cos \theta$$

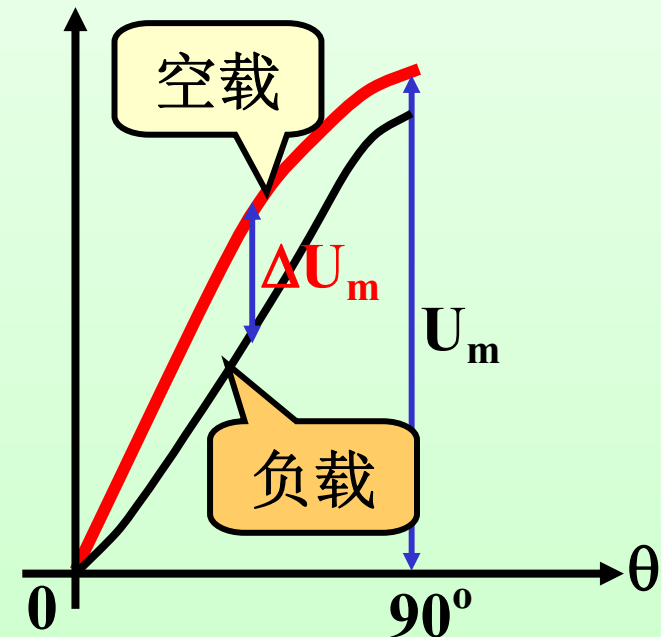
$$E_{R2} = -k_{\mu} U_{s1} \sin \theta$$

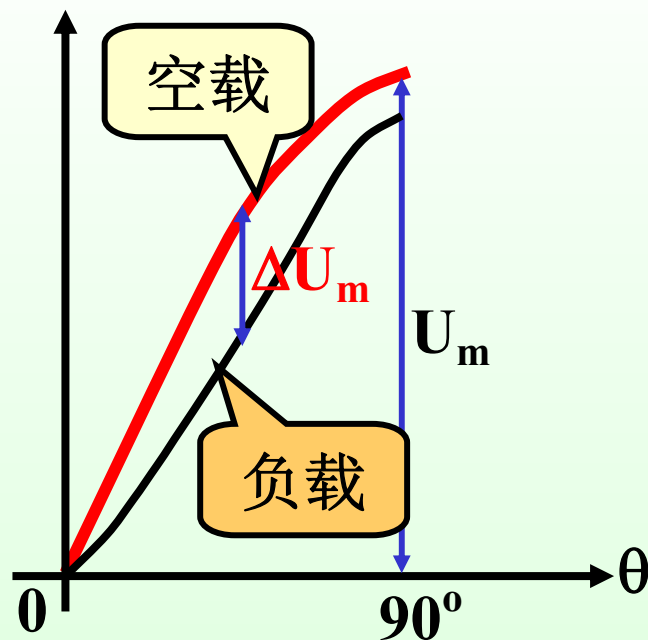
上式表明当电源电压不变时，**输出电势与转子转角 θ 有严格的正、余弦关系。**

二、旋转变压器带载时



实验表明，图中正弦输出绕组 Z_3Z_4 带上负载以后，其输出电压不再是转角的正弦函数。





左图表示了旋转变压器空载和负载时输出特性的对比。

负载电流越大，二者的差别也越大。

这种输出特性偏离正余弦规律的现象称为**输出特性的畸变**。

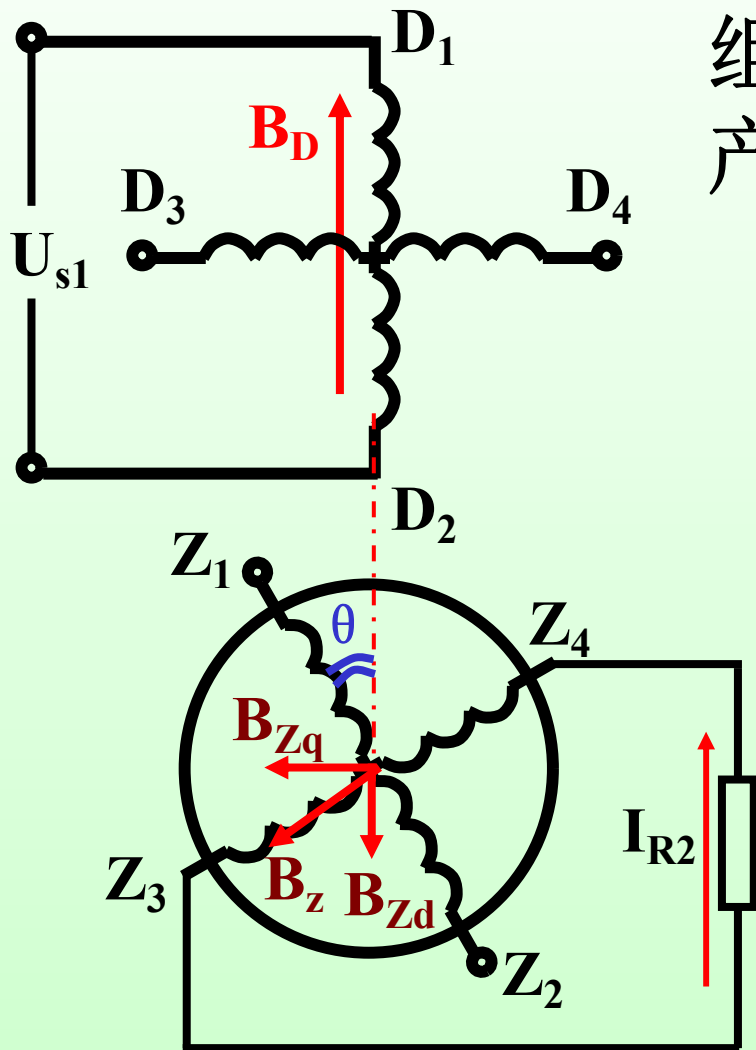
畸变的原因是什么？如何消除？

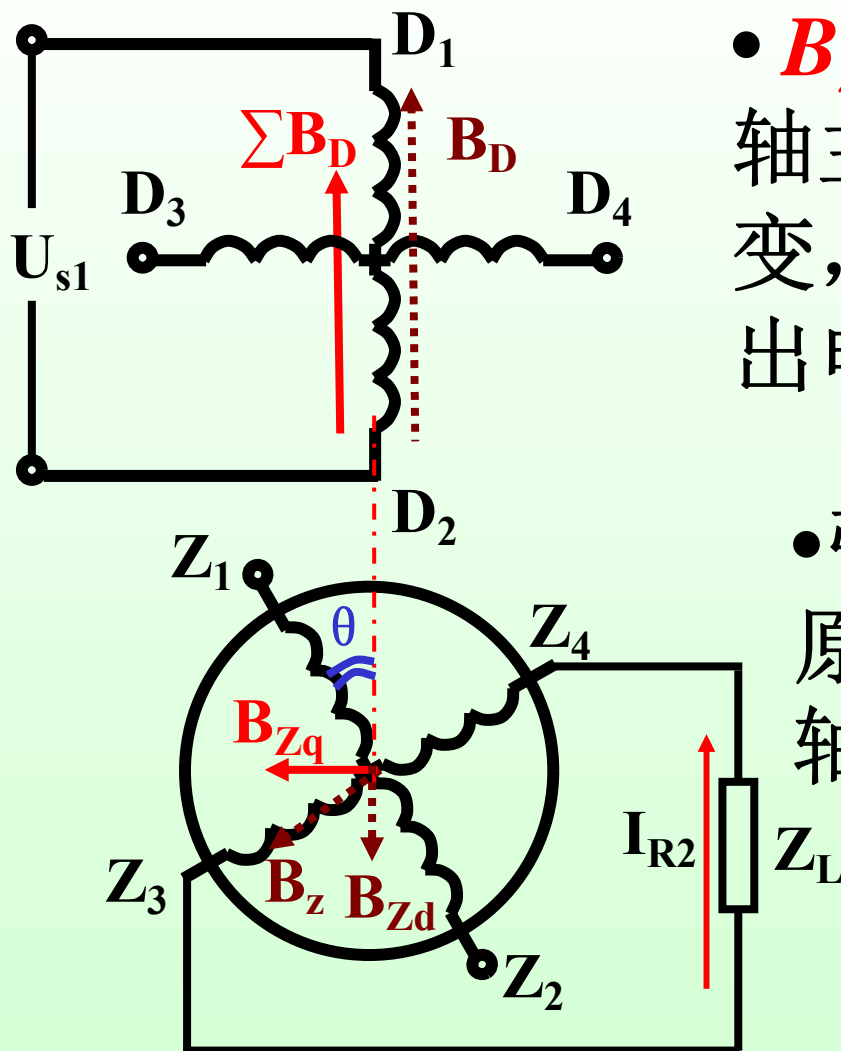
三、输出特性畸变原因

$Z_3 Z_4$ 接上负载 Z_L 时，绕组中有电流 I_{R2} ， I_{R2} 在气隙中产生相应的脉振磁场 B_Z 。

将 B_Z 分解为 B_{Zd} 和 B_{Zq} 。其中 B_{Zd} 对 B_D 起去磁作用，定子外加交流电源将输出电流增加，以维持 **D轴方向的合成磁通（主磁通）基本不变**（比空载略微减小）。

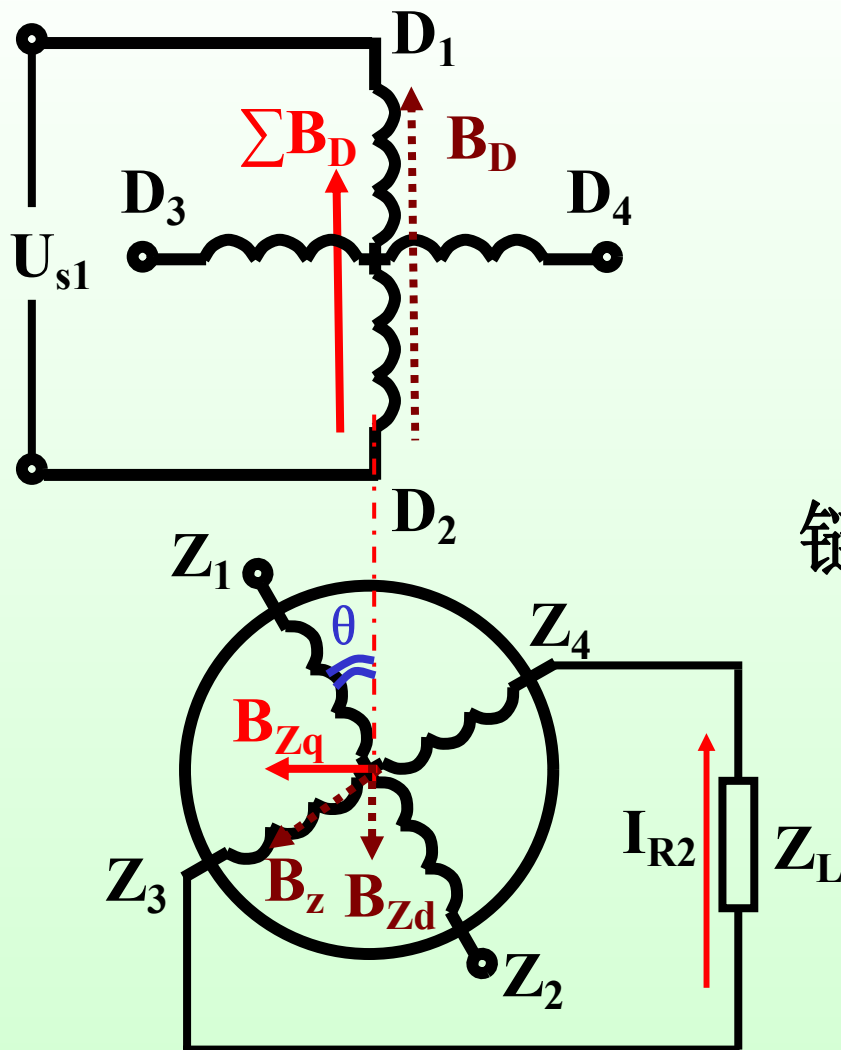
负载交轴分量 B_{Zq} 无外加励磁与其平衡。因此，**负载时，气隙中出现了交轴分量 B_{Zq} 磁场。**





- B_{Zd} 对 B_D 起去磁作用，直轴主磁通（ ΣB_D ）基本不变，所以负载直轴磁通对输出电压畸变的影响小。

- 引起输出电压畸变的主要原因是副边电流所产生的交轴磁场分量 B_{Zq} 。



$$B_{Zq} = B_Z \cos \theta$$

$$\phi_q \propto B_Z \cos \theta$$

设 ϕ_q 与输出绕组 Z_3Z_4 交链的磁通为 ϕ_{q34} ，则

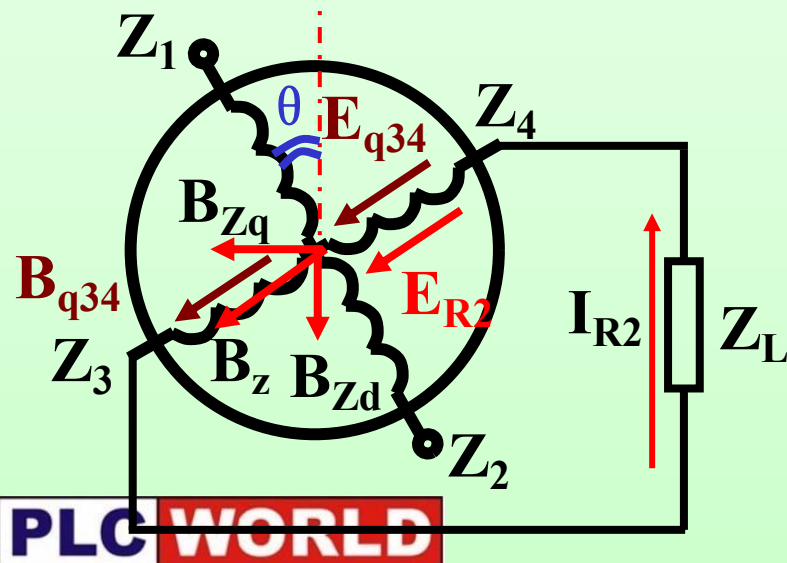
$$\phi_{q34} = \phi_q \cos \theta$$

$$\phi_{q34} \propto B_Z \cos^2 \theta$$

磁通 ϕ_{q34} 在 Z_3Z_4 绕组中所产生的感应电势也是一个变压器电势，其有效值为

$$E_{q34} = 4.44 f W_R \phi_{q34} \propto B_Z \cos^2 \theta$$

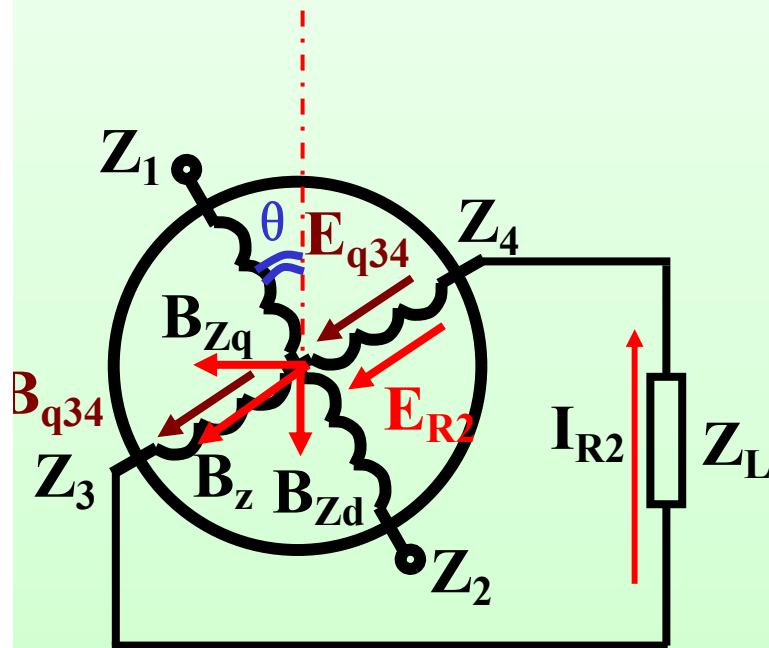
旋转变压器正弦输出绕组 Z_3Z_4 接上负载后，除了存在 $E_{R2} = -k_\mu U_{s1} \sin \theta$ 电势外，还附加了正比于 $B_Z \cos^2 \theta$ 的电势 E_{q34} 。



E_{q34} 的出现破坏了输出电压随转角作正弦变化的关系，造成输出特性的畸变。

$$E_{q34} \propto B_z \cos^2 \theta$$

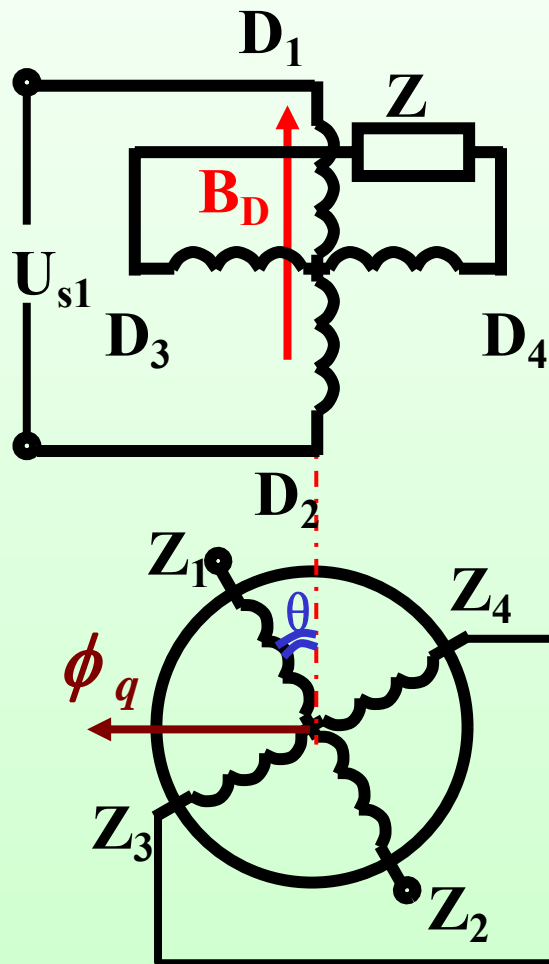
在一定的转角下， E_{q34} 正比于 B_z ，而 B_z 正比于 I_{R2} ，所以负载电流越大， E_{q34} 也越大，输出特性偏离正弦函数关系就越远。



因此，旋转变压器有载时，输出特性的畸变，主要是由交轴磁通引起的。为了消除畸变，就必须设法消除交轴磁通的影响。消除畸变的方法称为补偿。

四、消除畸变方法

1 原边补偿的正余弦旋转变压器

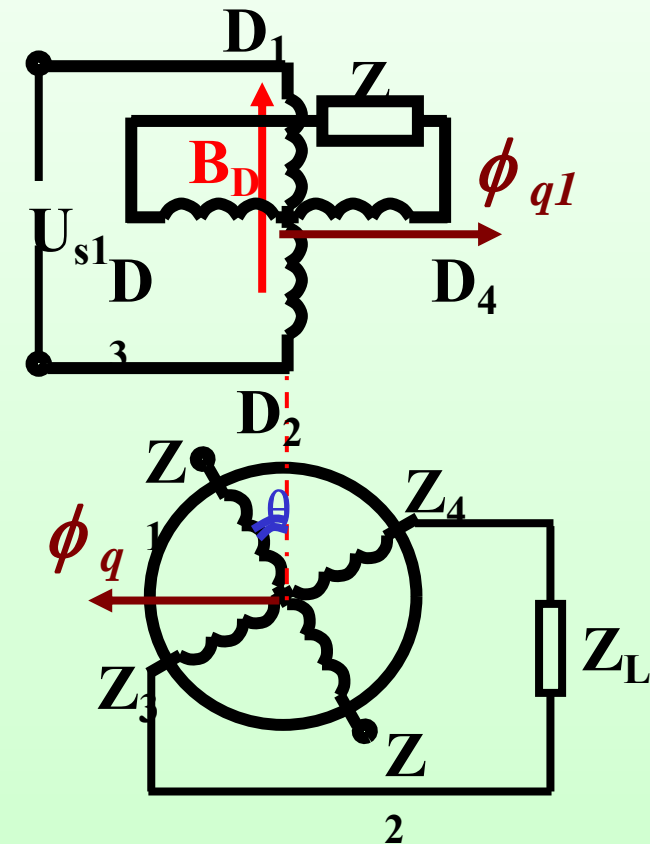


旋转变压器接线如图。由图可以看出，定子交轴绕组 D_3D_4 对交轴磁通 ϕ_q 来说是一个阻尼线圈。

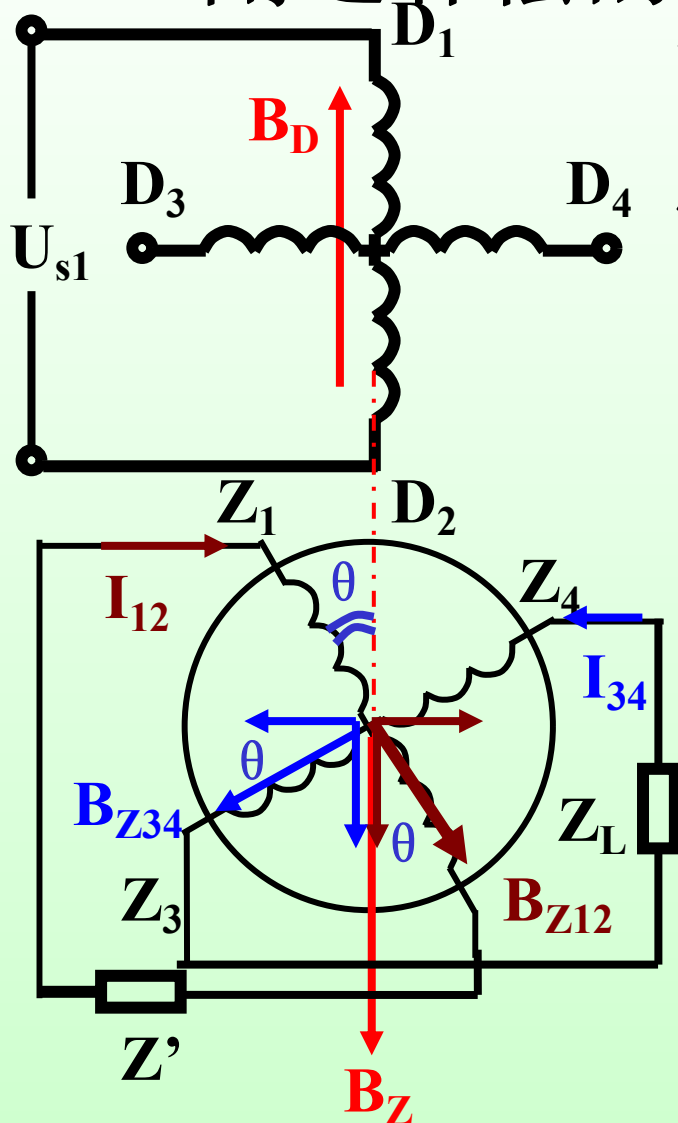
因为交轴磁通在绕组 D_3D_4 中要产生感应电势及其感应电流。

根据楞次定律，该感应电流所产生的磁通是反对交轴磁通变化的，因而对交轴磁通起去磁作用，从而达到补偿的目的。

为了更好地抵消交轴磁通，因此常把交轴绕组直接短路。



2、副边补偿的正余弦旋转变压器



副边补偿的正余弦旋转变压器，就是指副边**接对称负载**，如图。

正弦输出绕组 Z_3Z_4 接上负载 Z_L ，余弦输出绕组 Z_1Z_2 接阻抗 Z' ， $Z'=Z_L$ 此时输出电压和转角之间可以保持严格的正余弦关系。

交轴磁场抵消等于零；

总负载磁场与励磁磁场反向。

要达到完全补偿，正、余弦输出绕组中感应电动势的大小和相位应与空载时一样，即

$$\left. \begin{aligned} E_s &= K_u U_f \sin \theta \\ E_c &= K_u U_f \cos \theta \end{aligned} \right\}$$

此时，转子绕组中的电流 I_s 和 I_c 分别为

$$\left. \begin{aligned} I_s &= \frac{E_s}{Z_s + Z_L} = \frac{K_u U_f \sin \theta}{Z_s + Z_L} \\ I_c &= \frac{E_c}{Z_c + Z'} = \frac{K_u U_f \cos \theta}{Z_c + Z'} \end{aligned} \right\}$$

在正、余弦绕组中产生的磁场分别为

$$\left. \begin{aligned} B_{sq} &= B_s \cos \theta = K \frac{K_u U_f \sin \theta}{Z_s + Z_L} \cos \theta \\ B_{cq} &= B_c \sin \theta = K \frac{K_u U_f \cos \theta}{Z_c + Z'} \sin \theta \end{aligned} \right\}$$

完全补偿应满足下式

$$K \frac{K_u U_f \cos \theta}{Z_c + Z'} \sin \theta = K \frac{K_u U_f \sin \theta}{Z_s + Z_L} \cos \theta$$

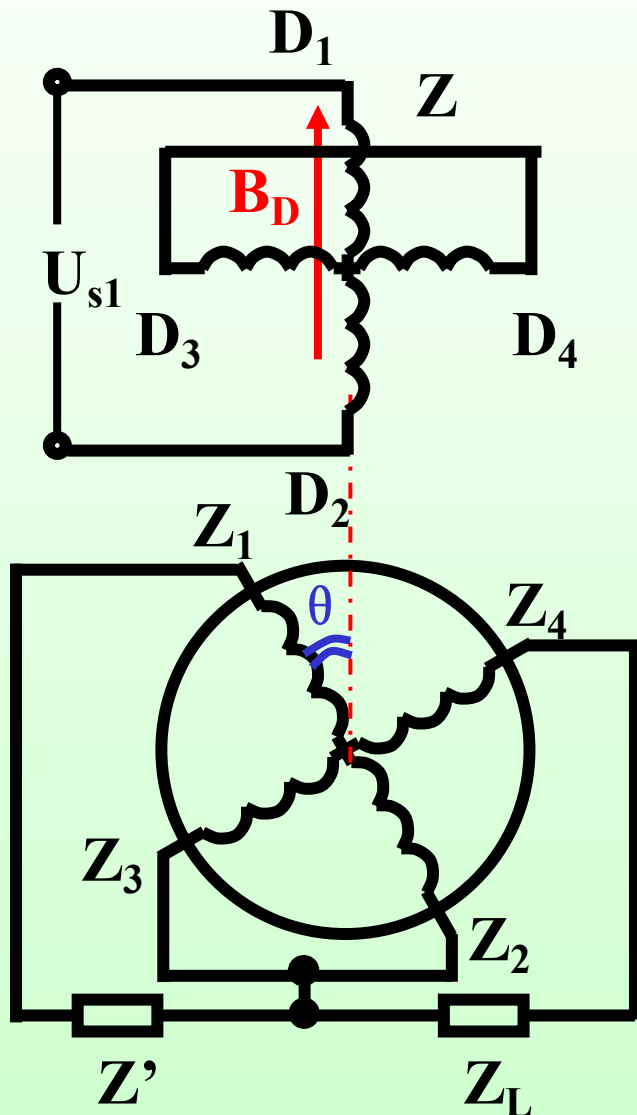
所以应使

$$Z_c + Z' = Z_s + Z_L$$

$$\therefore Z_c = Z_s \quad \therefore Z' = Z_L$$

要达到完全补偿必须保证在任何条件下两输出绕组的负载阻抗总是相等，当负载阻抗 Z_L 变化时，补偿阻抗 Z' 也应跟着作相应的变化，这在实际使用中存在一定难度，这是二次侧补偿存在的缺点。原边补偿时，交轴绕组短路，这与负载阻抗无关，因此原边补偿易于实现。

3、原副边同时补偿的正余弦旋转变压器



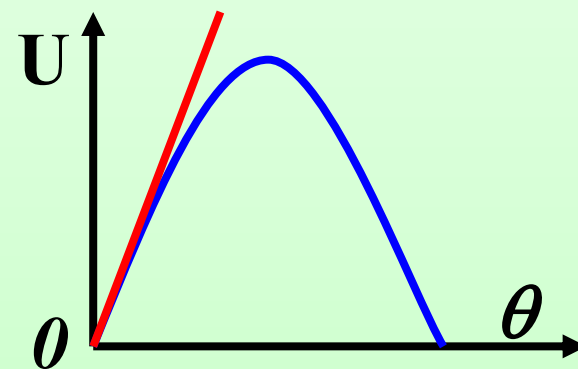
对于减小误差来说，同时采用原、副边补偿是最有利的，此时旋转变压器的四个绕组全部用上。如图所示。

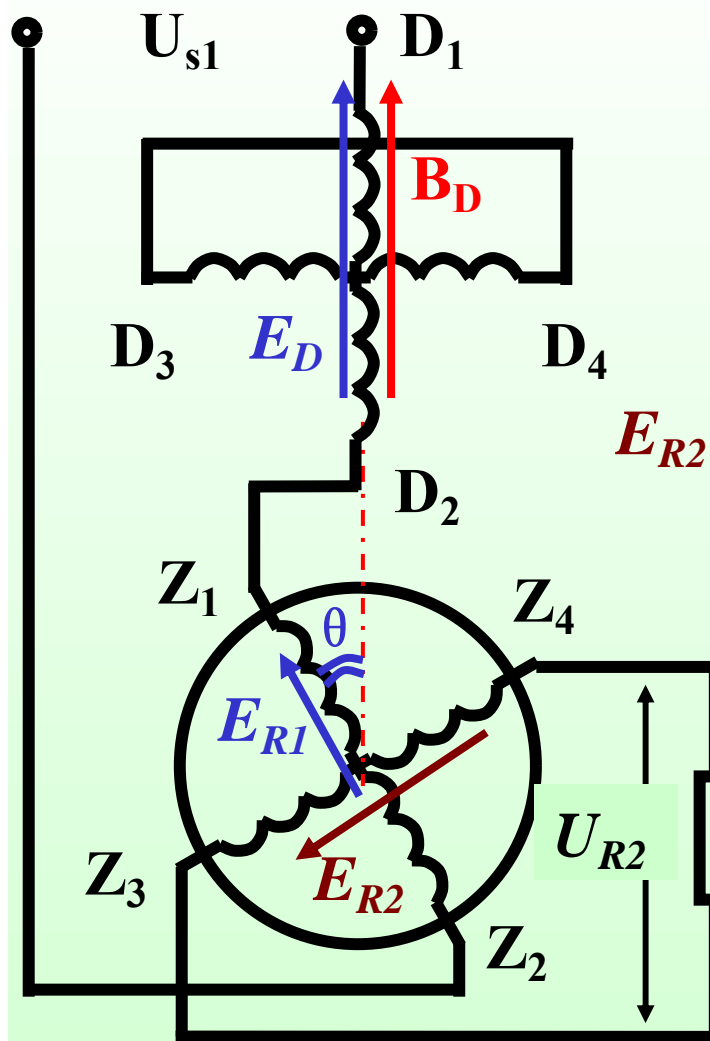
4.3 线性旋转变压器

输出电压与转角成正比，即 $U=k\theta$ 的旋转变压器叫作线性旋转变压器。

正余弦旋转变压器在转角 θ 很小时， $\sin \theta \approx \theta$ ，输出电压近似可以看成是转角的线性函数；若要求线性度在0.1%范围内（输出特性与理想直线偏差的相对值），则 θ 角不能超过 $\pm 4.5^\circ$ 。若转角范围较大，则旋转变压器不能满足要求。

为使输出电压在较大的转角范围内与转角成正比，即 $U=k\theta$ ，则需改变接线。





$$E_{R2} = -k_{\mu} E_D \sin \theta$$

$$E_{R1} = k_{\mu} E_D \cos \theta$$

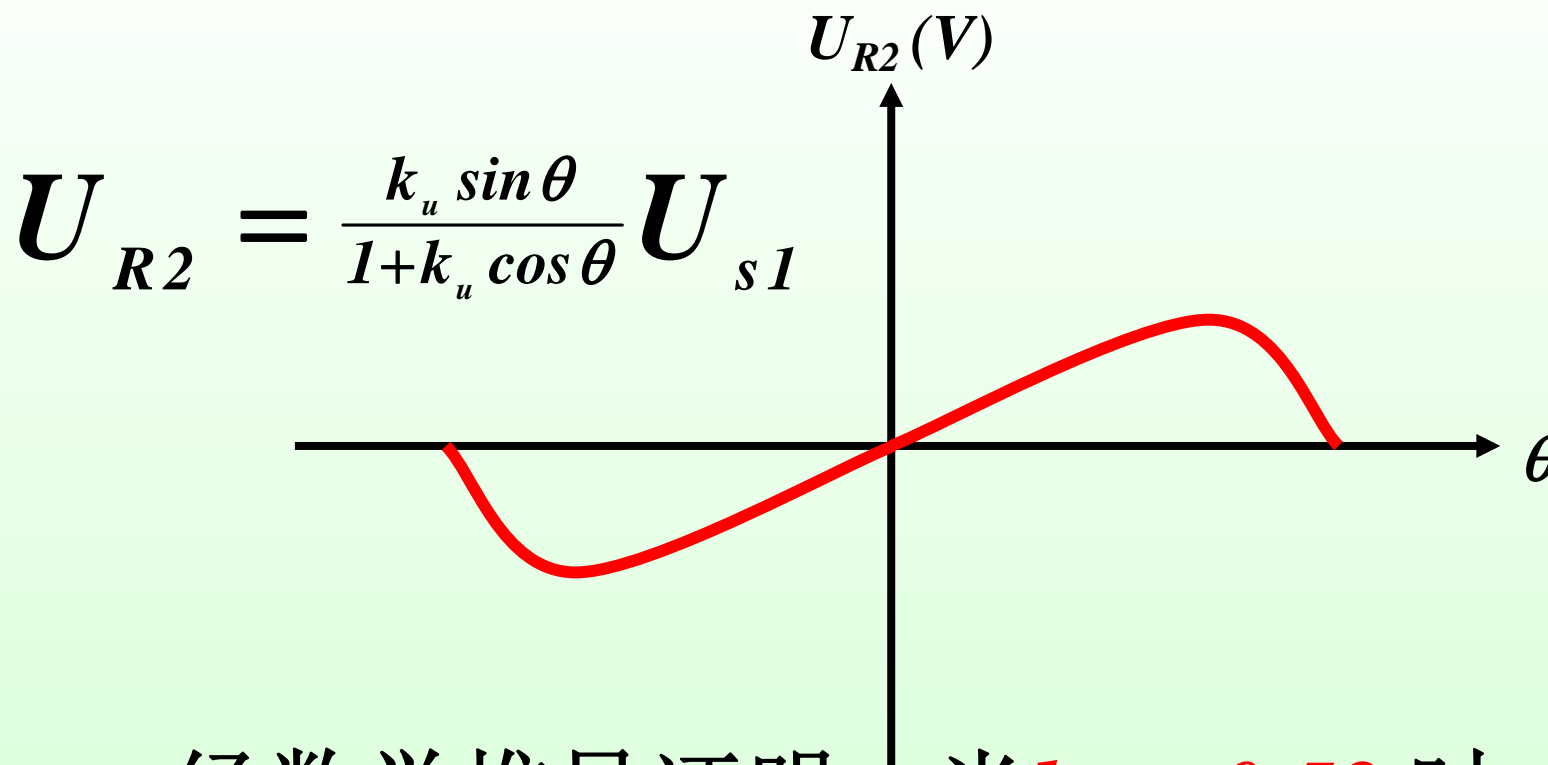
$$U_{s1} = E_D + k_{\mu} E_D \cos \theta$$

$$U_{R2} \approx E_{R2} = k_{\mu} E_D \sin \theta$$

$$\frac{U_{R2}}{U_{s1}} \approx \frac{k_u E_D \sin \theta}{E_D + k_u E_D \cos \theta} = \frac{k_u \sin \theta}{1 + k_u \cos \theta}$$

$$U_{R2} = \frac{k_u \sin \theta}{1 + k_u \cos \theta} U_{s1}$$

原边补偿的线性旋转变压器



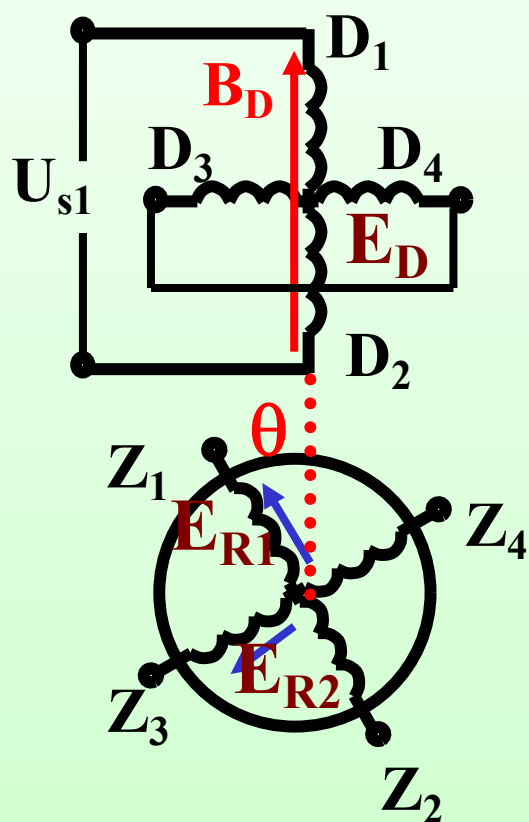
经数学推导证明，当 $k_u \approx 0.52$ 时，在 $\theta = \pm 40^\circ$ 范围内，输出电压和转角成线性关系，并且与理想直线相比较，误差不超过**0.1%**。



4.4 旋转变压器的主要性能指标

一、正余弦函数误差 δ_n

δ_n 的含义为：正余弦旋转变压器原边一相加激磁电压，另一相短接，在不同转角时，两相输出绕组的感应电势与理论正余弦函数之差对最大理论输出电压之比。误差范围为： $(0.02 \sim 0.3) \%$ 。这种误差直接影响作为解算元件的解算精度。



$$E_{R1} = k_{\mu} E_D \cos \theta$$

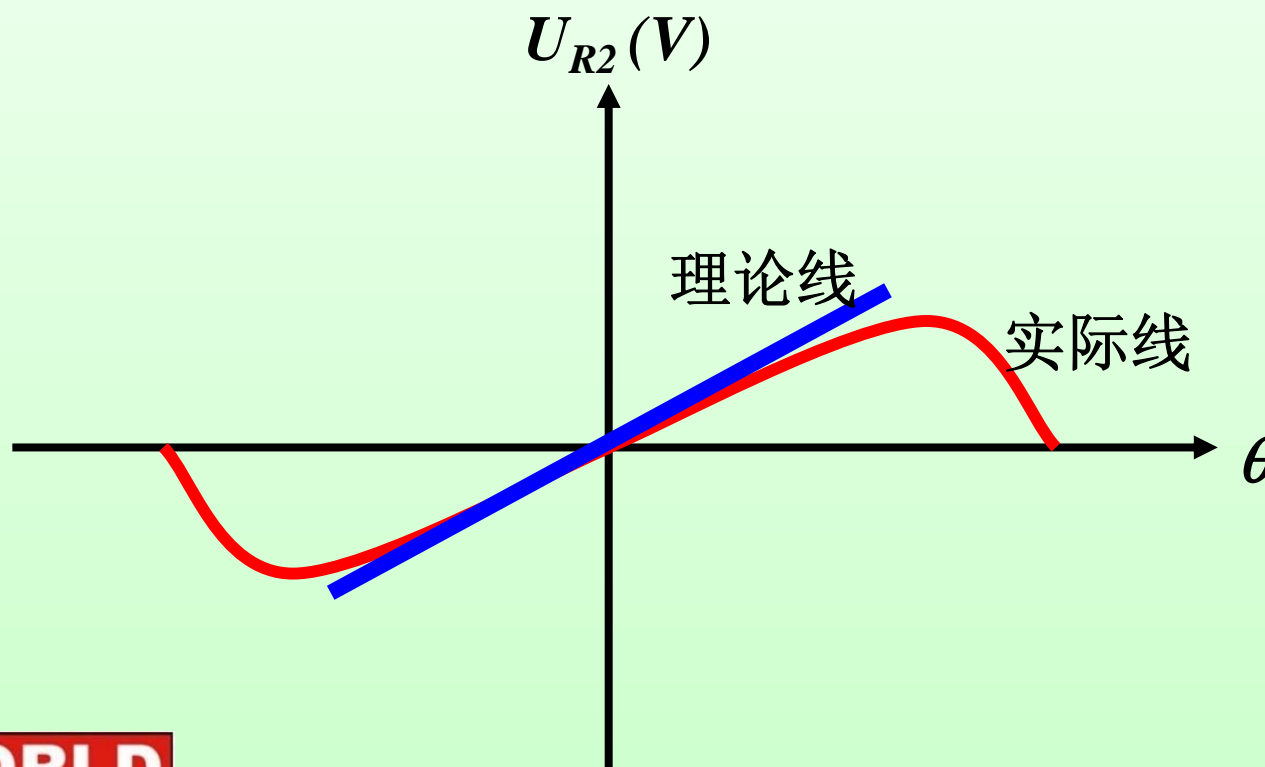
$$E_{R2} = -k_{\mu} E_D \sin \theta$$



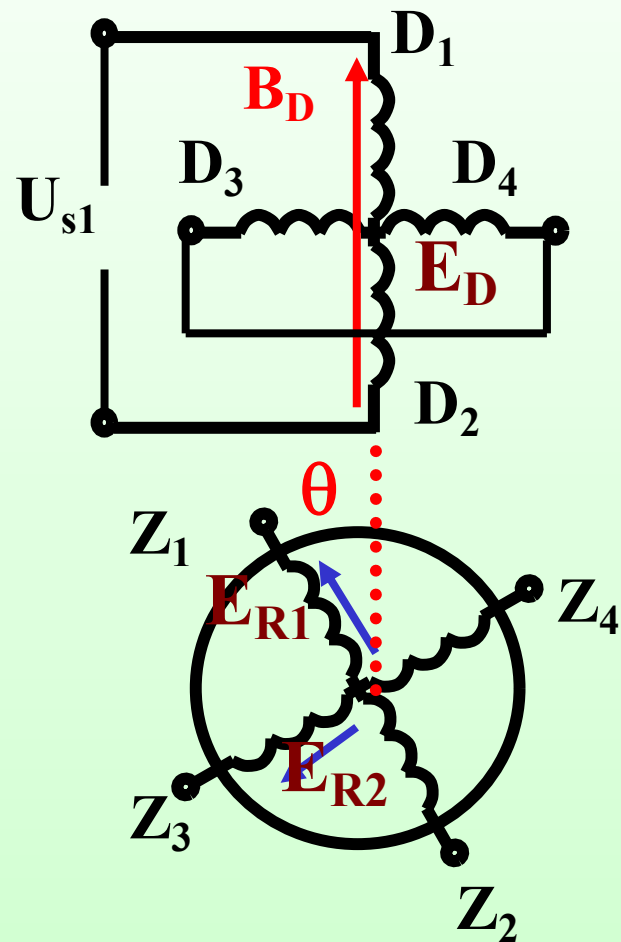


二、线性误差 δ_x

δ_x 的含义为：线性旋转变压器在工作转角范围内，在不同转角时，实际输出电压和理论值之差对理论最大输出电压之比。误差范围为： **$(0.05\sim0.3)\%$** 。工作转角范围一般为 **$\pm 40^\circ$** 。



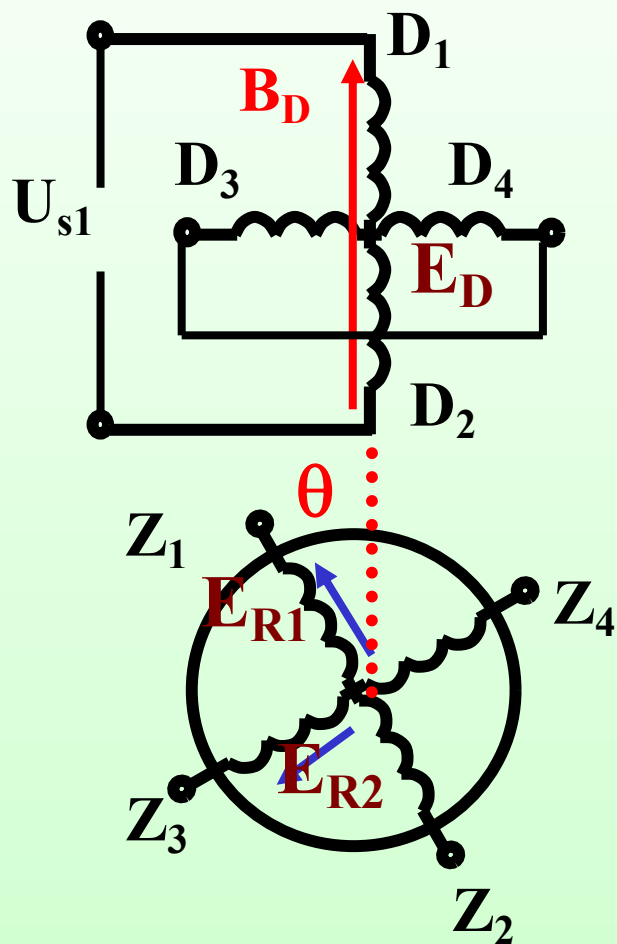
三、电气误差 $\Delta\theta_d$



正余弦旋转变压器在不同转角位置范围，其两个输出绕组电压之比等于相应的理论电气角的正切（或余切）时，实际电气位置与理论电气位置的机械角度差叫做电气误差。误差范围为： $3' \sim 18'$ 。

$$\theta = \arctg \frac{E_{R2}}{E_{R1}}$$

四、零位误差 $\Delta\theta_0$

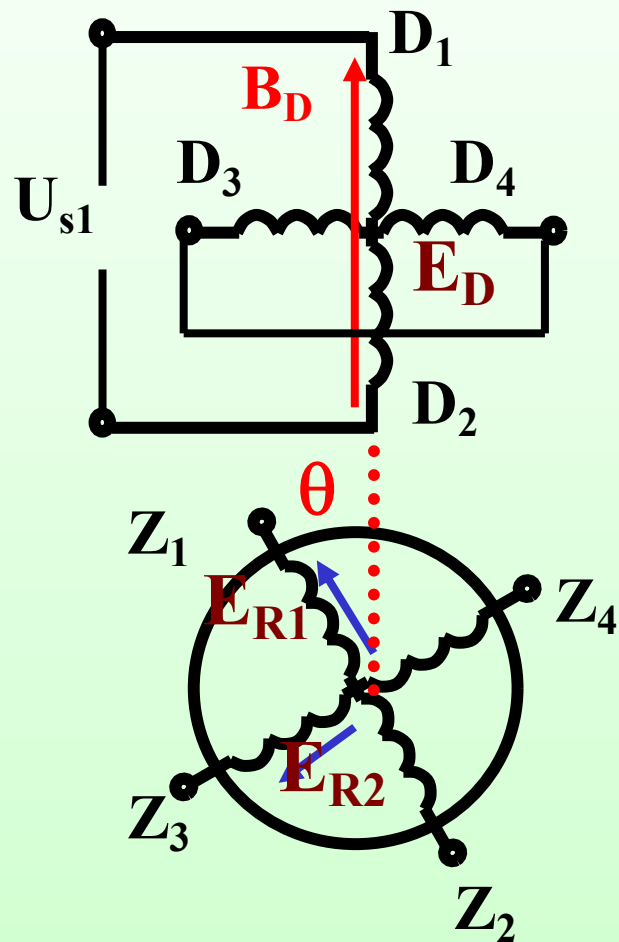


正余弦旋转变压器定子一相绕组短接，另一相绕组加额定激磁电压时，两相输出绕组电压的基波同相分量为 0 时叫做电气零位。实际电气零位与理论电气零位 ($0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$) 之差叫做零位误差。误差范围为： $3' \sim 22'$ 。

$$E_{R1} = k_{\mu} E_D \cos \theta$$

$$E_{R2} = -k_{\mu} E_D \sin \theta$$

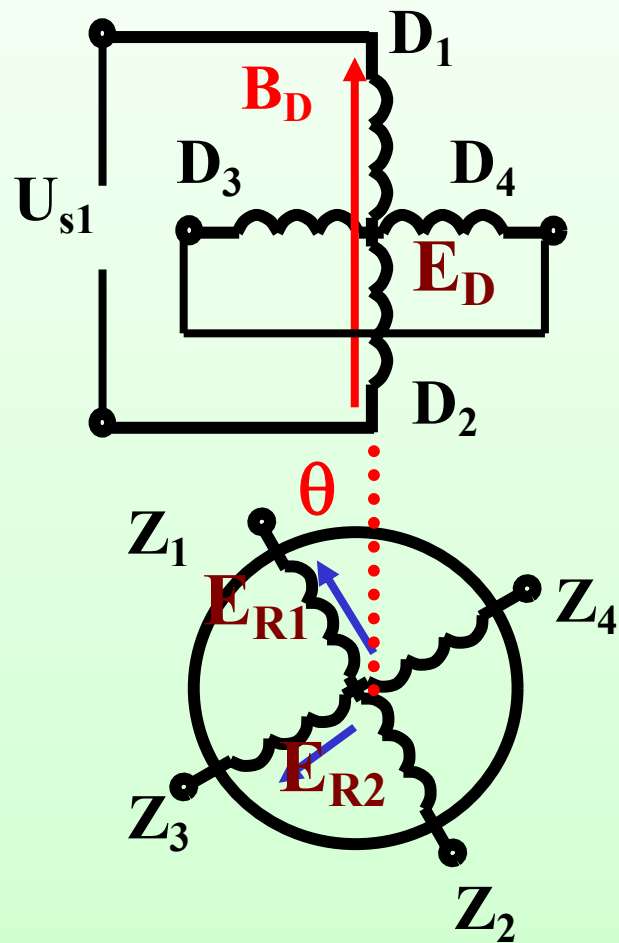
五、零位电压 U_0



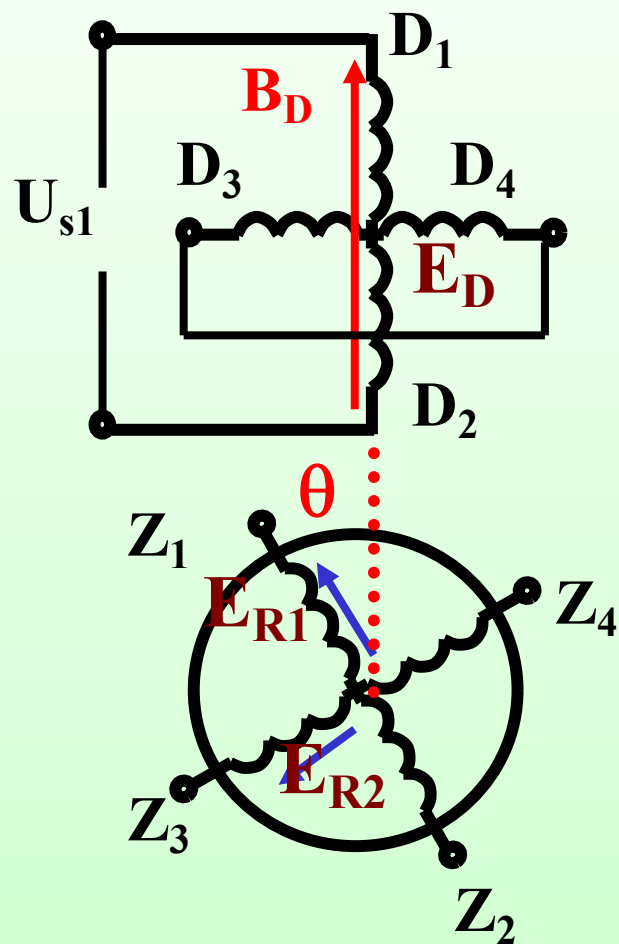
转子处于实际电气零位时的输出电压称为零位电压，其误差范围为额定电压的 $(0.01 \sim 0.04) \%$ 。

$$E_{R2} = -k_{\mu} E_D \sin \theta$$

六、输出相位移 φ



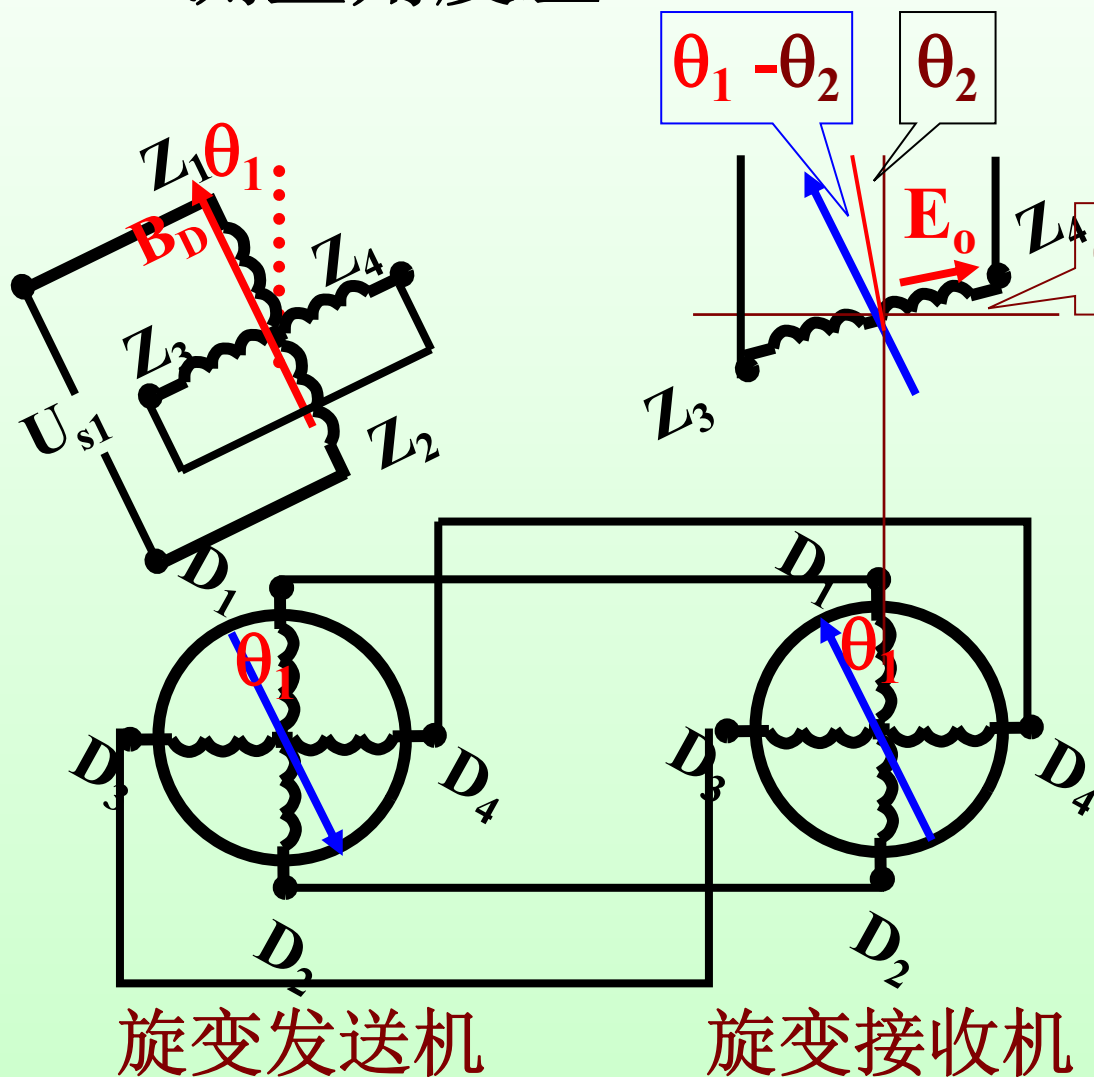
输出电压基波分量与输入电压基波分量的相位差叫输出相位移。误差范围为： $3^\circ \sim 22^\circ$ 。



电气误差、正余弦函数误差和零位误差直接影响解算装置和数据传递系统的精度，所以正余弦旋转变压器的精度等级由这三种误差来决定。

4.5 旋转变压器的应用举例

一、测量角度差



转子相对标准位置
分别偏移 θ_1 和 θ_2 。

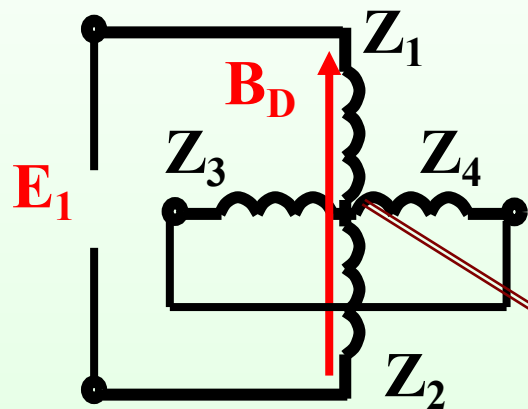
磁场空间位置如图

接收机的输出与转角之差 ($\theta_1 - \theta_2$) 的正弦成正比。

$$E_0 = E_{om} \sin(\theta_1 - \theta_2)$$

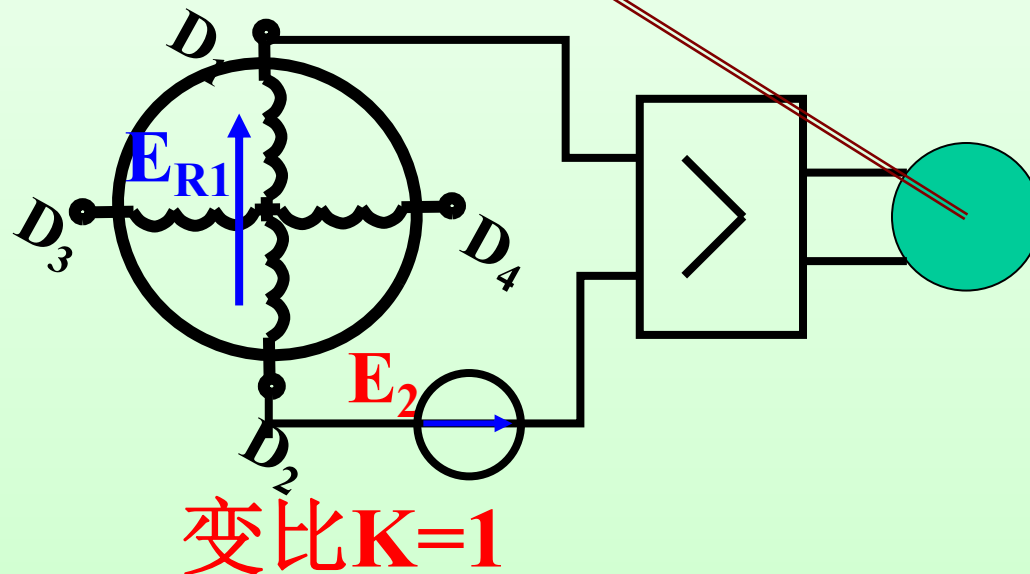


二、利用旋转变压器求反三角函数

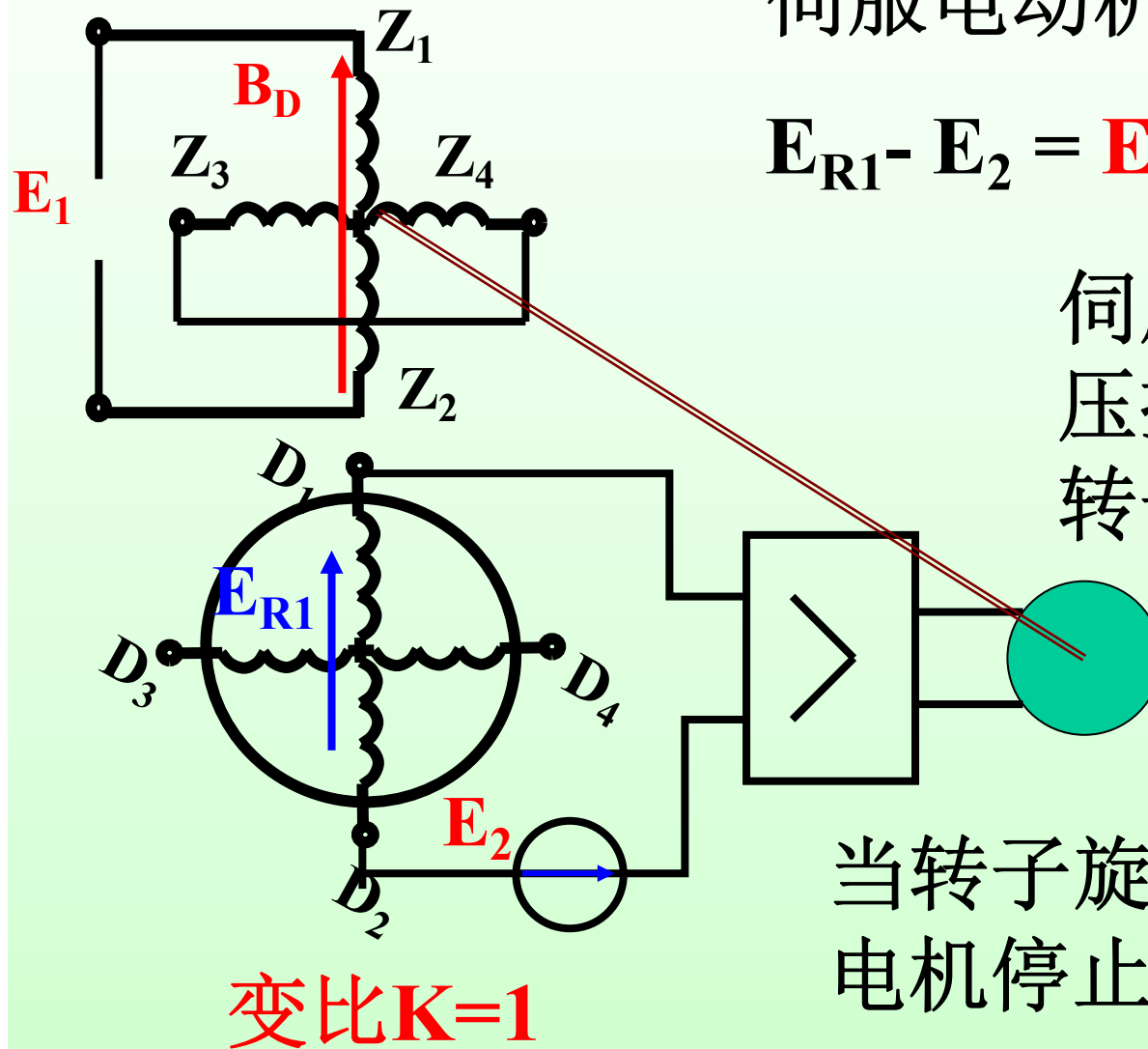


已知 E_1 和 E_2 值，利用旋转变压器求反余弦函数：

$$\theta = \arccos \frac{E_2}{E_1}$$



转子加 E_1 大小的励磁；
定子余弦绕组与外加电源 E_2 串联，输出控制伺服电动机；
伺服电动机驱动旋变转子转动。

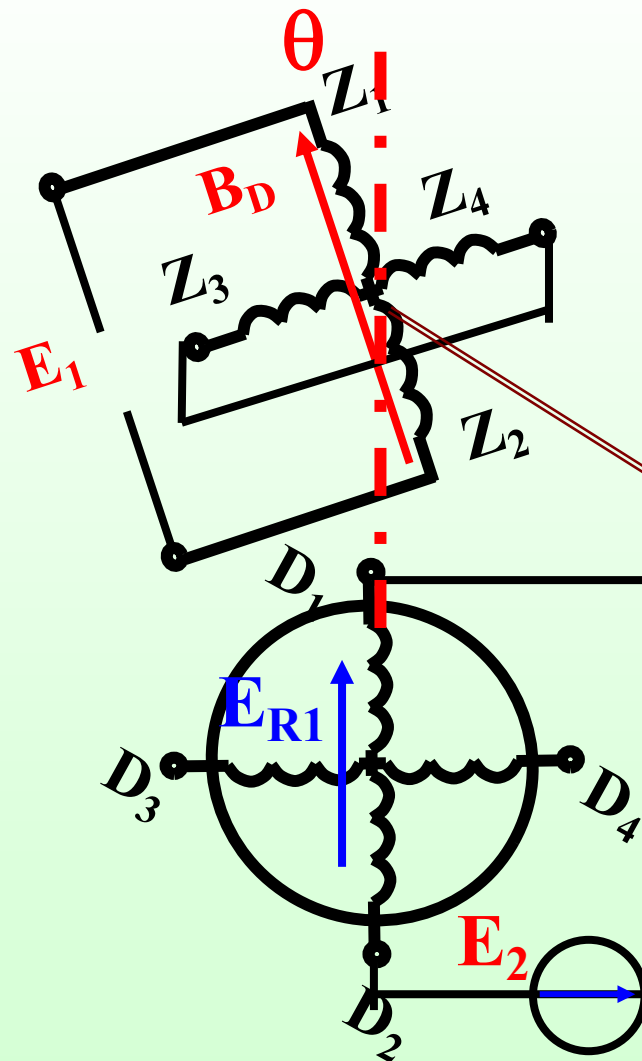


伺服电动机控制电压为：

$$E_{R1} - E_2 = E_1 \cos\theta - E_2。$$

伺服电动机在该电压控制下驱动旋变转子旋转。

当转子旋转到 $E_1 \cos\theta = E_2$ 时，电机停止。



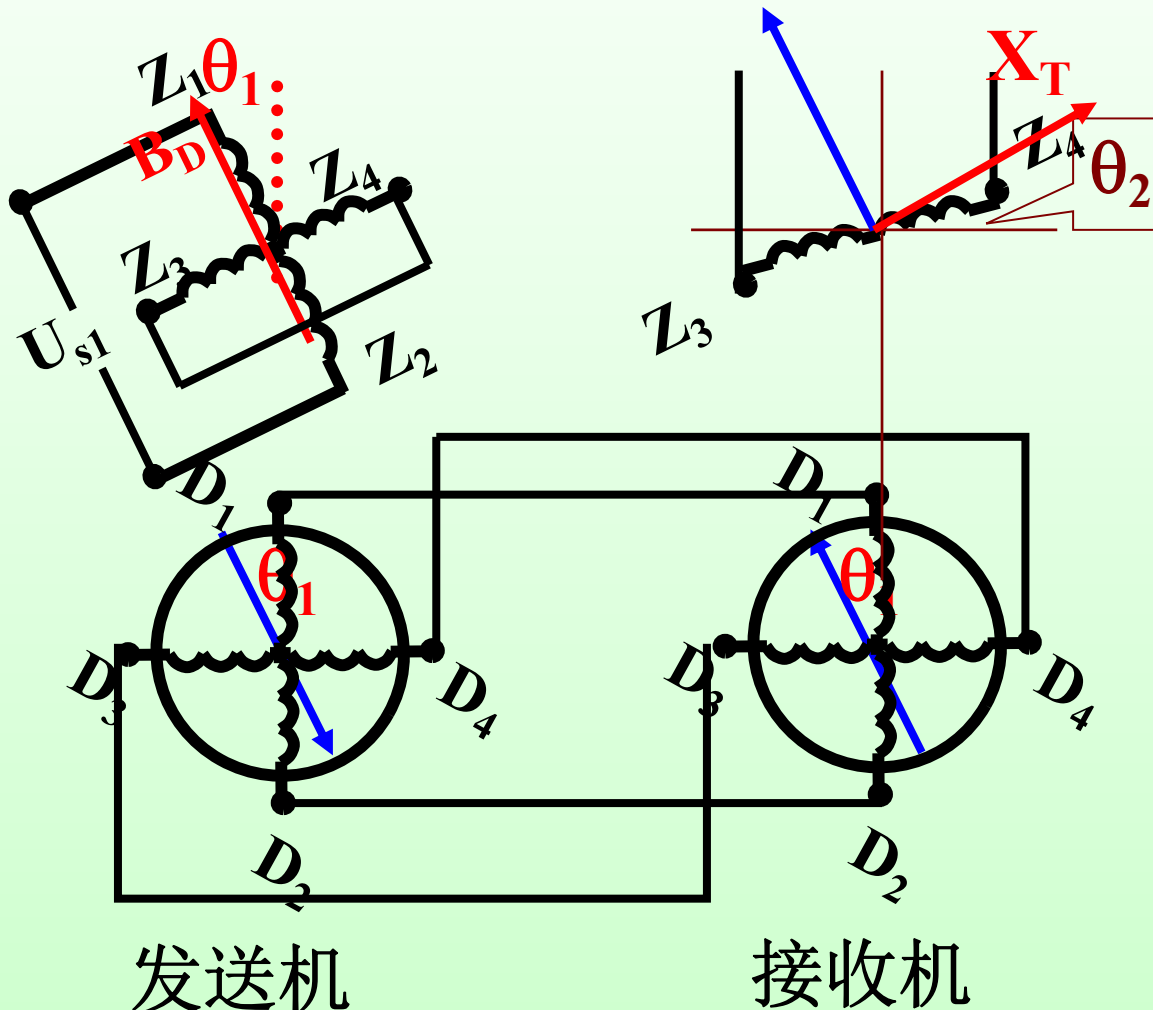
当转子旋转到 $E_1 \cos \theta = E_2$ 时，电机停止。

转子转过的角度 θ 刚好，满足要求的反余弦函数：

$$\theta = \arccos \frac{E_2}{E_1}$$

转子转角 θ 就是所求的结果。

图示旋转变压器作控制式运行, $\theta_1=15^\circ$, $\theta_2=10^\circ$ 。试求输出绕组的协调位置和失调角?



$$\text{失调角} = \theta_1 - \theta_2$$

$$15 - 10 = 5$$



本章结束



控制电机

第5章

步进电动机



河北工程大学信电学院

第5章 步进电动机



5.1 概述

5.2 反应式步进电动机的工作原理

5.3 反应式步进电动机的运行特性



第5章 步进电动机

本章要求:

- 掌握步进电动机的工作原理, 熟悉步进电动机的基本特点
- 掌握步进电动机的矩角特性和静态转矩
- 掌握步进电动机的单步运行状态
- 掌握步进电动机的连续脉冲运行和运动特性
- 熟悉步进电动机的主要性能指标



5.1 概述

步进电机是一种数字电动机，它受脉冲信号控制，并将电脉冲信号转换成相应的角位移或线位移的控制电机。

它由专用电源供给电脉冲，每输入一个脉冲，步进电机就移进一步，所以称为步进电动机。其绕组上所加的电源是脉冲电压，有时也称它为脉冲电动机。





步进电机受脉冲信号控制，因此它适合作为数字控制系统的伺服元件。它的**直线位移量或角位移量与电脉冲数成正比**，所以电动机的**直线速度或转速也与脉冲频率成正比**，通过改变脉冲频率的高低就可以在很大的范围内调节电动机的转速，并能快速启动、制动和反转。





- **优点：**步进电动机的步距角和转速大小不受电压波动和负载变化的影响，也不受环境条件如温度、气压、冲击和振动等影响，它**仅与脉冲频率有关**。它每转一周都有固定的步数，在不丢步的情况下运行，其步距误差不会长期积累。
- **缺点：**步进电动机的主要缺点是效率较低，并且需要配上适当的驱动电源。一般来说，它带动负载惯量的能力不强。



在控制系统中，对步进电动机的基本要求是：

- 1、在电脉冲的控制下步进电动机能迅速起动、正反转、停转及在很宽的范围内进行转速调节。
- 2、为了提高精度，一个脉冲对应的位移量要小，要准确、均匀。这就要求步进电动机步距小、步距精度高，不得丢步或越步。
- 3、动作不仅要快速，而且能连续高速运转以高劳动生产率。
- 4、输出转矩大，可直接带动负载。



目前**反应式步进电动机**具有步距角小、结构简单等特点，应用比较广泛，例如，应用于各种数控机床（刀台的移动），自动记录仪，钟表，绘图机构等。

5.2 反应式步进电动机的工作原理



反应式步进电动机是利用磁阻转矩使转子转动的，是我国目前使用最广泛的步进电动机型式。

反应式步进电动机不像传统交直流电动机那样依靠定、转子绕组电流所产生的磁场间的相互作用形成转矩与转速，它遵循磁通总是沿磁阻最小的路径闭合的原理，产生磁拉力形成转矩，即磁阻性质的转矩。所以反应式步进电动机也称为磁阻式步进电动机。



一、工作原理

图所示为一台三相反应式步进电动机的工作原理图。它的定子上有六个极，每个极上都装有控制绕组，每相对的两极组成一相。转子是四个均匀分布的齿，上面没有绕组。



三相反应式步进电动机的工作原理图



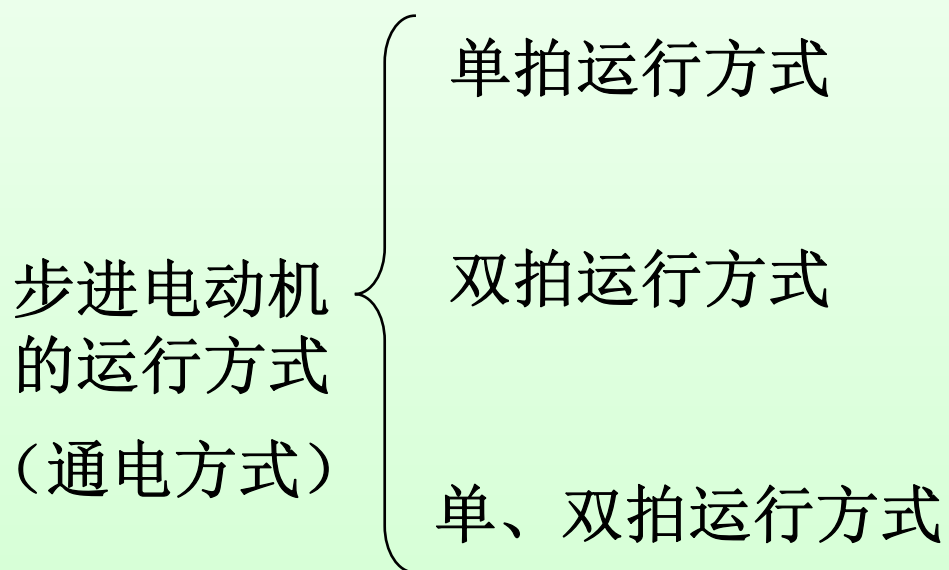
如此循环往复，并按**A-B-C-A**的顺序通电，则电动机便按顺时针方向转动。电动机的转速取决于控制绕组与电源接通或开断的变化频率。若按**A-C-B-A**的顺序通电，则电动机逆时针转动。



二、运行方式

定子控制绕组每改变一次通电方式，称为**一拍**。

每一拍转过的机械角度我们称它**步距角**，通常用 θ_s 表示。





1.单拍通电运行方式

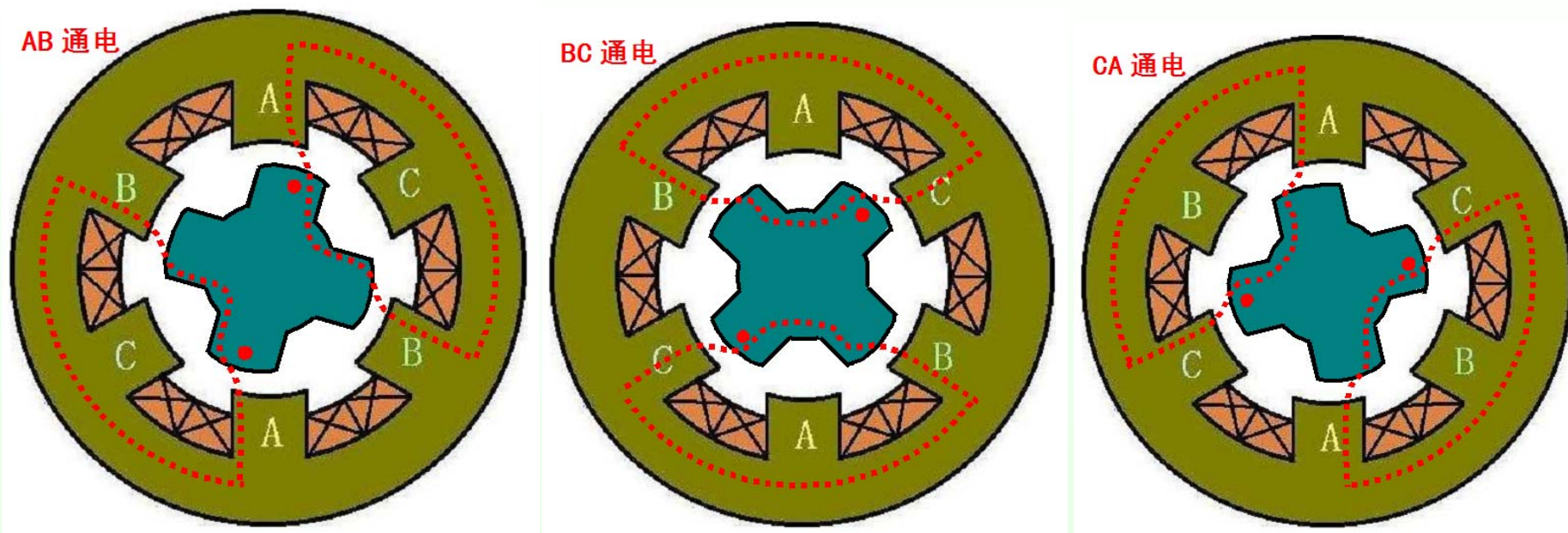
上述的通电方式（按A-B-C-A顺序通电）称为“三相单三拍”。“单”是指每次只有一相控制绕组通电；“三拍”是指经过三次切换控制绕组回到了原来的通电状态，完成了一个循环。在三相单三拍通电运行方式中，步进电动机的步距角 $\theta_s=30^\circ$ 。



2.双拍通电运行方式

在实际使用中，单三拍通电运行方式由于在切换时一相控制绕组断电后而另一相控制绕组才开始通电，这种情况**容易造成失步**。此外，由单一控制绕组通电吸引转子，也容易使转子在平衡位置附近**产生振荡**，故**运行的稳定性较差**，所以**很少采用**。

通常将“单三拍”通电运行方式改为“双三拍”通电运行方式，即按**AB-BC-CA-AB**的通电顺序，即每拍都有两个绕组同时通电。



双拍运行时三相反应式步进电动机工作原理图

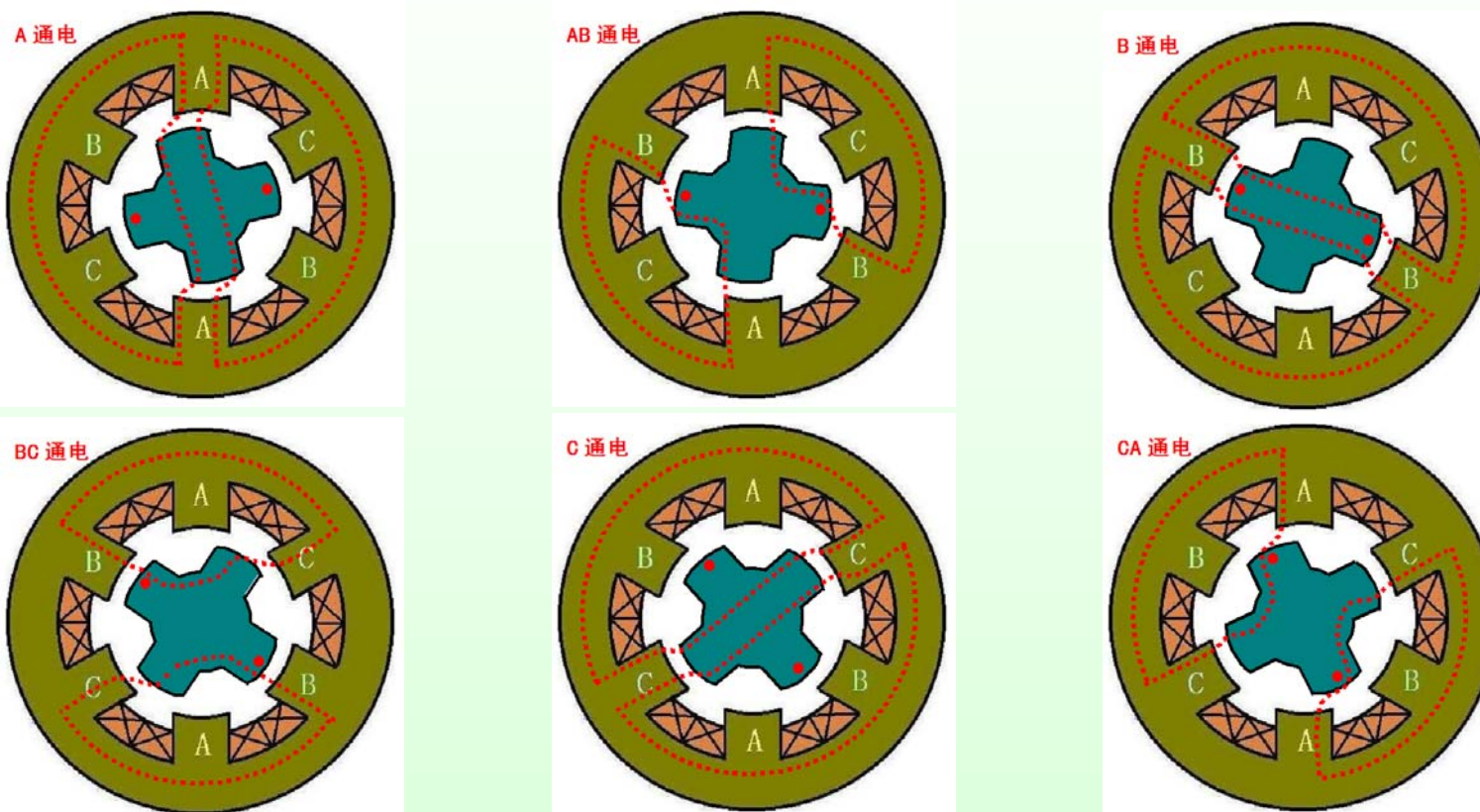
当A、B两相同时通电时，转子齿的位置同时受到两个定子极的作用，只有A相极和B相极对转子齿所产生的磁拉力相等时转子才平衡。

从上述分析可以看出双拍运行时，同样三拍为一循环，所以，按双三拍通电方式运行时，它的步距角与单三拍通电方式相同，也是**30°**。



3.单、双六拍通电运行方式

若控制绕组的通电顺序为：**A-AB-B-BC-C-CA-A**，或是**A-AC-C-CB-B-BA-A**。我们称步进电动机工作在**三相单、双六拍通电方式**。



在这种通电方式下，定子三相控制绕组需经过六次切换通电状态才能完成一个循环，故称“六拍”。在通电时，有时是单个控制绕组通电，有时又为两个控制绕组同时通电，因此称为“单、双六拍”。



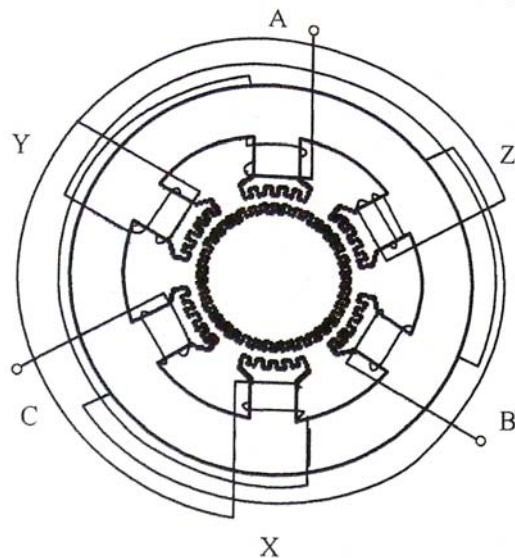
在单三拍通电方式中，步进电动机每一拍转子转过的步距角 θ_s 为 30° 。采用单双六拍通电方式后，步进电动机由A相控制绕组单独通电到B相控制绕组单独通电，中间还要经过A、B两相同时通电这个状态，也就是说要经过二拍，转子才转过 30° ，所以，在这种通电方式下，三相步进电动机的步距角 $\theta_s = 30^\circ / 2 = 15^\circ$ 。

从上述分析可知，即使同一台步进电动机，若通电运行方式不同，其步距角也不相同。

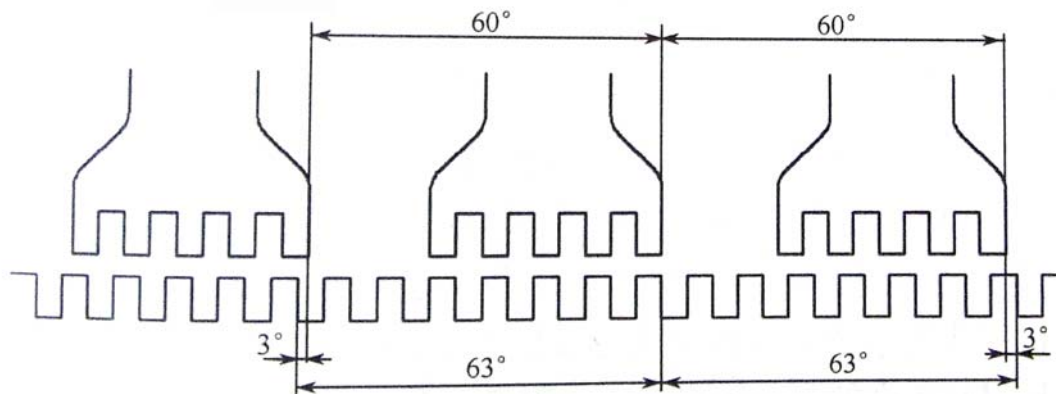


三、小步距角步进电动机

上述反应式步进电动机结构虽然简单，但是**步距角较大**，往往满足不了系统的精度要求，例如使用在数控机床中就会影响到加工工件的精度。所以在实际中常采用一种**小步距角的三相反应式步进电动机**。



小步距角的三相反应式步进电动机



三相反应式步进电动机的展开图

定子有六个极，上面装有控制绕组，这些绕组组成A、B、C三相。转子上均匀分布40个齿，定子每个极上有5个齿，定转子的齿宽和齿距都相同。因转子上共有40个齿，每个齿的齿距为 $360^\circ/40=9^\circ$ ，而每个定子磁极的极距为 $360^\circ/6=60^\circ$ ，所以每一个极距所占的齿距数不是整数（ $60^\circ/9^\circ$ ）。当A极面下的定、转子齿对齐时，B极C极面下的齿就分别和转子齿相错三分之一的转子齿距，即 3° 。



步进电动机的步距角 θ_s 的大小是由转子的齿数 Z_r 、控制绕组的相数 m 和通电方式所决定。它们之间关系为：

$$\theta_s = \frac{360^\circ}{mZ_r C}$$

C---通电状态系数，单拍或双拍通电运行方式时， $C=1$
单、双拍通电运行方式时， $C=2$ 。



若步进电动机通电的脉冲频率为 f ，由于转子经过 $Z_r C$ 个脉冲旋转一周，则步进电动机的转速为

$$n = \frac{60 f}{m Z_r C}$$

四、步进电动机的结构和分类

步进电动机
(运动形式)

旋转式步进电动机



直线式步进电动机





步进电动机
(工作原理)

反应式步进电动机

永磁式步进电动机

永磁感应式（混合式）步进电动机



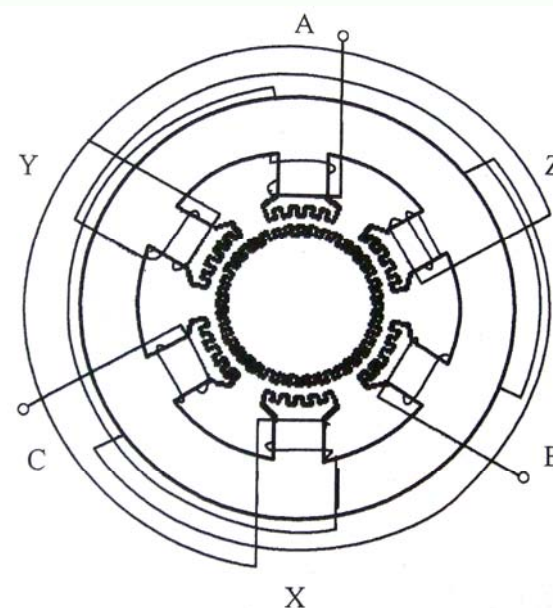
反应式步
进电动机

单段式步进电动机

多段式步进电动机

1.单段式

单段式又称为**径向分相式**，其相数沿径向分布。它是目前步进电动机中使用得最多的一种结构形式，转子上没有绕组，沿圆周有均匀布置的小齿，其齿距与定子的齿距必须相等。定子的磁极数通常为相数的二倍，即 $2p=2m$ 。每个磁极上都装有控制绕组，并接成 m 相。



小步距角的三相反应式步进电动机

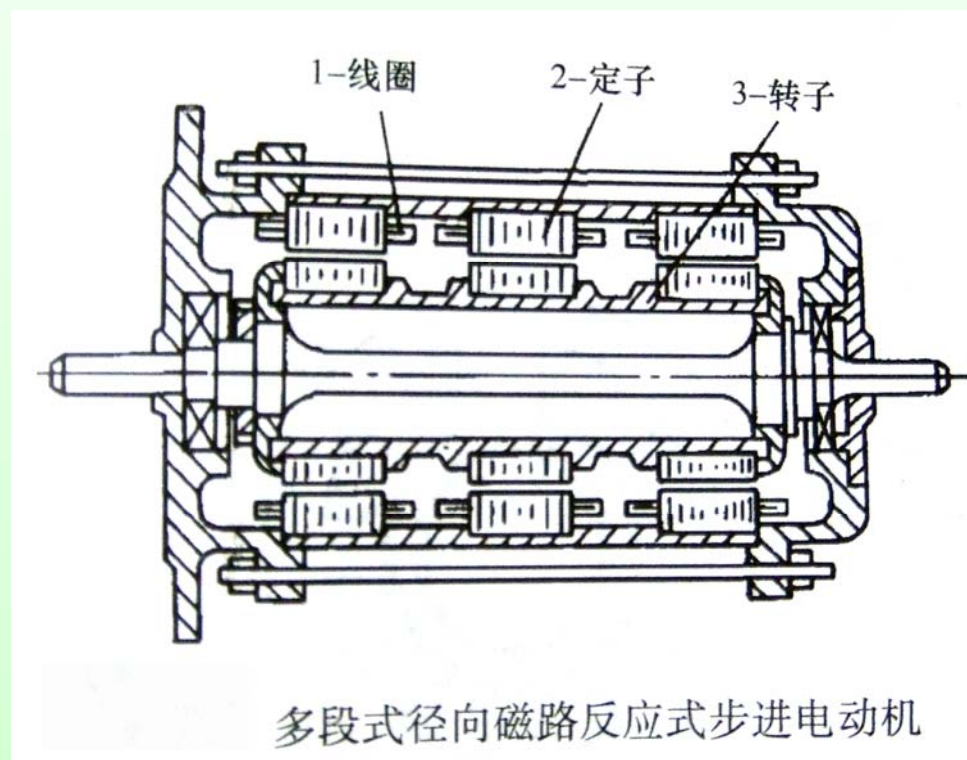
这种结构形式使电动机制造简便，精度易于保证，步距角又可以做得较小，容易得到较高的起动频率和运行频率。其缺点是在电动机的直径较小而相数又较多时，沿径向分相较为困难，消耗的功率较大，断电时无定位转矩。

2.多段式

多段式又称为轴向分相式。按其磁路的特点不同，又可分为**轴向磁路多段式**和**径向磁路多段式**。

(1) 径向磁路多段式 定、转子铁心沿电动机轴向按相数分段，每段定子铁心的磁极上只放置一相控制绕组。

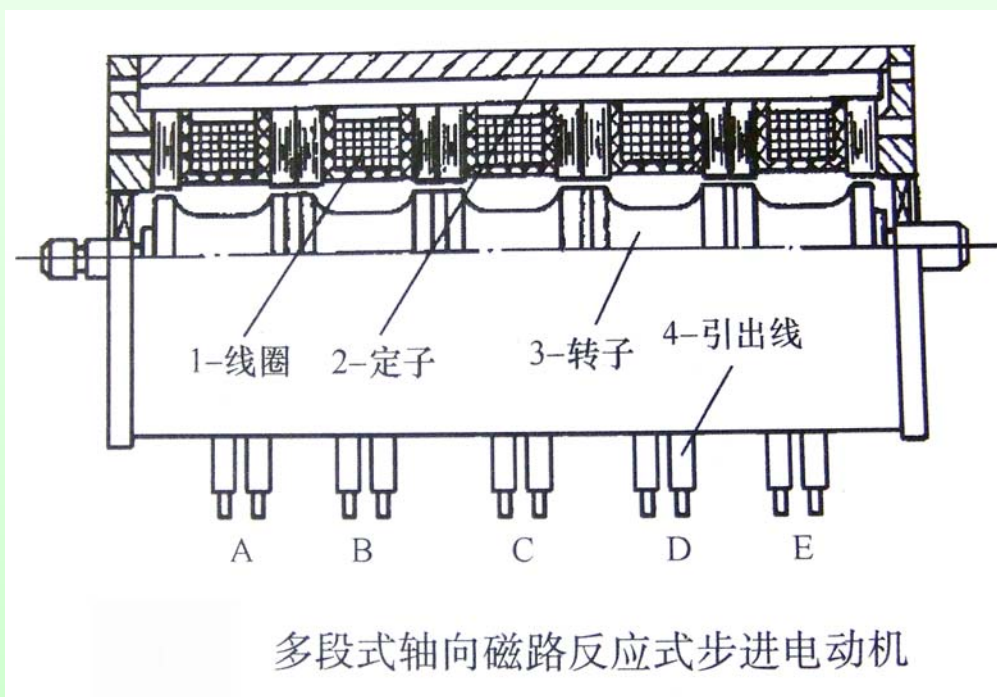
这种结构的步距角同样可以做到较小，但铁心段的错位工艺比较复杂。（定子铁心或转子铁心每相两段错开 $1/m$ 齿距），精度不易保证。





(2) 轴向磁路多段式 定、转子铁心沿电动机轴向按相数分段，每一组定子铁心中间放置一相环形控制绕组。

这种结构，环形控制绕组绕制较方便，转子的惯量较低，步距角也可以做得较小，因此起动和运行频率较高。但在制造时，铁心段的错位工艺较复杂，精度不易保证。





•永磁式步进电动机

它的定子是凸极式，装设两相或多相绕组。转子是一对极或多对极的星形永久磁钢。转子的极数应与定子每相的极数相同。

特点：电机的步距角较大，起动和运行频率较低，并且还需要用正、负电脉冲供电。消耗功率低，又具有定位转矩。



•感应子式永磁步进电动机

它的定子结构与单段反应式步进电动机相同，转子由环形磁钢和两端铁心组成。

优点：可以做成较小的步距角，有较高的起动和运行频率，消耗功率小，具有定位转矩。兼有反应式和永磁式步进电动机两者的优点。

缺点：需要有正负脉冲供电，制造工艺较为复杂。

5.3 反应式步进电动机的运行特性



步进电动机的**静态特性**是指通电状态不变，电动机处于稳定状态下，电动机的距角特性、最大静转矩及距角特性族。

步进电动机的**动态特性**包括动稳定区、起动转矩、起动频率、及频率特性。



一、矩角特性

(1) 初始稳定平衡位置

是指步进电动机在空载情况下，控制绕组中通以直流时转子的最后稳定平衡位置，或称零位。从理论上讲，此时电机的静转矩（电磁转矩）为零。

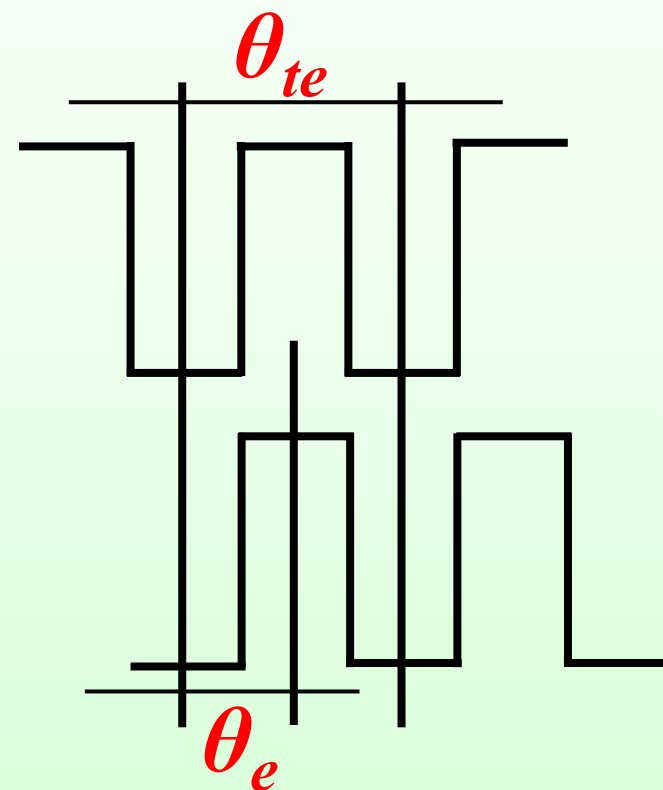
(2) 失调角

指步进电动机转子偏转初始稳定平衡位置的电角度，用 θ_e 表示。在反应式步进电动机中，转子一个齿距对应的电角度为 2π 。



定子齿轴线与转子齿轴线之间的夹角，称为失调角 θ_e 。通常用电角度表示。

$\theta_e = 0$ 时的位置称稳定平衡位置或协调位置。





(3) 矩角特性

在不改变通电状态，即控制绕组电流不变时，步进电动机的静转矩与转子失调角的关系，即 $T=f(\theta)$ ，称为矩角特性。



单相通电的距角特性:

单相通电时，通电相极下的齿产生转矩，这些齿与转子齿的相对位置及所产生的转矩都是相同的，故可以用一对定、转子齿的相对位置来表示转子位置，电机总的转矩等于通电相极下各个定子齿所产生的转矩之和。

当 $\theta_e=0$ 时转子齿轴线和定子齿轴线重合，此时定、转子齿之间虽有较大的吸力，但吸力垂直于转轴，故电机产生的转矩为0，如图1所示。

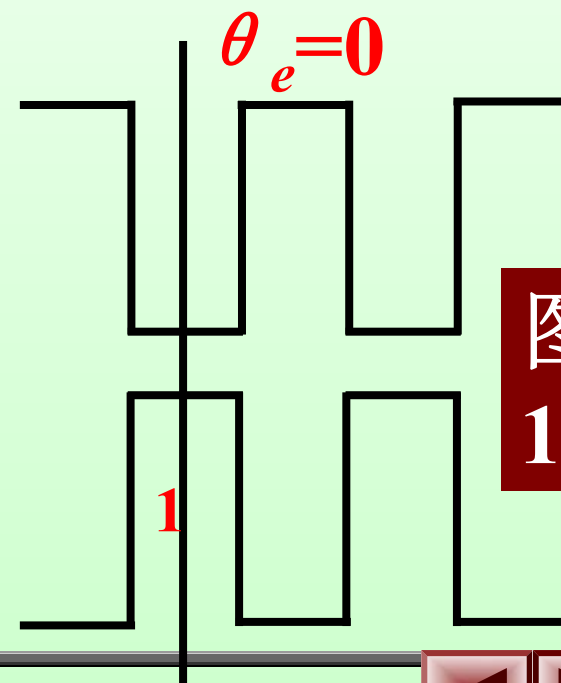
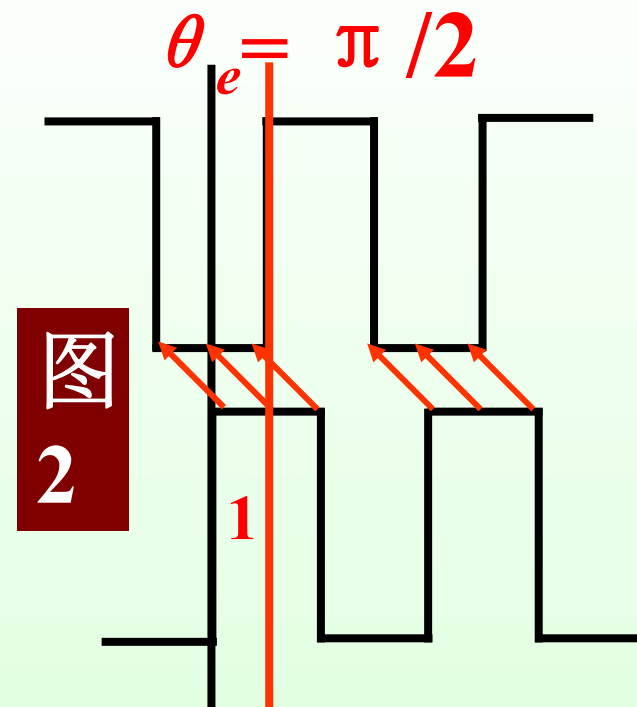


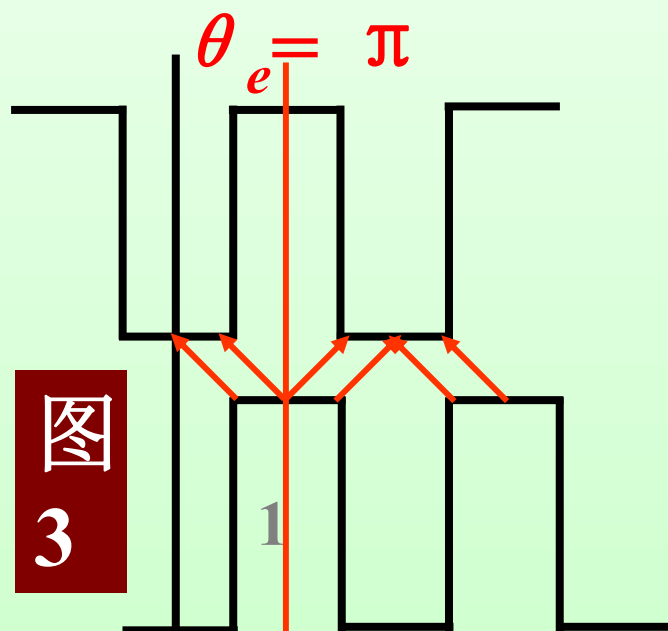
图
1



随着 θ_e 增加，电机产生的电磁转矩也增大，当 $\theta_e = \pi/2$ (即1/4齿距角)时转矩最大，方向逆时针。如图2所示。



继续增加 θ_e ，则转矩反而变小，直到 $\theta_e = \pi$ 时，转矩又为 0 。如图3所示。





当 $\theta_e > \pi$ 时，转矩改变方向，变为正值。当 $\theta_e = 3\pi/2$ 时，转矩达到正的最大值。如图4所示。

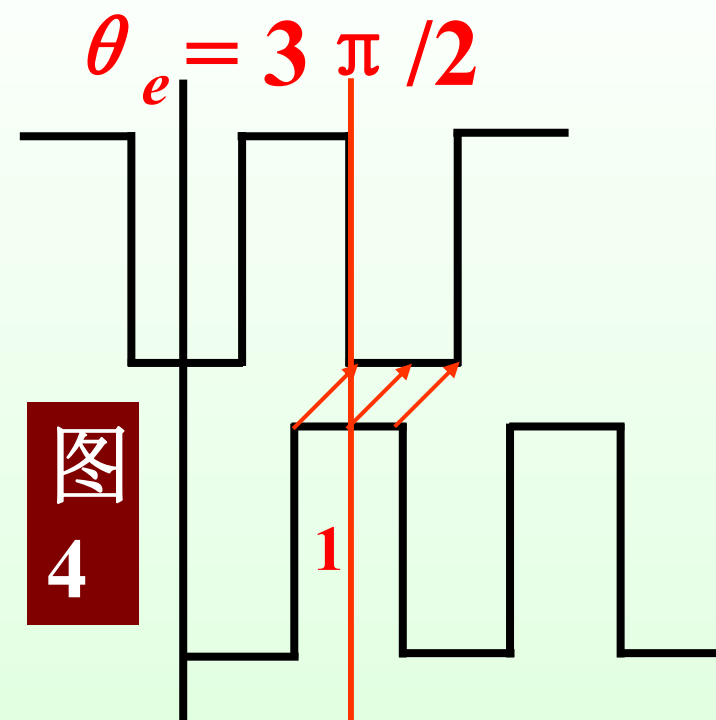


图
4

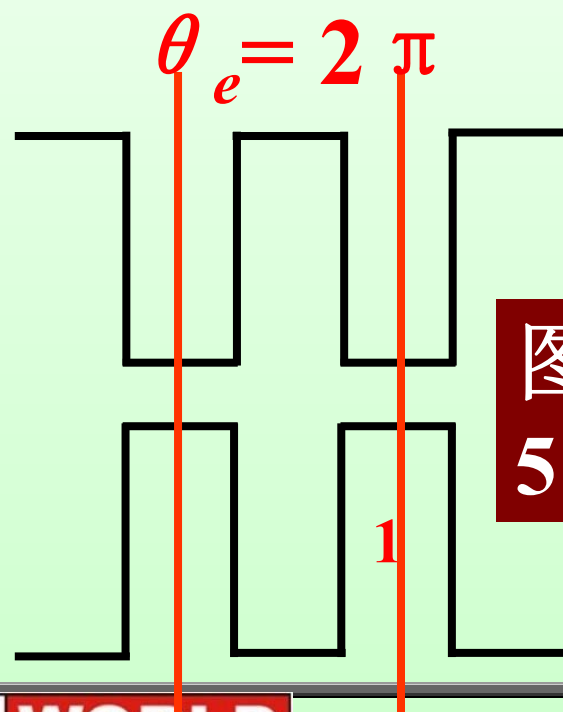


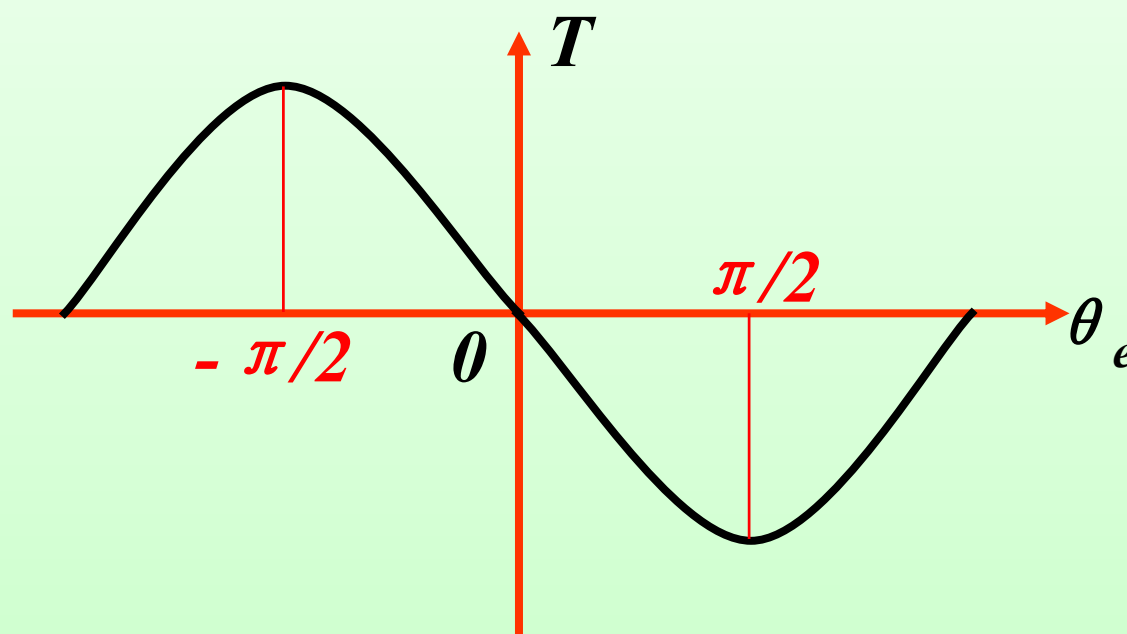
图
5

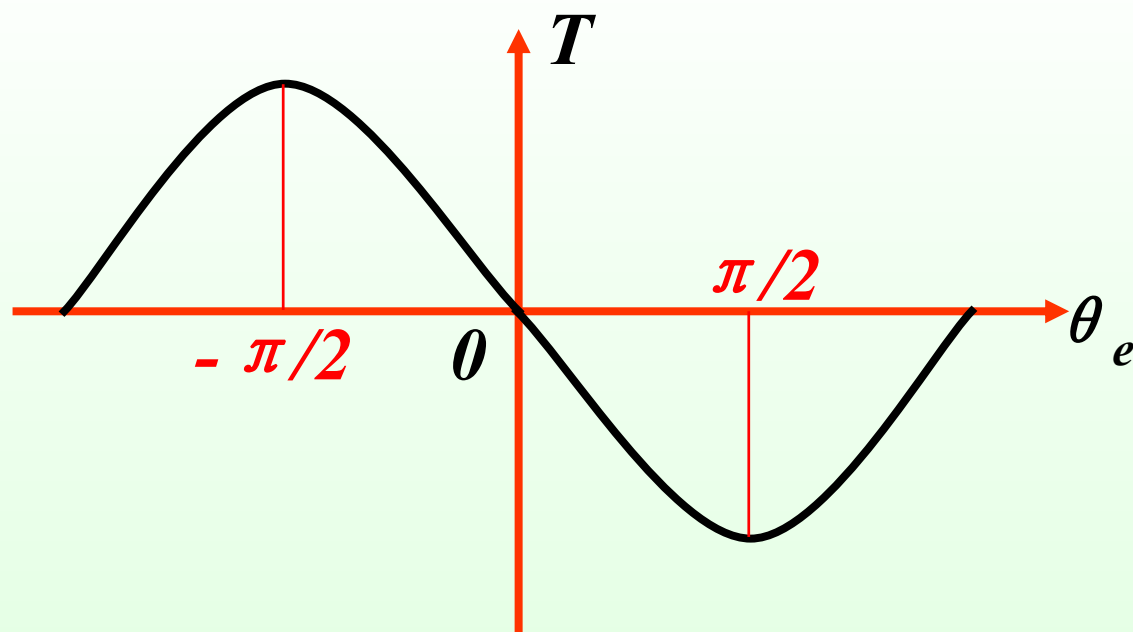
θ_e 继续增加，直到 $\theta_e = 2\pi$ 时，转矩又变成0值。





因此上述电磁转矩随失调角 θ_e 变化的规律，就是步进电机产生的静态转矩 T 随失调角 θ_e 的变化规律。这个规律即 $T = f(\theta_e)$ 曲线，称为步进电机的距角特性。其形态近似正弦曲线。





从距角特性可以看出，对应不同转子位置，步进电机产生的转矩是不同的。

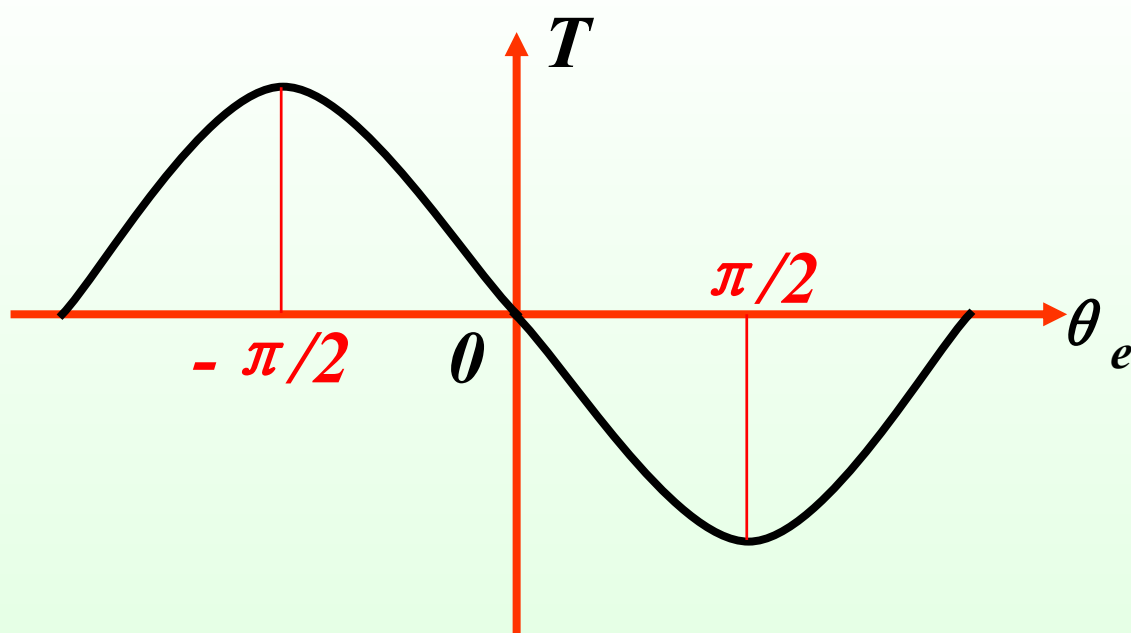
当 $\theta_e = +\pi/2$ 时，转矩的方向是使转子位置趋向失调角为 0 ，与 θ_e 角增加的方向相反，故取转矩为负值。当 $\theta_e = +\pi$ 时，转矩 $T = 0$ 。当 $\theta_e > +\pi$ 时，转矩的方向与 θ_e 角增加的方向相同，故取转矩为正值。





矩角特性的表达式为:

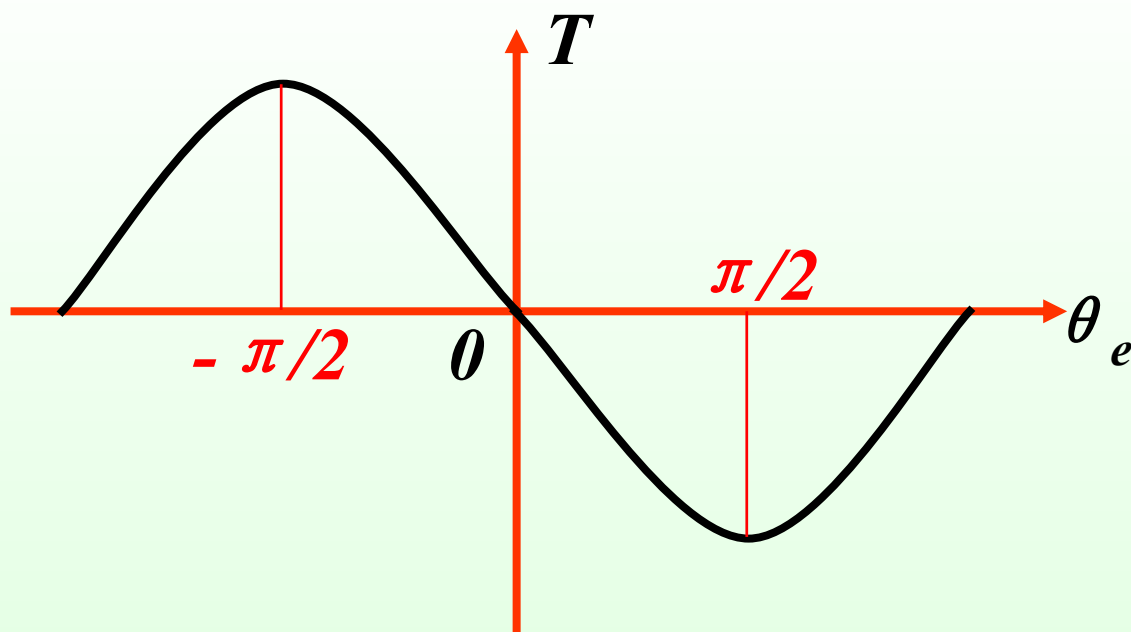
$$T_{em} = -T_m \sin \theta_e$$



$\theta_e=0$ 是理想的稳定平衡点，因为如有外力干扰使转子偏离初始稳定平衡位置，只要偏离的角度在 $-\pi \sim \pi$ 之间，一旦干扰消失，转子在电磁转矩作用下将恢复到 $\theta_e=0$ 这一位置。

当 $\theta_e=\pi$ 时，虽然电磁转矩此刻也等于零，但是如果有外力干扰使转子偏离位置，当干扰消失时，转子将不能再回到 $\theta_e=\pi$ ，在电磁转矩的作用下，转子将稳定到 $\theta_e=0$ 或 $\theta_e=2\pi$ ，因此 $\theta_e=\pm\pi$ 为不稳定工作点。

由此可见，在 $-\pi < \theta_e < \pi$ 为**静态稳定区**，在这个区域中，如为理想空载，转子总会在电磁转矩的作用下占据 $\theta_e=0$ 这个稳定位置，若转子轴上有一定的负载转矩，则转子将稳定在某一 θ_e 位置，该失调角所对应的电磁转矩正好与负载转矩相平衡。



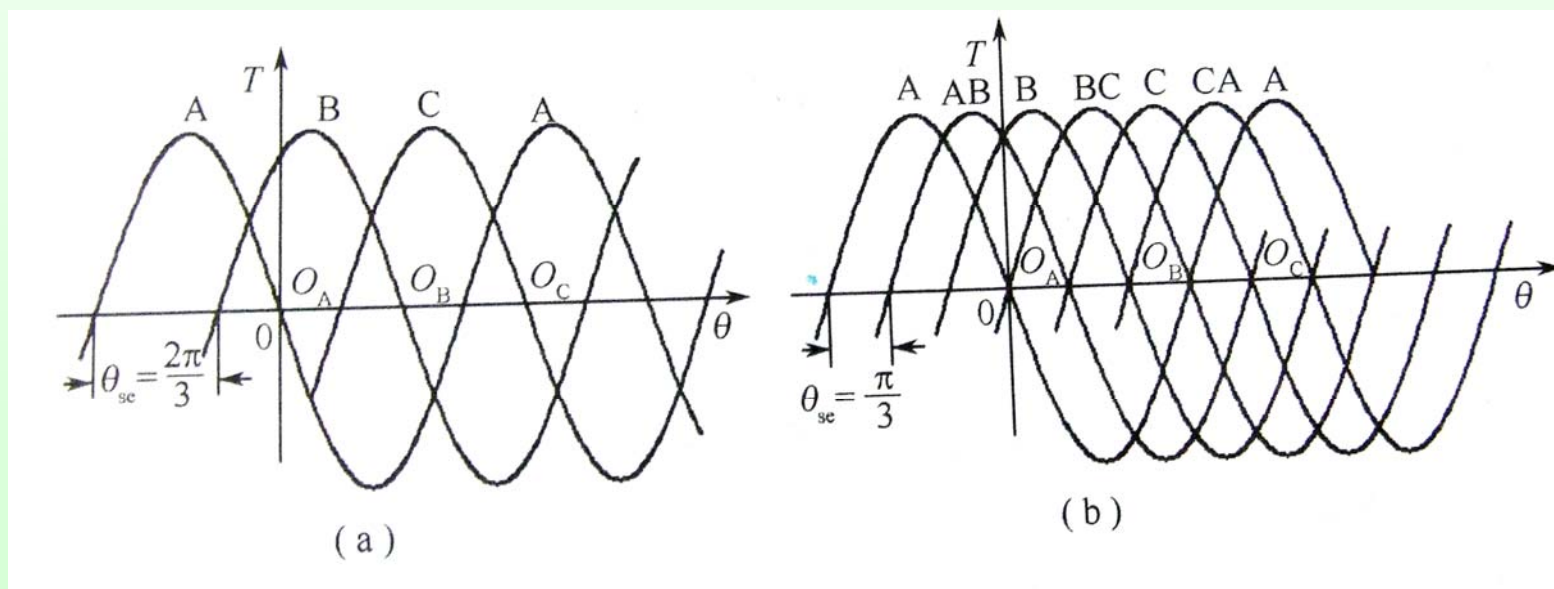
(二) 最大静转矩

矩角特性上静转矩的最大值称为**最大静转矩**。



(三) 矩角特性族

对应于不同的通电状态的矩角特性的总和，称为步进电动机的矩角特性族。





多相通电的矩角特性:

按叠加原理，多相通电时的矩角特性近似的可以由各自通电时的矩角特性叠加起来求出。

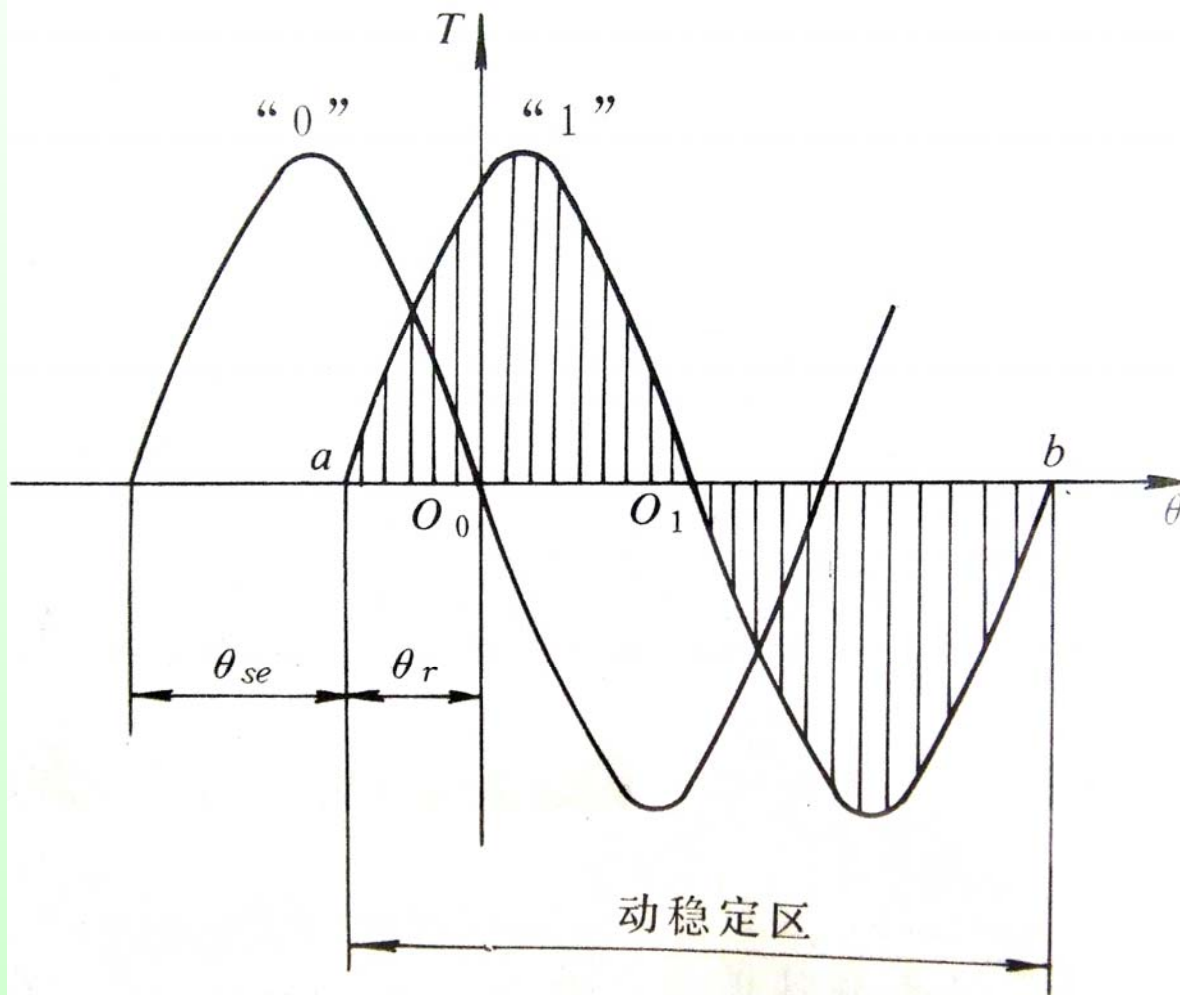




二、单步运行状态

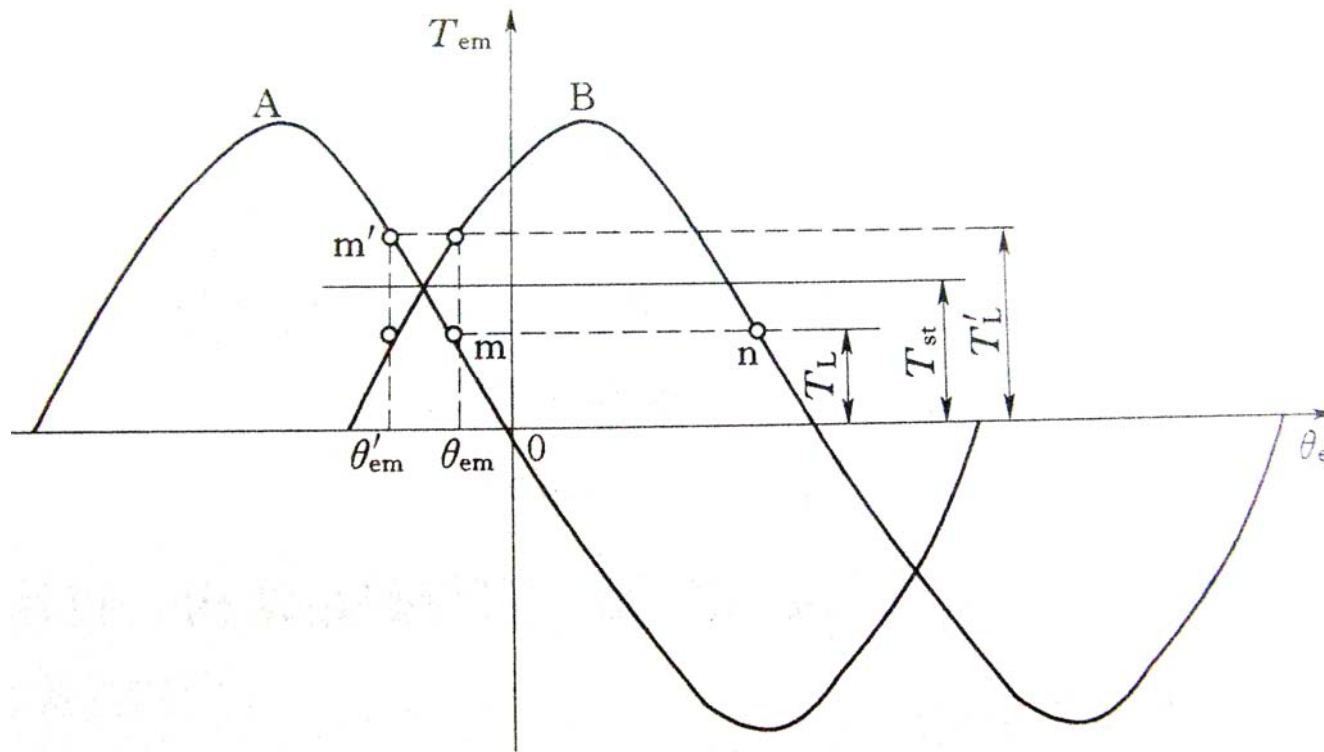
输入脉冲频率非常低，加第二脉冲之前，前一步已经走完，转子运行已经停止的运行状态，称为**单步运行状态**。

(一) 动稳定区



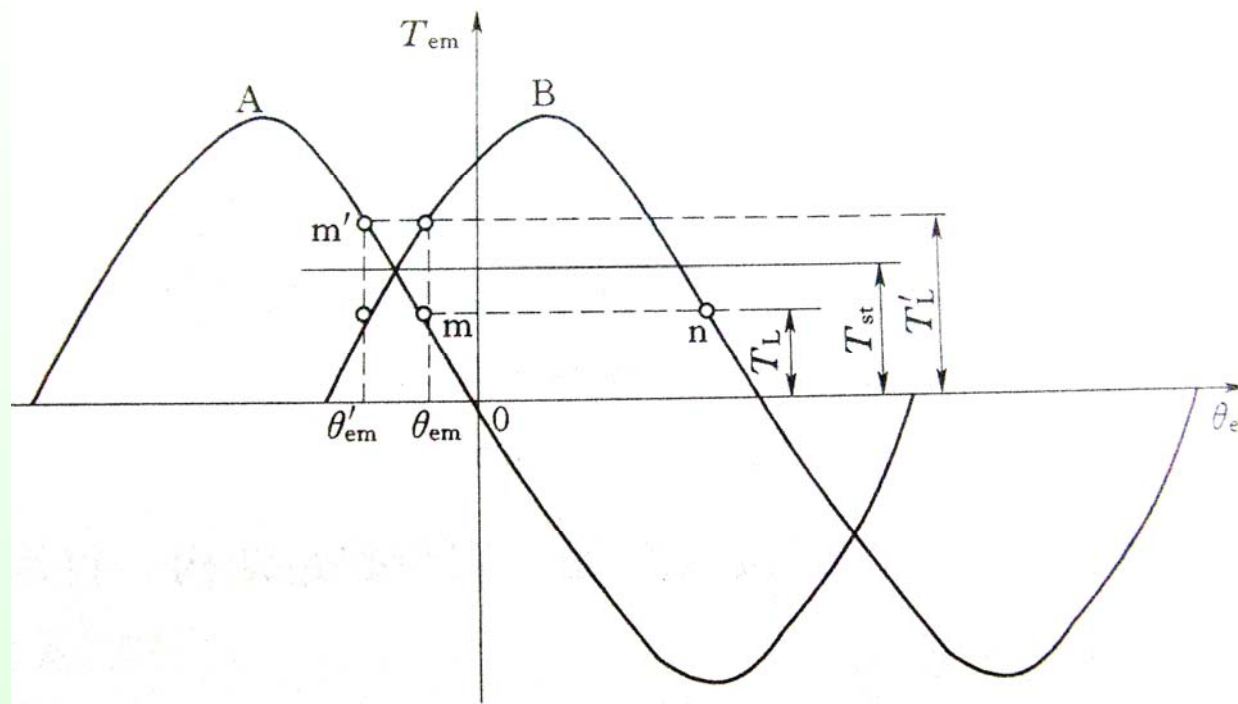
步进电动机初始状态时的矩角特性如图中曲线“0”所示。若电动机空载，则转子处于稳定平衡点 O_0 处。输入一个脉冲，通电状态改变后，矩角特性变为曲线“1”，转子新的稳定平衡点 O_1 。在改变通电状态时，只有当转子起始位置位于 ab 之间才能使它向 O_1 点运动达到该稳定平衡位置。因此，**区间 ab 称为电动机空载时的动稳定区。**

(二) 单步运行时的最大负载转矩（起动转矩）

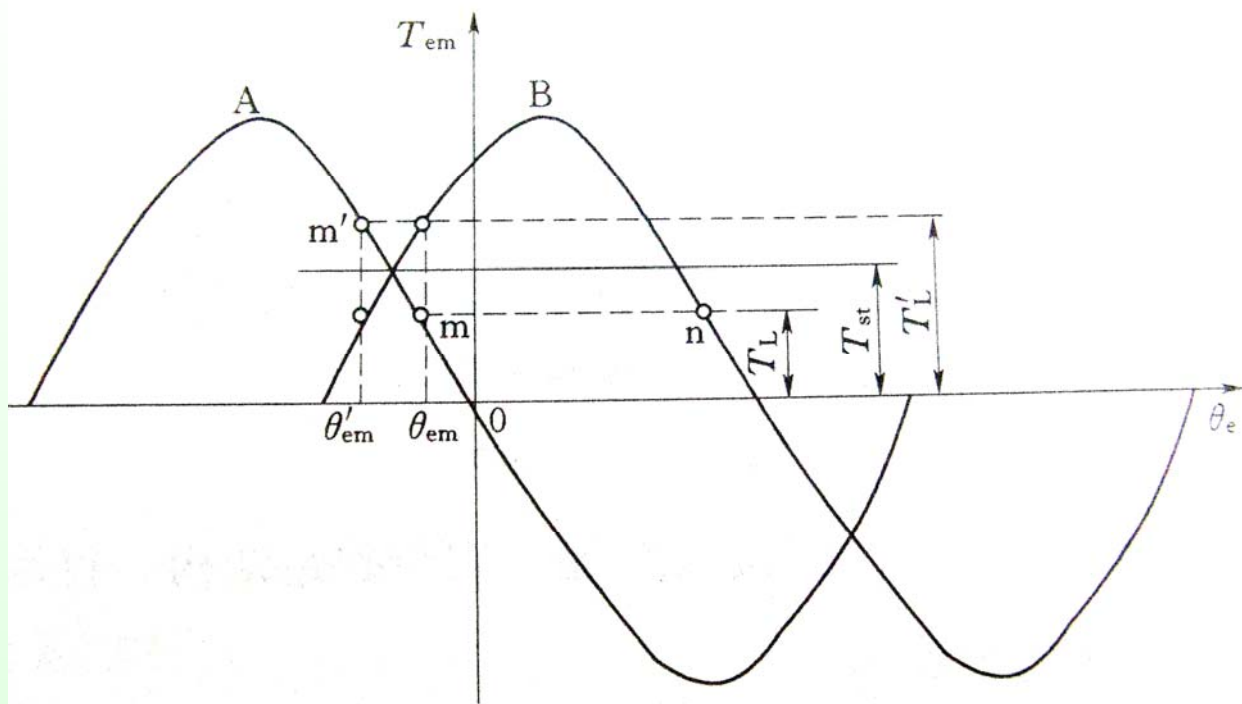


曲线A对应的是初始状态， $\theta_e=0$ 的点对应A相定子齿轴线与转子齿轴线相重合的转子位置，为平衡位置。当电机处于理想空载时，转子停在 $\theta_e=0$ 的位置上。

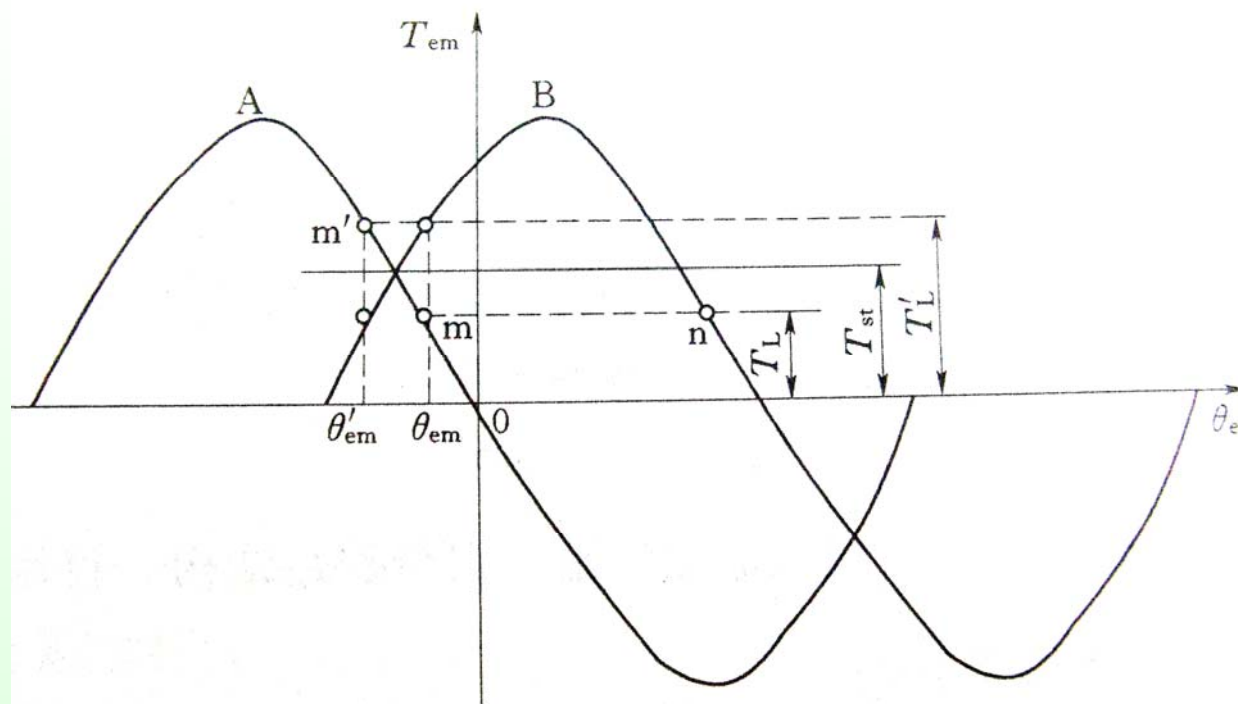
如果此时送入一个控制脉冲，矩角特性移动一个步距角，变为曲线B。图中相邻两状态矩角特性的交点所对应的电磁转矩用 T_{st} 表示。



如果加脉冲前电机所带负载的阻转矩 $T_L < T_{st}$ ，转子处于失调角为 θ_{em} 的平衡点 m ，当控制脉冲切换通电绕组使B相通电时，距角特性跃变为曲线B。这时，对应角 θ_{em} 的电磁转矩大于负载转矩，电机就能在电磁转矩作用下转过一个步距角达到新的平衡位置 n 。



如果加脉冲前电机所带负载的阻转矩 $T'_L > T_{st}$ ，转子处于失调角为 θ'_{em} 的平衡点 m' ，当控制脉冲切换通电绕组使B相通电后，对应角 θ'_{em} 的电磁转矩小于负载转矩，电机就不能作步进运动。



因此电机以一定通电方式运行时，相邻矩角特性的交点所对应的转矩 T_{st} 是电机作单步运行所能带动的极限负载，也称为**极限起动转矩**。

由曲线中可知，步距角减少可使相邻矩角特性位移减少，就可提高极限起动转矩，增大电机的负载能力。



三、连续脉冲运行状态

1. 起动频率

在一定负载转矩下，电机正常启动时（不丢步、不失步）所能加的**最高控制频率**称为启动频率或**突跳频率**，这也是衡量步进电机快速性能的重要技术指标。



2.运行距频特性



4、步进电机启动过程和启动频率（突跳频率）

若步进电机原来静止于某一相的平衡位置上，当一定频率的控制脉冲送入时电机就开始转动，但其转速不是一下子就能达到稳定数值的，有一暂态过程，这就是启动过程。

在一定负载转矩下，电机正常启动时（不丢步、不失步）所能加的最高控制频率称为启动频率或突跳频率，这也是衡量步进电机快速性能的重要技术指标。启动频率要比连续运行频率低的多。

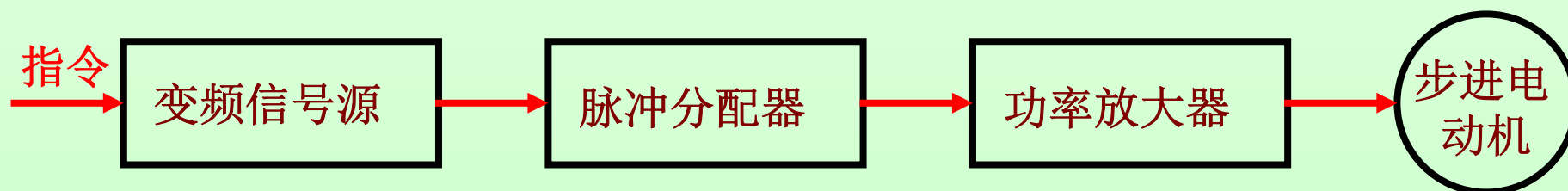


5.4 驱动电源及其对电机性能的影响

一、驱动电源及其对电机性能的影响

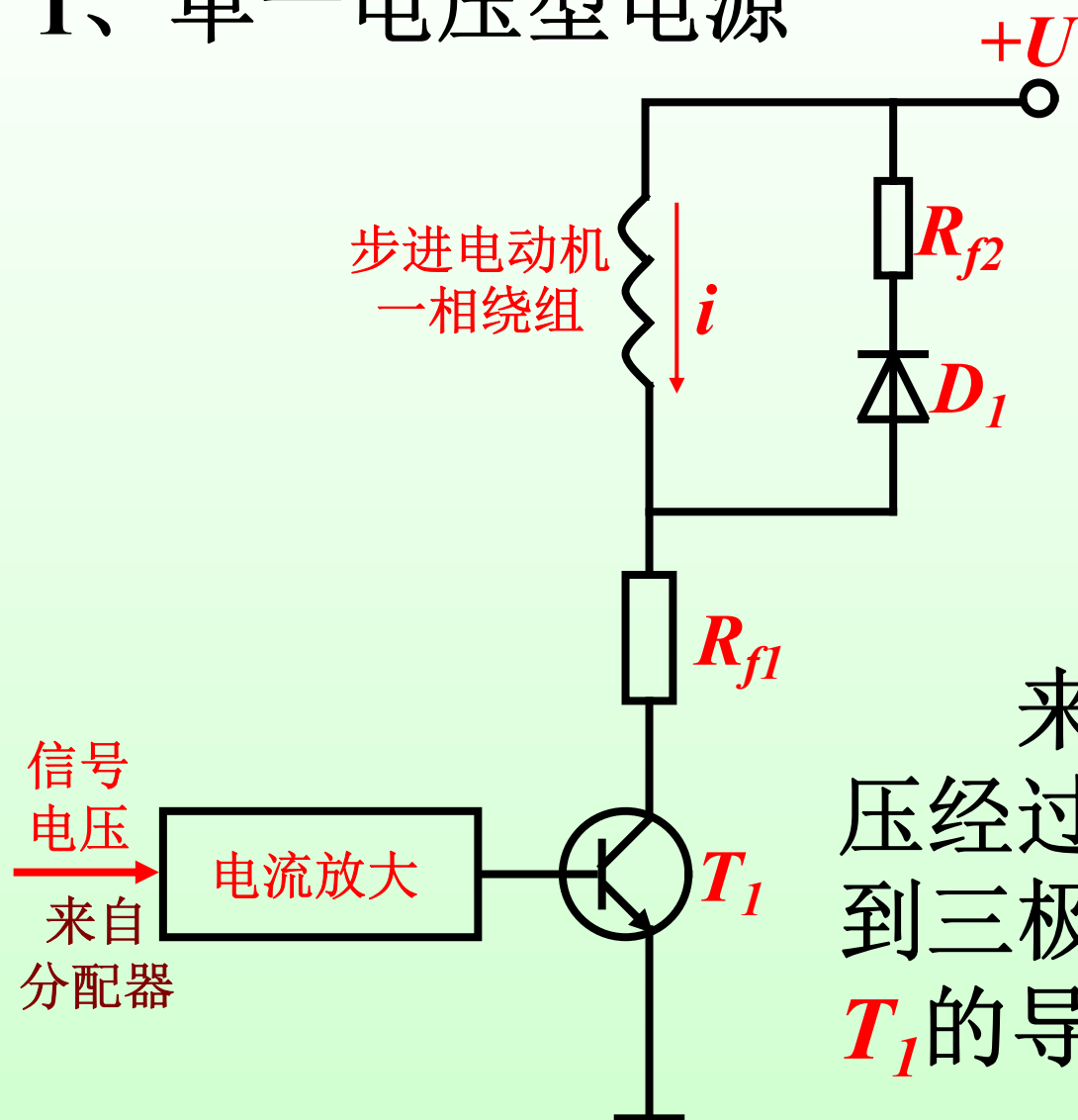
步进电机是由专门的驱动电源驱动的，驱动电源和步进电动机是一个有机的整体，步进电动机的运行性能是电动机及其驱动电源二者配合的综合表现。

驱动电源的基本部分包括变频信号源、脉冲分配器和脉冲功率放大器。





1、单一电压型电源



左图为单一电压型电源的一相功放电路（ m 相电机有 m 个这样的功放电路）。

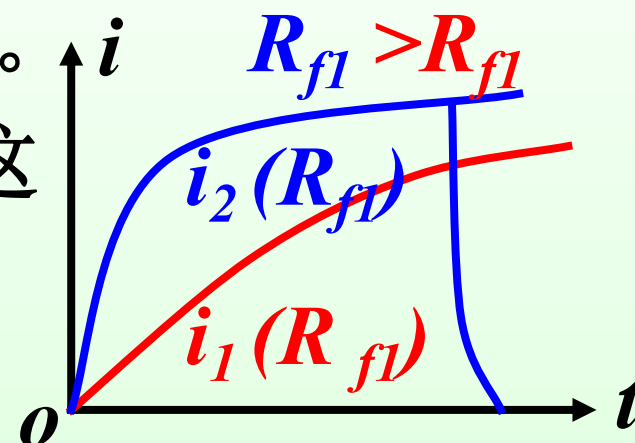
来自分配器的信号电压经过几级电流放大后加到三极管 T_1 的基极，控制 T_1 的导通和截止。





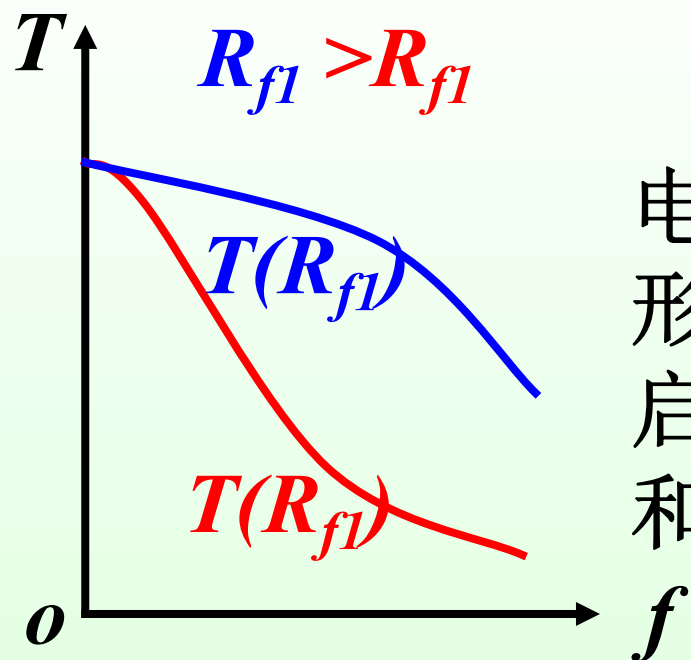
T_1 是功放电路的末级功放管，它与步进电动机的一相绕组串联，所以通过功放管 T_1 的电流与通过步进电动机绕组的电流相等。

图中 i_1 为绕组的电流波形，这样的电流波形会使步进电动机的输出转矩减小，动态特性变坏。



如果要提高转矩，应缩短电流上升的时间常数，使电流前沿变陡，因此在设计电机时尽量减小绕组电感。如果加大串联电阻 R_{f1} 也可使时间常数下降，但为了达到同样的稳态电流值，电源电压要作相应的提高。





可以看出加大串联电阻 R_{f1} 也电流幅值增大，波形更接近于矩形。这样就可以增大转矩，提高启动和连续运行频率，并使启动和运行矩频特性下降缓慢。

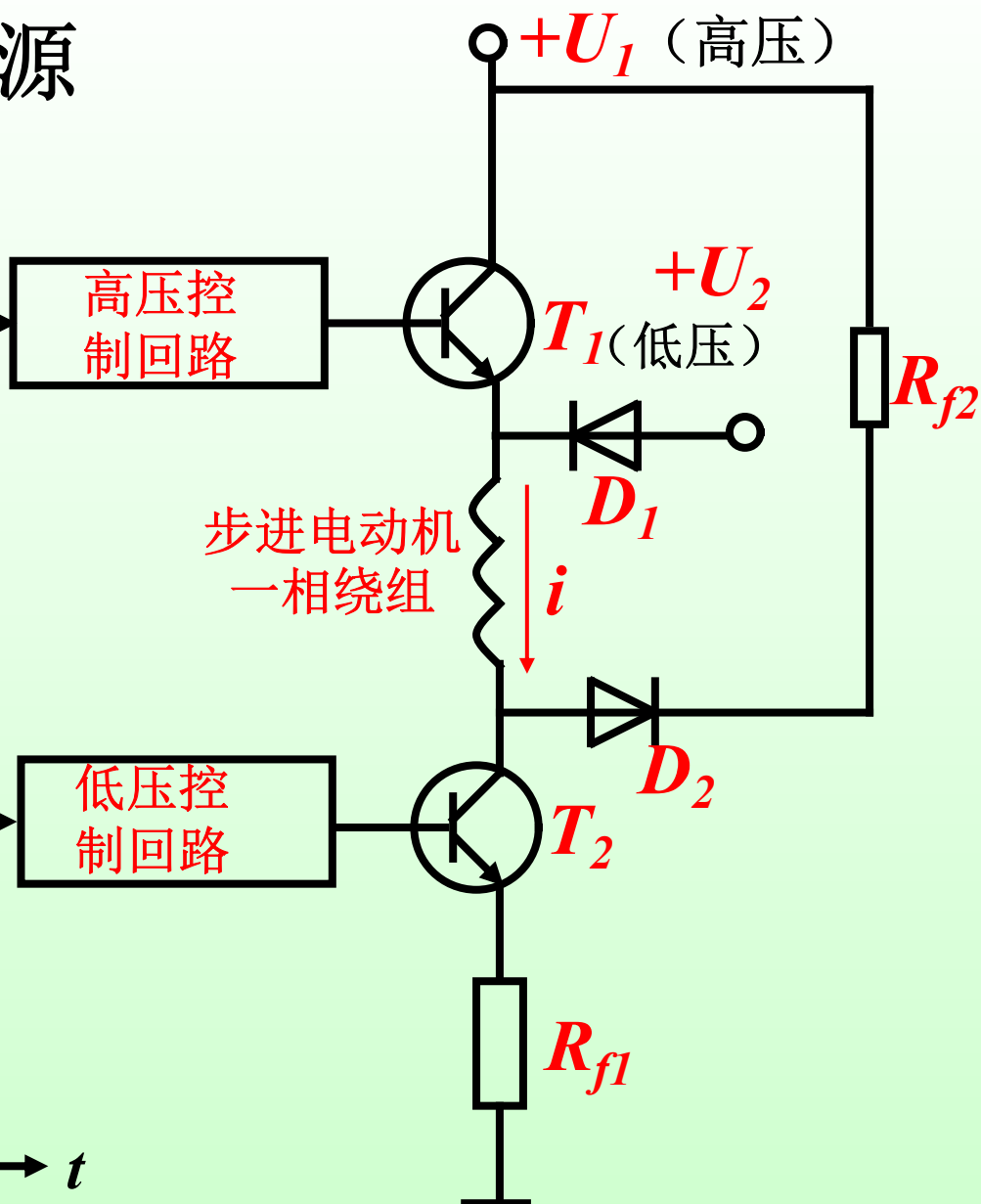
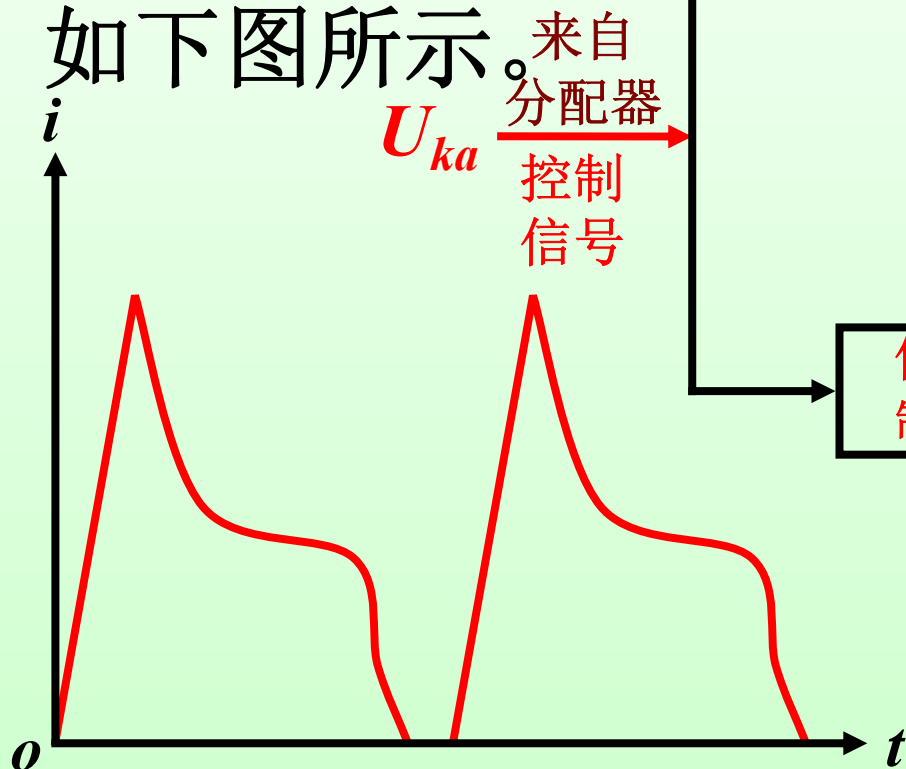
单一电压型电源只用一种电压，线路简单，功放元件少，成本低。但是它的最主要缺点是电流流过串联电阻 R_{f1} 后要消耗非常可观的电能。





2、高低压切换型电源

采用高低压
切换型电源，绕
组中的电流
如下图所示。





3、其它型式的驱动电源

除了上述两种常用的驱动电源外，还有其它新型的驱动电源线路，如带有多次电流检测的高低压驱动电源，单电压斩波恒流型驱动电源，细分电路等。

二、分配方式对电机性能的影响

分配方式对输出转矩有很大影响。一般来说，同时通电的相数越多，维持电流不变的相数也越多，转矩就越高。当然，随着相数的增加，电源输出功率及功耗都要相应地增大。



5.5 步进电动机的主要性能指标和技术数据

一、最大静转矩 T_{jmax}

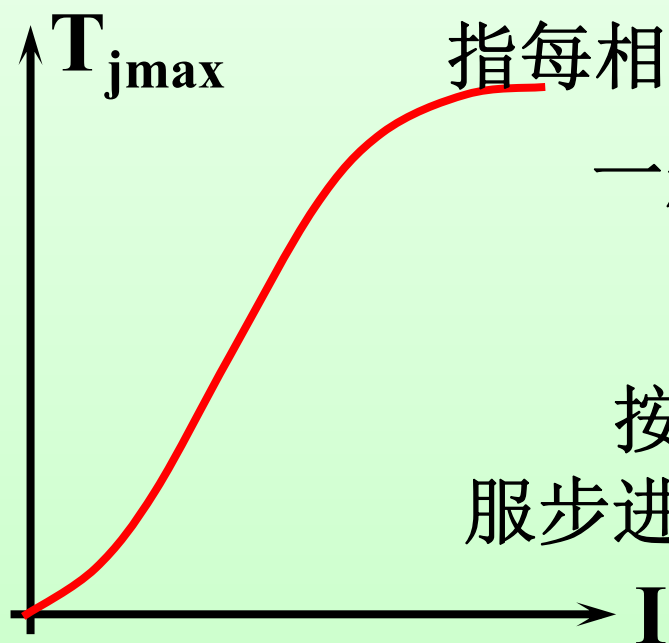
步进电动机在规定的通电相数下，矩角特性上的转矩最大值，称为最大静转矩 T_{jmax} 。绕组电流越大，最大静转矩也越大。

通常技术数据中所规定的最大静转矩，指每相绕组通以额定电流时所得的值。

一般负载转矩和最大静转矩的比为：

$$T_L = (0.3-0.5) T_{jmax}$$

按最大静转矩值，步进电动机分为伺服步进电动机和功率步进电动机两种。





二、步距角 θ_b

每输入一个电脉冲信号时，转子转过的角度称步距角。

步距角大小会直接影响步进电动机的启动和运行频率。外型尺寸相同的电机，步距角小的往往启动、运行频率比较高，但转速和输出功率不一定高。





步进电动机驱动对象多是直线运动，需加装机械装置将旋转变为直线运动。此时，步距角需根据系统要求的脉冲当量和丝杠螺距确定：

$$\theta_b = \frac{360^\circ \cdot \delta_p}{t \cdot i}$$

δ_p : 脉冲当量 (mm) ; t : 丝杠螺距 (mm) ; i : 传动比。

脉冲当量：每一脉冲步进电动机带动负载移动的直线位移量。





三、静态步距角误差 $\Delta \theta_b$

静态步距角误差即实际的步距角与理论的步距角之间的差值，通常用理论步距角的百分数或绝对值来衡量。静态步距角误差小，表示电机精度高。 $\Delta \theta_b$ 通常是在空载情况下测量的。

四、启动频率和启动矩频特性

启动频率又称突跳频率，是步进电动机能够不失步启动的最高脉冲频率。实际使用时步进电动机大都带载启动，这时负载启动频率是一个重要指标，而该指标又与负载转矩及惯量大小有关。





在一定的负载惯量下，启动频率随负载转矩变化的特性称为启动矩频特性，通常以表格或曲线形式给出。

五、运行频率和运行矩频特性

步进电动机启动后，控制脉冲频率连续上升而维持不失步的最高频率，称为运行频率。当步进电动机带载运行时，运行频率与负载转矩大小有关，两者的关系称为运行矩频特性，通常也以表格或曲线形式给出。

提高运行频率对于提高生产率和系统的效率有很大实际意义。





六、额定电流

电机不动时，每一相绕组允许通过的电流定为额定电流。当电机运转时，每一相绕组通的是脉冲电流，电流表指示的读数为脉冲电流平均值，并非为额定电流（此值比额定电流低）。绕组电流太大，电机温升会超过允许值。

七、额定电压

额定电压是指加在驱动电源各相主回路的直流电压。一般不等于加在绕组两端的电压。

国家标准规定步进电动机的额定电压为：

单一电压型电源 6、12、27、48、60、80（伏）

高低压切换型电源 60/12、80/12（伏）





第3章 直流伺服电动机

3.1 直流电动机的工作原理

3.2 电磁转矩和转矩平衡方程式

3.3 直流电动机的反电势和电压平衡方程式

3.4 直流电动机的使用

3.5 直流伺服电动机及其控制方法

3.6 直流伺服电动机的稳态特性

← Back





3.7 直流伺服电动机在过渡过程中的工作状态

3.8 直流伺服电动机的过渡过程

3.9 直流力矩电动机

3.10 低惯量直流伺服电动机

思考题与习题





3.1 直流电动机的工作原理

直流电动机的基本结构和直流测速发电机相同，所不同的是电动机的输入为电压信号，输出为转速信号。下面分析直流电动机的工作原理。



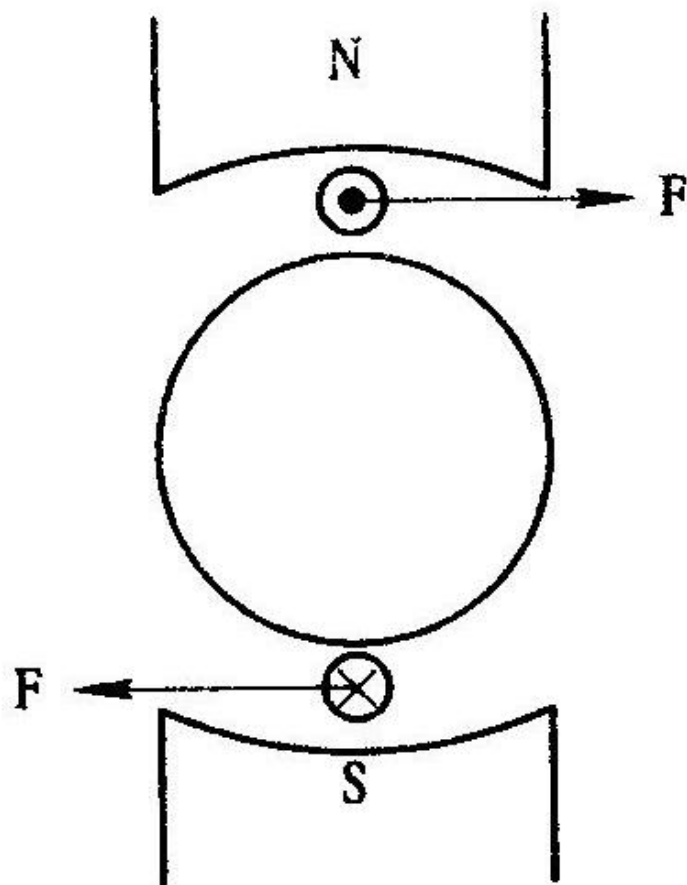


图 3 - 1 直流电动机工作原理图





为简明起见，仍采用具有4个槽的两极电机模型，如图2-3。在A、B两电刷间加直流电压时，电流便从B刷流入，A刷流出。N极下导体中的电流流出纸面，用 \odot 表示；S极下导体中的电流流入纸面，用 \otimes 表示，见图3-1。





根据电磁学基本知识可知，载流导体在磁场中要受到电磁力的作用。如果导体在磁场中的长度为 l ，其中流过的电流为 i ，导体所在处的磁通密度为 B ，那末导体受到的电磁力的值为

$$F = Bli \quad (3 - 1)$$

式中， F 的单位为牛顿(N)； B 的单位为韦伯/米²(Wb/m²)； l 的单位为米(m)； i 的单位为安培(A)；力 F 的方向用左手定则来确定。





据此，作出图 3 - 1 中N、 S极下各根导体所受电磁力的方向，如图中箭头所示。电磁力对转轴形成顺时针方向的转矩，驱动转子而使其旋转。由于每个磁极下元件中电流方向不变，故此转矩方向恒定，称为直流电动机的电磁转矩。如果电机轴上带有负载，它便输出机械能，可见直流电动机是一种将电能转换成机械能的电气装置。

我们用同一个模型，既分析了直流发电机的工作原理，又分析了直流电动机的工作原理。





可见直流电机是可逆的，它根据不同的外界条件而处于不同的运行状态。当外力作用使其旋转，输入机械能时，电机处于发电机状态，输出电能；当在电刷两端施加电压输入电能时，电机处于电动机状态，带动负载旋转输出机械能。事实上，发电机、电动机中所发生的物理现象在本质上是一致的。下面的分析将进一步证明这一点。





3.2 电磁转矩和转矩平衡方程式

3.2.1 电磁转矩

式(3 - 1)写出了磁极下一根载流导体所受到的电磁力。此力作用在电枢外圆的切线方向，产生的转矩为

$$t_i = F_i \frac{D}{2} = B_x l i_a \frac{D}{2}$$





式中， l 为导体在磁场中的长度，取电枢铁心长度； B_x 为导体所在处的气隙磁通密度； i_a 为导体的电流； D 为电枢直径。

假设空气隙中平均磁通密度为 B_p ，电枢绕组总的导体数为 N ，则电机转子所受到的总转矩为

$$T = \sum_{i=1}^N t_i = \sum_1^N B_x l i_a \frac{D}{2} = N B_p l i_a \frac{D}{2} \quad (3-2)$$





式中， B_p 用每极总磁通 Φ 表示， $B_p = \Phi / (\tau l)$ ，其中 τ 为极距， $\tau = \pi D / (2p)$ ， l 为电枢铁心长；导体电流 i_a 用电枢总电流 I_a 表示， $i_a = I_a / (2a)$ ，其中 a 为并联支路对数。

$$T = N \cdot \frac{2p\Phi}{\pi D l} \cdot l \frac{I_a}{2a} \cdot \frac{D}{2} = \frac{pN}{2\pi a} \Phi I_a$$

或者写成

$$T = G_T \Phi I_a \quad (3-3)$$





式中, $C_T = \frac{pN}{2\pi a}$, 对已制成的电机而言, 它是一个常数。若每极磁通 Φ 的单位为Wb, 电枢电流 I_a 的单位为A时, 则电磁转矩 T 的单位为N·m。

当 Φ 不变时, 电磁转矩可写成

$$T = K_T I_a$$

其中, $K_T = C_T \Phi$, 称为转矩系数。

我们知道, 感应电势计算式中的常数 C_e 所以 C_T 与 C_e 有如下关系:

$$C_T = \frac{60}{2\pi} C_e \quad (3-4)$$





3.2.2 电动机转矩平衡方程式

直流电动机所产生的电磁转矩作为驱动转矩使电动机旋转。

当电动机带着负载匀速旋转时，其输出转矩必定与负载转矩相等，但电动机的输出转矩是否就是电磁转矩呢？不是的。因为电机本身的机械摩擦(例如轴承的摩擦、电刷和换向器的摩擦等)和电枢铁心中的涡流、磁滞损耗都要引起阻转矩，此阻转矩用 T_0 表示。这样，电动机的输出转矩 T_2 便等于电磁转矩 T 减去电机本身的阻转矩 T_0 。所以，当电机克服负载阻转矩 T_L 匀速旋转时，则有

$$T_2 = T - T_0 = T_L \quad (3 - 5)$$





式(3 - 5)表明，当电机稳态运行时，其输出转矩的大小由负载阻转矩决定。或者说，当输出转矩等于负载阻转矩时，电机达到匀速旋转的稳定状态。式(3 - 5)称为电动机的稳态转矩平衡方程式。

把电机本身的阻转矩和负载的阻转矩合在一起叫做总阻转矩 T_s ，即

$$T_s = T_0 + T_L$$

则转矩平衡方程式可写成

$$T = T_s \quad (3 - 6)$$





它表示在稳态运行时，电动机的电磁转矩和电动机轴上的总阻转矩相互平衡。

实际上，电动机经常运行在转速变化的情况下，例如启动、停转或反转等，因此必须讨论转速改变时的转矩平衡关系。当电机的转速改变时，由于电机及负载具有转动惯量，将产生惯性转矩 T_j ,

$$T_j = J \frac{d\Omega}{dt}$$





其中, J 是负载和电动机转动部分的转动惯量; Ω 是电动机的角速度; $\frac{d\Omega}{dt}$ 是电动机的角加速度。这时, 电动机轴上的转矩平衡方程式为

$$T_2 - T_L = T_j = J \frac{d\Omega}{dt}$$

或

$$T_2 = T_L + T_j = T_L + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (3 - 7)$$





3.2.3 发电机的电磁转矩

图 3 - 2 是直流电机作为发电机运行的示意图。假定在外转矩 T_1 的作用下，电机按顺时针方向旋转，此时电枢导体感应电势 e 的方向如图所示(或 \odot)。当电刷两端接上负载后，导体中便有电流 i_a 流过， i_a 的方向和电势 e 的方向相同。



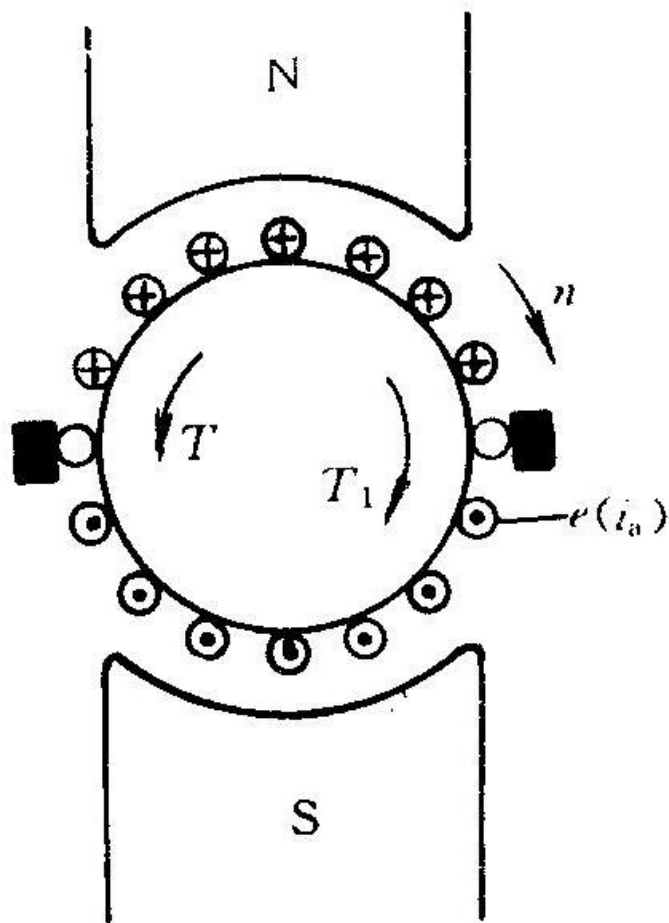


图 3 - 2 直流电机在发电机运行状态时的示意图





由于载流导体在磁场中要受到电磁力，因此电机电枢便受到一个电磁转矩 T ，由图 3-2 可知，电磁转矩 T 和外转矩 T_1 方向相反，也与转速 n 方向相反，所以电磁转矩 T 为制动转矩。外转矩 T_1 克服电磁转矩 T 做功，把机械能变成电能。





很显然，输入转矩 T_1 并不能全部转化成电磁转矩。直流发电机同样有机械摩擦，电枢旋转后铁心中也会产生磁滞、涡流损耗。所以，要使电机以某一速度旋转，输入转矩 T_1 必须先克服电机本身的阻转矩 T_0 。其转矩平衡方程式为

$$T = T_1 - T_0$$

或

$$T_1 = T + T_0 \quad (3 - 8)$$





3.3 直流电动机的反电势和电压平衡方程式

3.3.1 电枢绕组中的反电势

电流通过电枢绕组产生电磁力及电磁转矩，这仅仅是电磁现象的一个方面；另一方面，当电枢在电磁转矩的作用下一旦转动以后，电枢导体还要切割磁力线，产生感应电势。现通过直流电动机的示意图图 3-3 进行说明。图中大圆表示电枢，大圆外侧上的 \odot 、 \otimes 表示电枢导体的电流方向。假定在N极下，导体的电流方向由纸面指向读者，



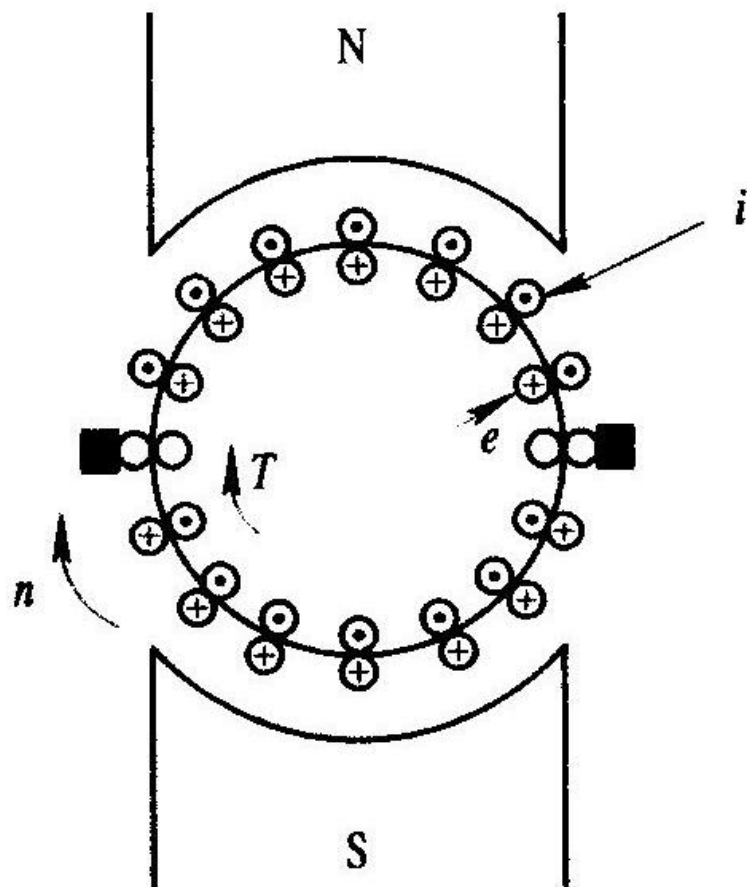


图 3 - 3 直流电动机的示意图





用 \odot 表示；在S极下，导体的电流方向由读者指向纸面，则用 \otimes 表示。根据左手定则，便可以确定电磁力 F 的方向，因而就可以确定电动机的旋转方向，如图3-3所示。





因导体运动时要切割磁力线，所以导体中还产生感应电势 e ，其方向由右手定则确定，并用大圆内侧上的 \odot 或 \ominus 表示。由图 3-3 可知，感应电势的方向与电流方向相反，它有阻止电流流入电枢绕组的作用，因此电动机中的感应电势是一种反电势。

虽然直流电动机感应电势的作用与直流发电机不同，但电枢导体切割磁通，产生感应电势的情形完全一样。所以电动机电刷两端感应电势 E_a 的公式也相同，即

$$E_a = C_e \Phi n$$

式中， n 为电枢转速； Φ 为每极总磁通。





3.3.2 电动机的电压平衡方程式

为了列出电压平衡方程式，需先作图以表示电动机各个电量的方向，见图 3 - 4。由于电动机作为电源的负载，所以从电枢回路的外部来看，电动机端电压 U_a 和电枢电流 I_a 的方向一致， E_a 为反电势，所以 E_a 与电流 I_a 方向相反。与直流发电机一样，电枢内阻 R_a 包括电枢绕组的电阻以及电刷和换向器之间的接触电阻， R_a 在图中不再表示。励磁电压 U_f 为恒值。



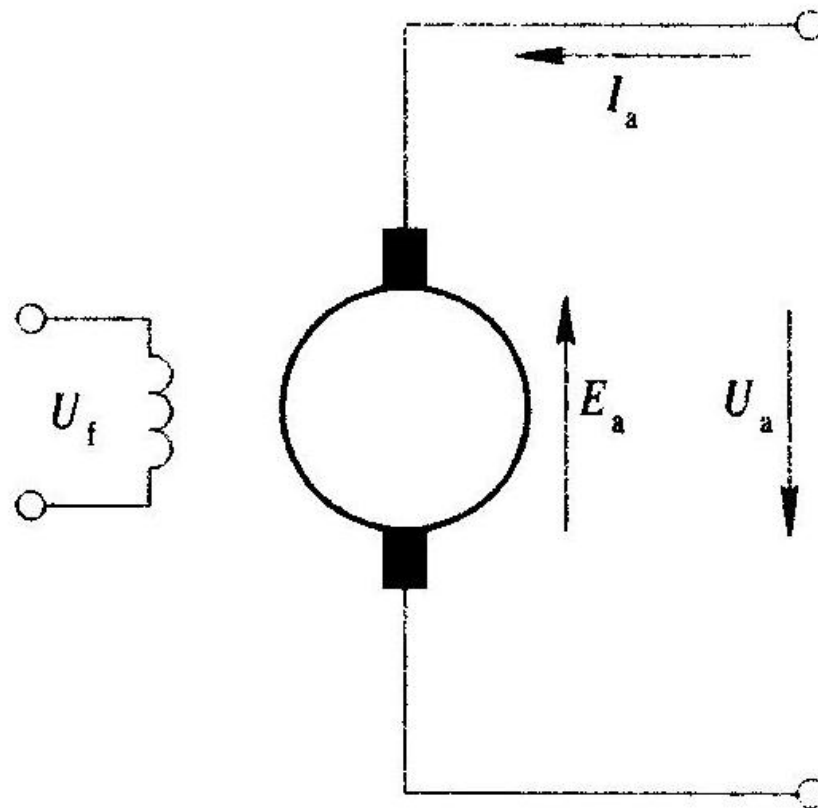


图 3 - 4 直流电动机的电枢回路





根据回路定律列出回路方程，即

$$I_a R_a - U_a = -E_a$$

移项后得

$$U_a = E_a + I_a R_a \quad (3 - 9)$$

式(3 - 9)称为直流电动机的电压平衡方程式。它表示外加电压与反电势及电枢内阻压降相平衡。或者说，外加电压一部分用来抵消反电势，一部分消耗在电枢内阻压降上。





如果把 $E_a = C_e \Phi n$ 代入式(3 - 9), 便可得出电枢电流 I_a 的表示式:

$$I_a = \frac{U_a - E_a}{R_a} = \frac{U_a - C_e \Phi n}{R_a} \quad (3 - 10)$$

由式(3 - 10)可知, 直流电动机的电枢电流不仅取决于外加电压和本身的内阻, 而且还取决于与转速成正比的反电势(当 $\Phi = \text{常数}$ 时)。





我们把式(3 - 10)变换成

$$n = \frac{U_a - I_a R_a}{C_e \Phi} \quad (3 - 11)$$





当负载转矩 T_L 减小时，根据稳态转矩平衡方程式，电磁转矩 T 也减小。因为磁通 Φ 为常数，电磁转矩 T 与电枢电流 I_a 成正比，因而随着电磁转矩 T 的减小，电枢电流 I_a 也相应减小。由式(3 - 11)可知，当 U_a ， Φ 不变时， I_a 减小将导致 n 增加。同理，当负载转矩 T_L 增大时，电磁转矩 T 也增加，电枢电流 I_a 也相应增大，这时转速 n 便下降。用以下符号表示它们之间的变化关系： $T_L \downarrow - T \downarrow - I_a \downarrow - n \uparrow$ ； $T_L \uparrow - T \uparrow - I_a \uparrow - n \downarrow$ 。





3.4 直流电动机的使用

3.4.1 直流电动机的额定值

电机制造厂根据国家或部颁标准对各种型号的直流电动机的使用条件和运行状态都作了一些规定。凡符合使用条件，达到额定工作状态的运行称为额定运行。表示电动机额定运行状态时的电压、电流、功率、转速等量的数值称为电动机的额定值。额定值一般写在电动机的铭牌上，因此，额定值有时也称为铭牌值。





直流电动机在铭牌上标明的额定值有：额定功率 P_n (W)、额定电压 U_n (V)、额定电流 I_n (A)、额定转速 n_n (r/min)以及定额。

电动机的额定值表示了电动机的主要性能数据和使用条件，是选用和使用电动机的依据。如果不了解这些额定值的含义，使用方法不对，就有可能使电动机性能变坏，甚至损坏电机，或者不能充分利用。下面分别介绍几个主要额定值的含义。





1. 额定功率 P_n

额定功率指直流电动机在额定运行时，其轴上输出的机械功率，单位为瓦特(W)。

2. 额定电压 U_n

额定电压是指在额定运行情况下，直流电动机的励磁绕组和电枢绕组应加的电压值，其单位为伏特(V)。





3. 额定电流 I_n

额定电流是指电动机在额定电压下，负载达到额定功率时的电枢电流和励磁电流值，其单位为安培(A)。

对于连续运行的直流电动机，其额定电流就是电机长期安全运行的最大电流。短期超过额定电流是允许的，但长期超过额定电流将会使电机绕组和换向器损坏。





4. 额定转速 n_n

额定转速是指电动机在额定电压和额定功率时每分钟的转数，其单位为转/分(r/min)。

5. 定额

按电动机运行的持续时间，定额分为“连续”、“短时”和“断续”三种。“连续”表示这台电机可以按各项额定值连续运行；“短时”表示按额定值只能在规定的工作时间内短时使用；“断续”表示短时重复运行。





6. 额定转矩 T_2n

额定转矩是额定电压和额定功率时的输出转矩，其单位为牛·米(N·m)。在选用电动机时，电机的额定转矩是一项重要的指标，一般在铭牌上并不标出。但是可以由电动机的额定功率 P_n 和额定转速 n_n 计算得到。

因为电动机输出机械功率 P_2 等于它的输出转矩 T_2 乘以旋转的角速度 Ω ，即

$$P_2 = T_2 \Omega \quad (3 - 12)$$





所以输出转矩

$$T_2 = \frac{P_2}{\Omega} \quad (3 - 13)$$

式中， P_2 的单位为W； T_2 的单位为N·m； Ω 的单位为rad/s。





实用上，铭牌上给出的数据是转速 n ，而不是角速度 Ω ，应把 Ω 转换成 n ， n 与 Ω 的关系为

$$\Omega = \frac{2\pi n}{60} \quad (3-14)$$

把式(3-14)代入式(3-13)，则得到转矩计算式：

$$T_2 = \frac{60}{2\pi} \cdot \frac{P_2}{n} \quad (3-15)$$

如把铭牌上的额定功率 P_n 和额定转速 n_n 的数据代入，便得到额定转矩值：

$$T_{2n} = \frac{60}{2\pi} \cdot \frac{P_n}{n_n} \quad (3-16)$$





3.4.2 直流电动机的启动

电动机从静止状态过渡到稳速运转的过程叫启动过程。对于电动机的启动性能，有以下几点要求：

- (1) 启动时电磁转矩要大，以利于克服启动时的阻转矩，包括总阻转矩 T_s 和惯性转矩 $J \frac{d\Omega}{dt}$ ；
- (2) 启动时电枢电流不要太大；





(3) 要求电动机有较小的转动惯量和在加速过程中保持足够大的电磁转矩，以利于缩短启动时间。

在启动的最初瞬间，因为转速 $n=0$ ，反电势 $E_a=0$ ，故电动机的端电压 U_a 全部降落在电枢电阻 R_a 上，此时的电枢电流

$$I_a = \frac{U_a}{R_a} \quad (3 - 17)$$

称为电动机的启动电流初始值。





对于功率为几千瓦的动力用直流电动机，其启动电流初始值将达到正常运行时允许电流值的十几倍，由于启动电流过大，使电动机的过电流保护装置动作，切断电源，以致不能启动；而且很大的启动电流导致很大的线路压降，以致影响电源上的其他用户，因此启动电流不容许太大。一般均采用电枢回路串联电阻的办法来限制启动电流(见图 3-5)，但也不能限制得过小，以致于过多地影响启动转矩，故一般把启动电流限制在允许电流值的 1.5~2 倍 以内。



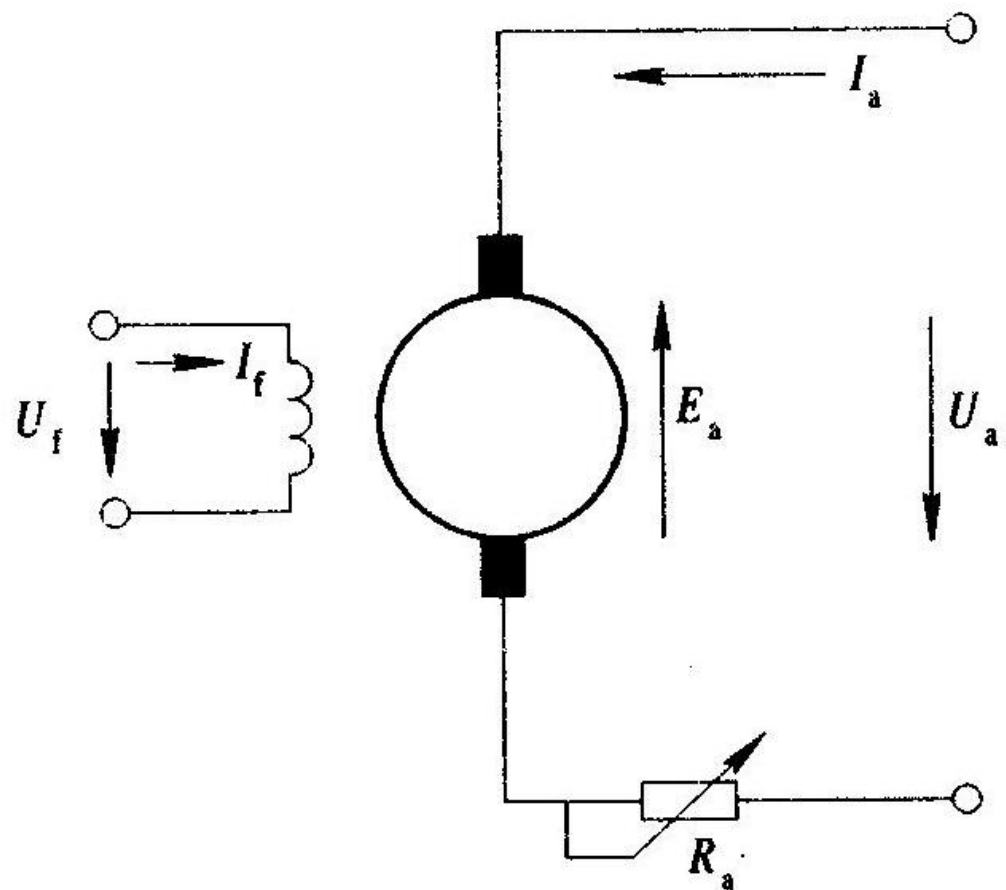


图 3 - 5 电枢回路串联启动电阻





3.4.3 电动机的调速方法

某些场合往往要求电动机的转速在一定范围内调节，例如电车、机床、吊车等，调速范围根据负载的要求而定。

由式(3 - 11):

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

可以看出，调速可以有 3 种方法：





(1) 改变电机端电压 U_a ，即改变电枢电源电压；

(2) 在电枢回路中串联调节电阻 R_{tj} ，见图3 - 6。此
时的转速公式为

$$n = \frac{U_a - I_a(R_a + R_{tj})}{C_e \Phi} \quad (3 - 18)$$

(3) 改变磁通 Φ ，即改变励磁回路的调节电阻 R_{fj} 以
改变励磁电流 I_f 。



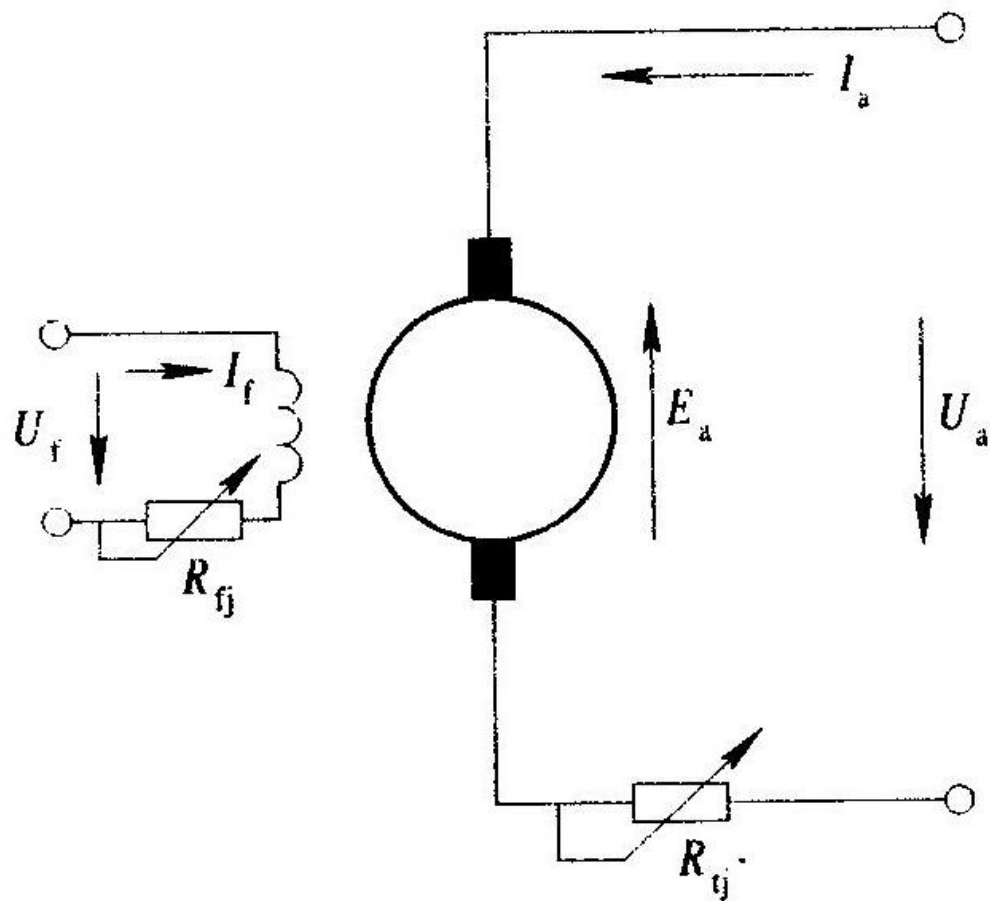


图3 - 6 直流电动机的调整





1. 改变电机端电压 U_a

设一台直流电动机原来运行情况为：电机端电压 $U_a=110\text{ V}$, $E_a=90\text{ V}$, $R_a=20\ \Omega$, $I_a=1\text{ A}$, $n=3\ 000\text{ r/min}$ 。如电源电压降低一半，而负载转矩不变，转速将降低到原来的百分之几？





根据转矩平衡方程式，当负载转矩不变时，电磁转矩 $T=C_T \Phi I_a$ 不变；又 I_f 不变， Φ 不变，所以电枢电流 I_a 也不变。再由电动机电压平衡方程式 $E_a=U_a-I_a R_a$ 可以看出，由于 $I_a R_a$ 不变，感应电势 E_a 将随 U_a 的降低而减小；又 Φ 不变，故转速要相应减小。若电压改变后的感应电势、转速、电流用 E_a' 、 n' 、 I_a' 表示，则 $U_a'=55\text{ V}$ 时的转速对原来的转速之比为

$$\frac{n'}{n} = \frac{\frac{E'}{C_e \Phi}}{\frac{E_a}{C_e \Phi}} = \frac{E'_a}{E_a} = \frac{U'_a - I'_a R_a}{U_a - I_a R_a} = \frac{55 - 1 \times 20}{110 - 1 \times 20} = 0.39$$

即转速降低到原来的 39%。





同样可以分析，当负载转矩不变时，如将电机端电压 U_a 升高，则转速上升，所以改变电源电压可以调速。电机端电压 U_a 和转速 n 的关系表示如下：

$$U_a \uparrow \text{ — } n \uparrow$$

$$U_a \downarrow \text{ — } n \downarrow$$

这种方法的调速范围很大，但需要附加调压设备。





2. 改变电枢回路的调节电阻 R_{tj}

设一台直流电动机原来运行情况为：电机端电压 $U_a=220\text{ V}$ ， $E_a=210\text{ V}$ ， $R_a=1\ \Omega$ ， $I_a=10\text{ A}$ ， $n=1500\text{ r/min}$ 。今在电枢回路中串电阻降低转速，设 $R_{tj}=10\ \Omega$ 并设转速降低后负载转矩不变，这时转速将降低到原来的百分之几？





根据转矩平衡方程式，当负载转矩不变时，电磁转矩不变；加上励磁电流 I_f 不变，磁通 Φ 不变，所以电枢电流 I_a 也不变，故 $I'_a=I_a=10\text{ A}$ 。电枢回路串电阻 R_{tj} 后，电阻压降增为 $I_a(R_a+R_{tj})$ 。当端电压 U_a 维持不变时，感应电势 $E'_a=U_a-I_a(R_a+R_{tj})$ 相应减小，转速亦随之降低。电枢回路串入 $10\ \Omega$ 电阻后的转速对原来的转速之比为

$$\frac{n'}{n} = \frac{\frac{E'}{C_e \Phi}}{\frac{E_a}{C_e \Phi}} = \frac{E'_a}{E_a} = \frac{U_a - I_a(R_a + R_{tj})}{U_a - I_a R_a} = \frac{220 - 10 \times (1 + 10)}{220 - 10 \times 1} = 0.523$$

即转速降低到原来的 52.3%。





同样可以分析，当负载转矩不变时，如将串联电阻 R_{tj} 减小，转速将升高。

可用符号表示为

$$R_{tj} \uparrow \quad n \downarrow$$

$$R_{tj} \downarrow \quad n \uparrow$$





3. 改变励磁回路调节电阻 R_{ff}

设一台直流电动机原来运行情况为： $U_a=110\text{ V}$ ， $E_a=90\text{ V}$ ， $R_a=20\ \Omega$ ， $I_a=1\text{ A}$ ， $n=3000\text{ r/min}$ 。为了提高转速，把励磁回路的调节电阻 R_{ff} 增加，使 Φ 减小10%，如负载转矩不变，问转速如何变化？





根据转矩平衡方程式，当负载转矩不变时，电磁转矩 T 亦不变。今 Φ 减小10%，即 $\Phi'=0.9\Phi$ ，所以 I'_a 应增加，以维持电磁转矩不变， $I'_a=I_a(\Phi/\Phi')$
 $=1\times(1/0.9)=1.11\text{ A}$ ，根据电压平衡方程式 $E'_a=U_a-I'_aR_a$ ，由于 I'_a 增加，所以 E'_a 减小。 $n'=E'_a/(C_e\Phi')$ ，今 E'_a 、 Φ' 均减小，那末 n' 究竟如何变化呢？此时应该分析一下， E'_a 和 $C_e\Phi'$ 哪一个变化大？通常，电动机在运转时，其电压平衡方程式中 E_a 要比 I_aR_a 大得多，也就是说端电压的大部分是用来平衡反电势的，因此，由于 I_aR_a 变化所引起的 E_a 的变化是很小的。例如本例中， $U_a=110\text{ V}$ ，当 $I_aR_a=20\text{ V}$ 时， $E_a=90\text{ V}$ ，当 $I'_aR_a=22\text{ V}$ 时， $E'_a=88\text{ V}$ ，电阻压降变化了10%，但反电势只变化了2%左右。





所以当磁通减少时，其转速 $n' = E'_a / (C_e \Phi')$ 中的分子比分母减小得少，因此转速 n' 增加。励磁回路电阻增加后的转速对原来的转速之比为

$$\frac{n'}{n} = \frac{\frac{E'}{C_e \Phi'}}{\frac{E_a}{C_e \Phi}} = \frac{E'_a \Phi}{E_a \Phi'} = \frac{(U_a - I'_a R_a) \Phi}{(U_a - I_a R_a) \Phi'} = \frac{(110 - 1.11 \times 20) \times 1}{(110 - 1 \times 20) \times 0.9} = 1.08$$

即转速增加了8%。





同样可以分析，当磁通增加时，转速必减小，可用符号表示为

$$R_j \uparrow \text{ — } \Phi \downarrow \text{ — } n \uparrow$$

$$R_j \downarrow \text{ — } \Phi \uparrow \text{ — } n \downarrow$$

一般来说，励磁电流只有电枢额定电流的百分之几，所以调节电阻的容量小，铜耗也小，而且容易控制。但励磁回路电感比电枢回路大，电气时间常数较大，调速的快速性较差。此外，励磁回路串电阻后只能使励磁电流减小，所以只能将转速调高。





在要求调速范围很大的场合，上述几种方法总是同时兼用的。当电源电压可调时，则利用降低电源电压使转速降低，利用增加励磁回路调节电阻使转速增高。当电源电压恒定时，则利用增加电枢回路调节电阻使转速降低，利用增加励磁回路调节电阻使转速升高。





3.4.4 改变电动机转向的方法

要改变电动机的转向，必须改变电磁转矩的方向。根据左手定则可知，改变电磁转矩的方向有两种方法：

- (1) 改变磁通的方向 [见图 3 - 7(b)] ；
- (2) 改变电枢电流的方向 [见图 3 - 7(c)] 。

请注意：如果磁通、电枢电流方向均变，则电磁转矩方向不变 [见图 3 - 7(d)] 。所以要改变电动机的转向，必须单独改变电枢电流的方向或单独改变励磁电流的方向。



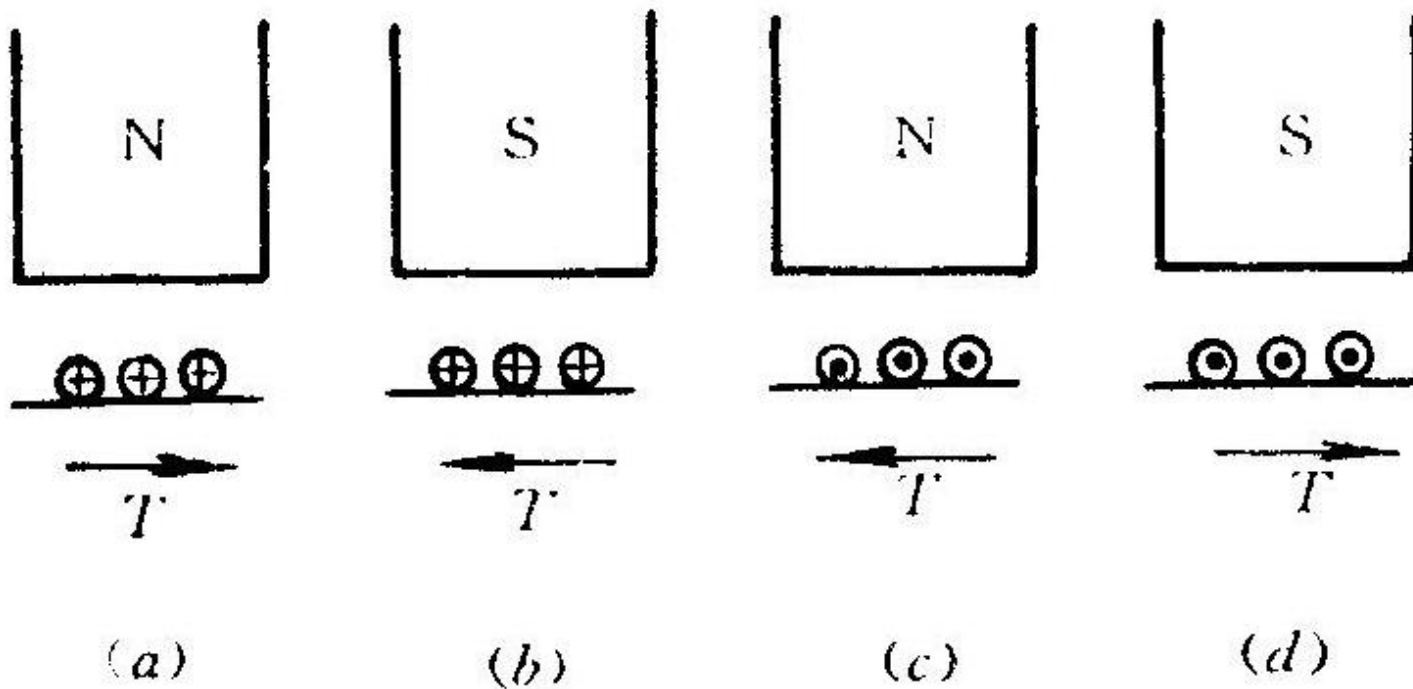


图 3 - 7 电磁转矩的方向





3.4.5 使用中必须注意的问题

1. 启动时要使励磁磁通最大

为了获得大的启动转矩，启动时，励磁磁通应为最大。因此启动时，励磁回路的调节电阻必须短接，并在励磁绕组两端加上额定励磁电压。对于并励直流电动机(励磁支路和电枢支路并联在电源上)应按图 3 - 8 接线(启动前启动电阻 R_s 可断开)。但在实际使用时，常常会发生如图 3 - 9 所示的错误接法。



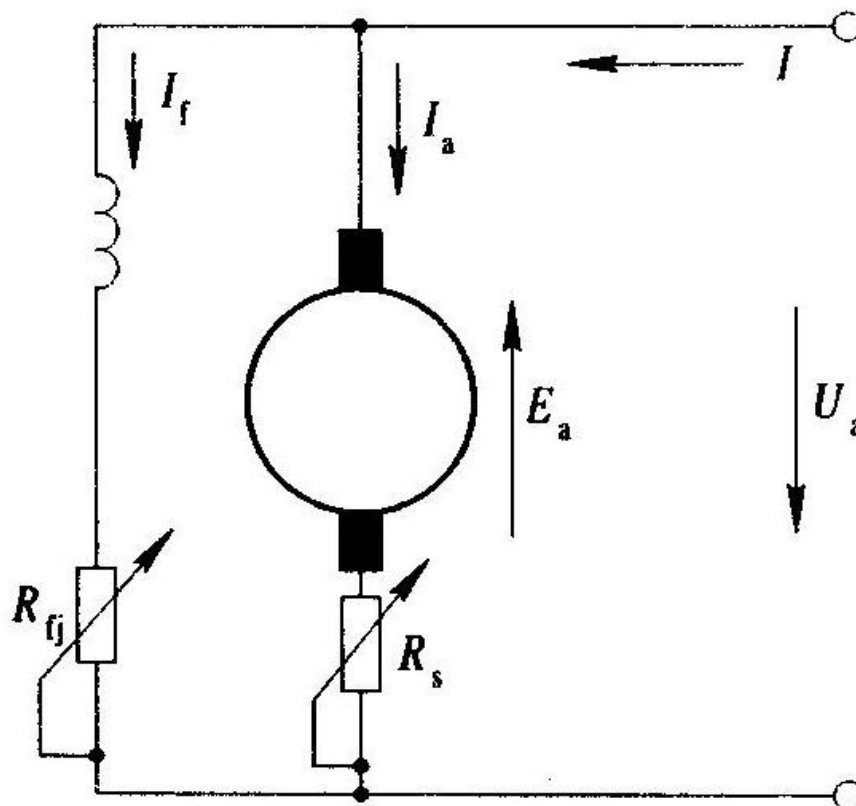


图 3 - 8 直流电动机启动线路



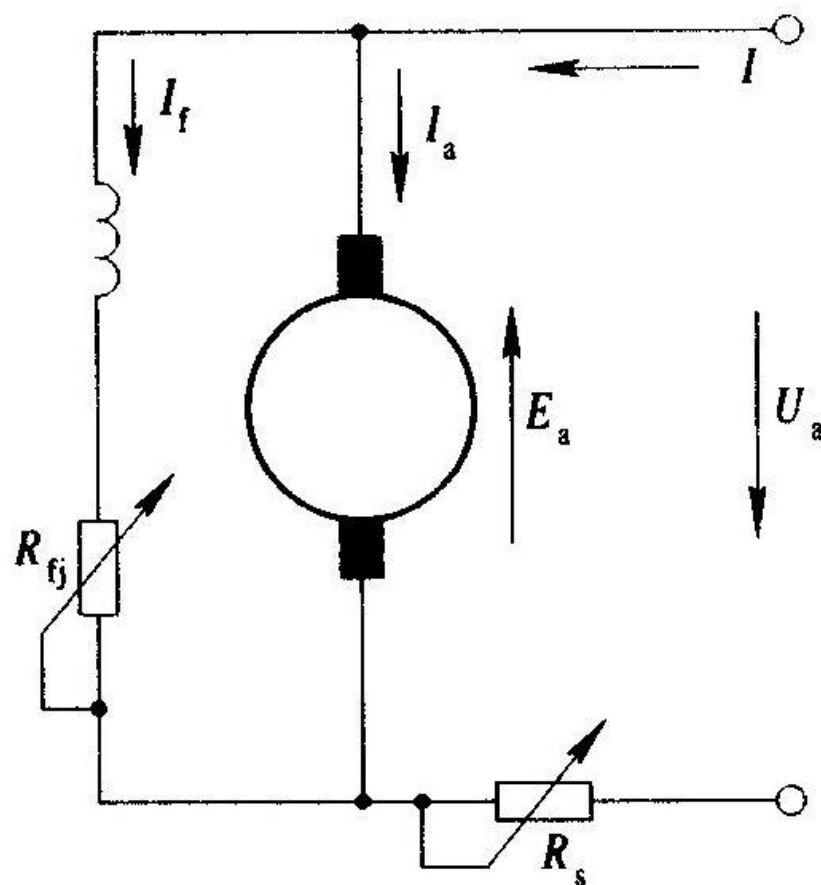


图 3 - 9 启动线路的错误接法





这种情况下，启动电阻作用将不显著。因为当启动电阻较大时，由于电枢电流 I_a 和励磁磁通 Φ 均被限制得很小，所以启动转矩很小而启动不了。只有启动电阻减小到一定程度之后，当 I_a ， Φ 的乘积达到最小启动转矩所要求的值时方能启动。由于这时的磁通要比按图3-8接线时的磁通小得多，故启动过程长，绕组中长时间流过很大电流。因此在直流电动机启动之前，必须检查励磁回路有无电流，电流是否接近额定值，然后在电枢绕组上加电压启动。





2. 切勿使励磁回路断开

如果启动前励磁回路已断开，则电机不能启动。如果在运转过程中断开，则将发生危险的事故。现举例说明如下：

设一台S-261 直流电动机，其电枢电压 $U_a=110\text{ V}$ ， $R_a=50\ \Omega$ ，空载时的电枢电流 $I_{a0}=0.062\text{ A}$ ，负载后，当 $I_a=0.4\text{ A}$ 时其转速 $n=3600\text{ r/min}$ 。若励磁回路断开后剩磁下降为正常磁通的0.04，问励磁回路断开后将会产生什么后果？





1) 当电机加负载时(设负载转矩不变)

根据转矩平衡关系，当负载转矩不变时，电磁转矩也应不变，故励磁回路断开前后的电磁转矩应不变，即

$$T=C_T \Phi I_a=C_T \Phi' I'_a$$

这样，励磁回路断开后的电枢电流应为

$$I'_a = \frac{C_T \Phi}{C_T \Phi'} I_a = \frac{1}{0.04} \times 0.4 = 10 A$$





但这台电机所能产生的最大电枢电流为

$$I_a = \frac{U_a}{R_a} = \frac{110}{50} = 2.2A$$





它小于负载转矩所需的电流(小于10 A)，电磁转矩小于负载转矩，因而电机停转。此时电机虽有电磁转矩，但带不动负载而被卡住，这种情况称为堵转状态。电动机堵转时的电枢电流称为堵转电流。堵转电流 $I_a=U_a/R_a$ ，其值与启动电流的初始值相等。

电动机在堵转情况下长期通过堵转电流是不允许的。因为，此时电枢电流很大，加上通风条件又差，将使电机绕组过热而损坏。





2) 当电机空载时

空载时的电磁转矩等于电机本身的阻转矩 T_0 。由于 T_0 基本不变，所以空载时的电磁转矩也近似不变。因此励磁回路断开前后电磁转矩应相等，即

$$C_T \Phi I_{a0} = C_T \Phi' I'_{a0}$$

这样，励磁回路断开后的空载电枢电流

$$I'_{a0} = \frac{C_T \Phi}{C_T \Phi'} I_{a0} = \frac{1}{0.04} \times 0.062 = 1.55 A$$





励磁回路断开后的转速对断开前的负载转速之比为

$$\frac{n'}{n} = \frac{\frac{E'}{C_e \Phi'}}{\frac{E_a}{C_e \Phi}} = \frac{E'_a \Phi}{E_a \Phi'} = \frac{(U_a - I'_{a0} R_a) \Phi}{(U_a - I_a R_a) \Phi'} = \frac{(110 - 1.55 \times 50) \times 1}{(110 - 0.4 \times 50) \times 0.04} = 9$$





即电机的转速 $n' = 9n \times 3600 = 32\,400 \text{ r/min}$ 。但实际上电机并不能达到这样高的转速，因为只能在一定的转速范围内，电机本身的阻转矩可以看成是一个常数，例如在几千转每分附近， T_0 可近似看成不变。当转速上升到几万每分时，由于轴承摩擦、空气阻力以及铁心损耗等剧烈上升，电机本身的阻转矩亦随着上升，因此转速达不到上述的数值。但是转速仍然大大超过额定值，发出尖锐的噪声，这种事故称作“飞车”。“飞车”不仅使电机受到很大的机械损伤(特别是换向器)，而且由于电枢电流大大超过额定值而使电机绕组和换向器损坏。





3.5 直流伺服电动机及其控制方法

3.5.1 直流伺服电动机的分类

直流伺服电动机与直流测速发电机一样，有永磁式和电磁式两种基本结构类型。电磁式直流伺服电动机按励磁方式不同又分为他励、并励、串励和复励四种；永磁式直流伺服电动机也可看作是一种他励式直流电动机。





3.5.2 控制方法

根据 3.4 节的分析，当电动机负载转矩 T_L 不变，励磁磁通 Φ 不变时，升高电枢电压 U_a ，电机的转速就升高，反之，降低电枢电压 U_a ，转速就下降。在 $U_a=0$ 时，电机则不转。当电枢电压的极性改变时，电机就反转。因此，可以把电枢电压作为控制信号，实现电动机的转速控制。





电枢电压 U_a 控制电动机转速变化的物理过程如下：
开始时，电动机所加的电枢电压为 U_{a1} ，电动机的转速为 n_1 ，产生的反电势为 E_{a1} ，电枢中的电流为 I_{a1} ，根据电压平衡方程式，则

$$U_{a1} = E_{a1} + I_{a1} R_a = C_e \Phi n_1 + I_{a1} R_a \quad (3 - 19)$$

这时，电动机产生的电磁转矩 $T = C_T \Phi I_{a1}$ 。由于电动机处于稳态，电磁转矩 T 和电动机轴上的总阻矩 T_s 相平衡，即 $T_1 = T_s$ 。





如果保持电动机的负载转矩 T_L 不变，也即阻转矩 T_s 不变，而把电枢电压升高到 U_{a2} ，起初，由于电动机有惯性，转速不能马上跟上而仍为 n_1 ，因而反电势仍为 E_{a1} 。由于 U_{a1} 升高到 U_{a2} 而 E_{a1} 不变，为了保持电压平衡， I_{a1} 应增加到 I'_a ，因此电磁转矩也相应由 T 增加到 T' ，此时电动机的电磁转矩大于总阻转矩 T_s ，使电动机得到加速。随着电动机转速的上升，反电势 E_a 增加。为了保持电压平衡关系，电枢电流和电磁转矩都要下降，直到电枢电流恢复到原来的数值，使电磁转矩和总阻转矩重新平衡时，才达到稳定状态。但这是一个更高转速 n_2 时的新的平衡状态。这就是电动机转速 n 随电枢电压 U_a 升高而升高的物理过程。





为了清晰起见，可把这个过程用下列符号表示：

当 T_s 、 Φ 不变时，

$U_a \uparrow$ (由于 n 来不及变， E_a 暂不变)

$I_a \uparrow \rightarrow T \uparrow$ (由于 T_s 不变) $n \uparrow$

$\rightarrow E_a \uparrow \rightarrow I_a \downarrow \rightarrow T \downarrow$ (当 $T=T_s$ 时达到稳定) n_2

用相同的方法可以分析电枢电压 U_a 降低时，转速 n 的下降过程。





了解电动机转速随电枢电压变化的物理过程，有助于分析和理解伺服电动机在控制系统中工作时的特性，但这仅仅是定性的分析。要作出定量的分析，必须找出电枢的电压 U_a 、转速 n 以及电磁转矩 T 三者之间的定量关系，现推导如下：

由式(3 - 3)得到

$$I_a = \frac{T}{C_T \Phi}$$





把它代入式(3 - 9), 并考虑到 $E_a = C_e \Phi n$, 则得

$$U_a = C_e \Phi n + \frac{TR_a}{C_T \Phi}$$

移项后, 得到

$$U_a = \frac{U_a}{C_e \Phi} + \frac{TR_a}{C_e C_T \Phi^2} \quad (3 - 20)$$





式中， T 为电动机产生的电磁转矩。在稳态时，电动机的电磁转矩与轴上的阻转矩相平衡，即 $T=T_s$ 。所以稳态时，上式可以写成

$$n = \frac{U_a}{C_e \Phi} + \frac{T_s R_a}{C_e C_T \Phi^2} \quad (3 - 21)$$





当电动机在一定负载下，并保持励磁电压不变时（即 Φ 不变），上式右面各个量中，除了电枢电压 U_a 外，其余都是常数。因此，式(3 - 21)表示了电动机在一定负载下，转速 n 和电枢电压 U_a 的关系。关于这种关系的详细分析将在下一节进行。





3.6 直流伺服电动机的稳态特性

3.6.1 机械特性

先以第1章绪论中所述的天线控制系统中的直流电动机为例来说明什么是电动机的机械特性。设开始时天线在电动机的带动下跟踪飞机匀速旋转，如图 3-10 所示。



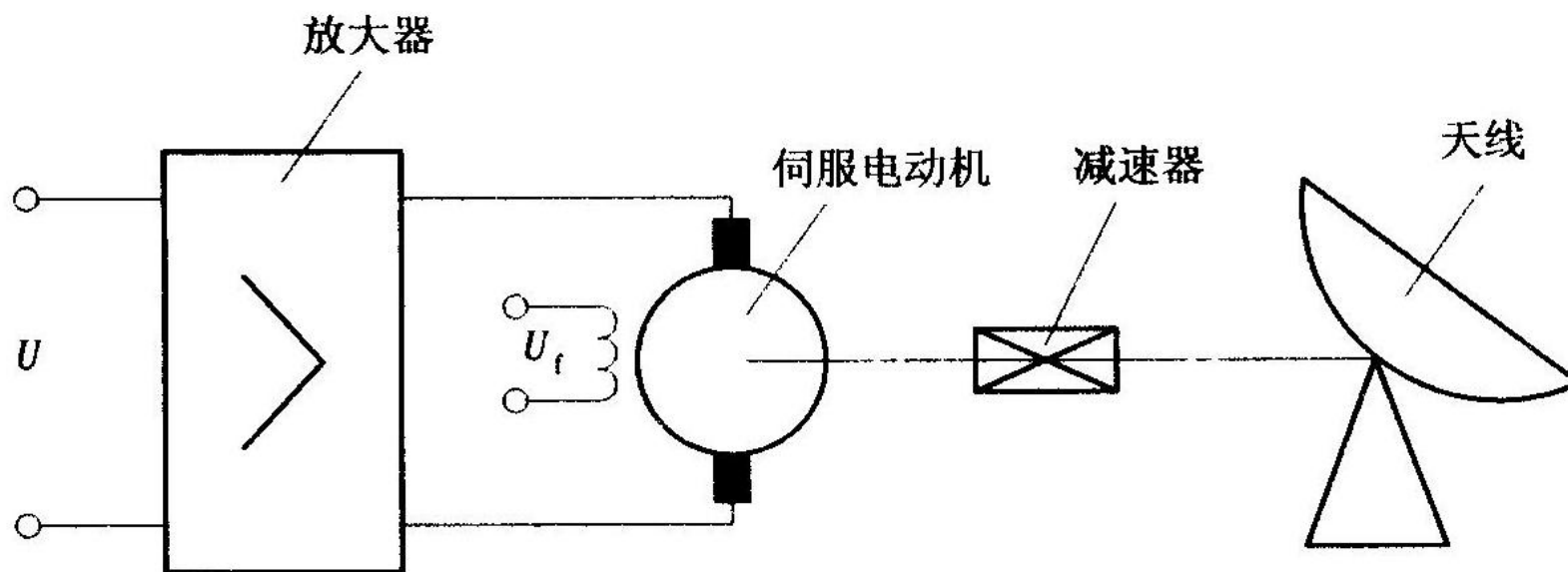


图 3 - 10 天线控制系统





这时，电动机的工作状态是：放大器加在电枢上的电压为 U_a ，电动机的电磁转矩为 T ，转速为 n ，励磁电压 U_f 固定不变。如果刮起一阵大风，使天线受到的阻力增大，电动机轴上受到的阻转矩也增大。为了使天线能继续跟踪飞机，希望电动机的转速 n 保持不变。但实际上，电动机在阻转矩增大时，如果电枢电压保持不变，其转速必然下降，这样天线就会丢失目标。为此就要求通过自动控制系统的调节作用使电枢电压升高，以调节电动机的转速，使它回到原来的转速 n 。显然，要实现准确的速度控制，就要了解电动机在电枢电压 U_a 不变时，转速随负载阻转矩(或电磁转矩)变化的规律。表征这个规律的曲线称为电动机的机械特性。





由式(3 - 20)

$$n = \frac{U_a}{C_e \Phi} - \frac{TR_a}{C_e C_T \Phi^2}$$

可知，在电枢电压 U_a 一定的情况下，由于励磁电压 U_j 固定不变，磁通 $\Phi = \text{常数}$ ，所以式(3 - 20)的右边除了电磁转矩 T 以外都是常数。因此转速 n 是电磁转矩 T 的线性函数，这样式(3 - 20)可表示为一个直线方程：

$$n = \frac{U_a}{C_e \Phi} - \frac{TR_a}{C_e C_T \Phi^2} = n_0 - kT \quad (3 - 22)$$





由机械特性表示式(3 - 22)可知, n_0 是电磁转矩 $T=0$ 时的转速。前面已经指出, 电动机本身具有空载损耗所引起的阻转矩 T_0 , 因此即使空载(即负载转矩 $T_L=0$)时, 电机的电磁转矩也不为零, 只有在理想条件下, 即电机本身没有空载损耗时才可能有 $T=0$, 所以对应 $T=0$ 时的转速 n_0 称为理想空载转速。





T_d 是转速 $n=0$ 时的电磁转矩。它是在电机堵转时的电磁转矩，所以称为堵转转矩。

机械特性的斜率 k 可表示为 $\Delta n / \Delta T$ (ΔT 是转矩增量， Δn 是与 ΔT 对应的转速增量)，如图3-11所示。因此 k 值表示电动机电磁转矩变化所引起的转速变化程度。 k 大即 $\Delta n / \Delta T$ 大，则对应同样的转矩变化，转速变化大，电机的机械特性软；反之，斜率 k 小，机械特性就硬。在自动控制系统中，希望电动机的机械特性硬一些。





以上讨论的是在某一电枢电压 U_a 时电动机的机械特性。在不同的电枢电压下，电动机的机械特性将有所改变。从理想空载转速 n_0 和堵转转矩 T_d 的表示式可以看出， n_0 和 T_d 都和电枢电压 U_a 成正比。而斜率 k 和电枢电压 U_a 无关。所以对应不同的电枢电压 U_a 可以得到一组相互平行的机械特性，如图3-12所示。电枢电压 U_a 越大，曲线的位置越高。



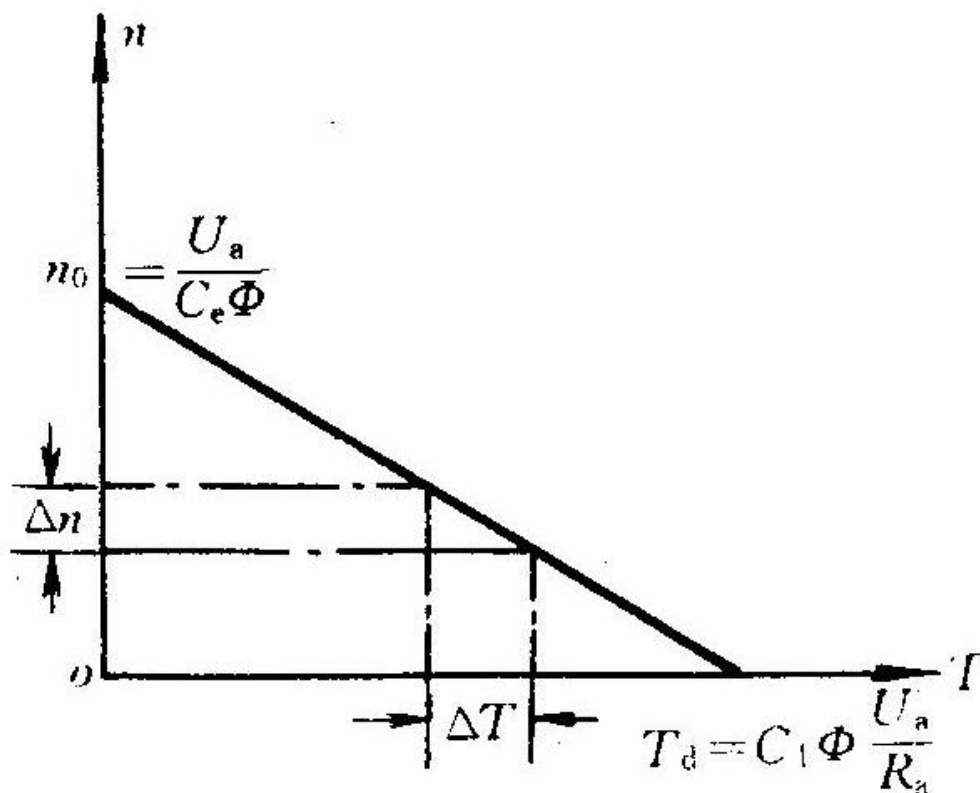


图 3 - 11 直流伺服电动机的机械特性



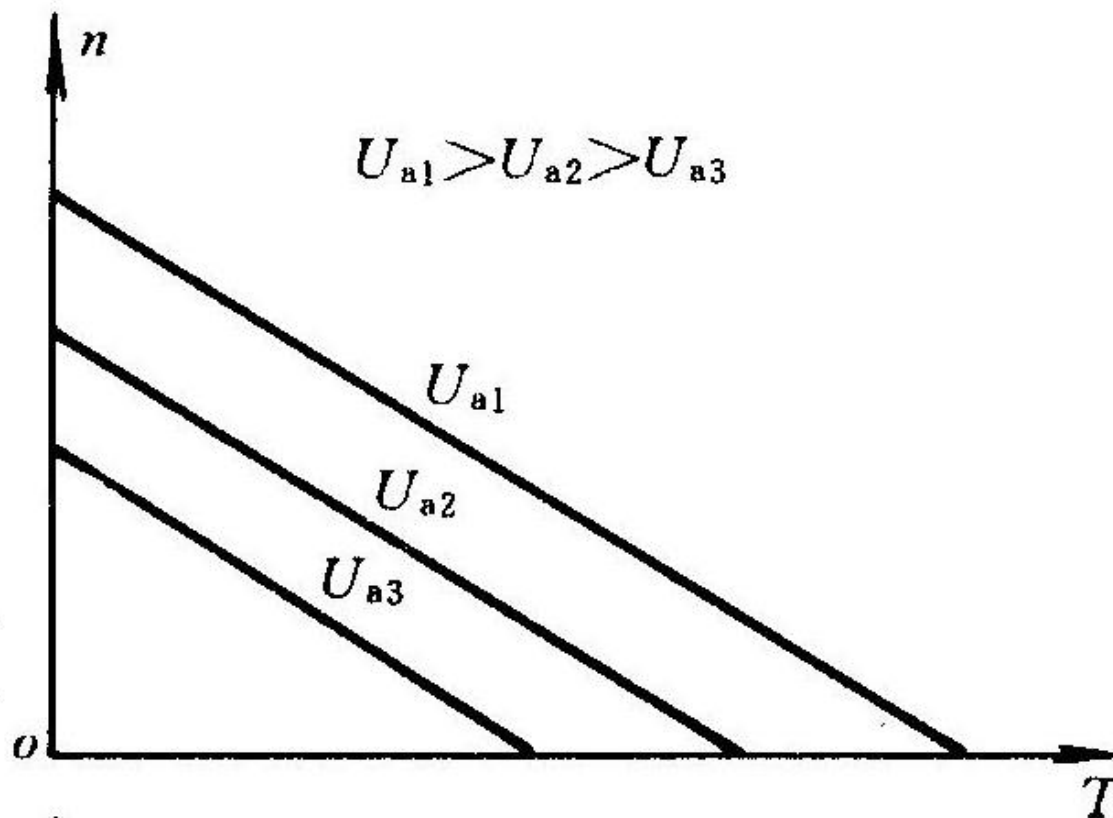


图 3 - 1 2 不同控制电压时直流伺服电动机机械特性





从式(3 - 22)可以看出，电动机机械特性的斜率 k 与电枢电阻 R_a 成正比。电枢电阻 R_a 大，斜率 k 也大，机械特性就软；电枢电阻小，斜率 k 也小，机械特性就硬。因此总希望电枢电阻 R_a 数值小，这样机械特性就硬。





当直流电动机在自动控制系统中使用时，电动机的电枢电压 U_a 是由系统中的放大器供给的。放大器是有内阻的，因此，对于电动机来说，放大器可以等效成一个电势源 E_i 和其内阻 R_i 的串联。这时，电动机电枢回路如图 3 - 13 所示，电枢回路的电压平衡方程式可写成

$$E_i = I_a R_i + U_a = E_a + I_a (R_a + R_i)$$





上式表示，放大器的内阻 R_i 所起的作用和电动机电枢内阻 R_a 相同。因此放大器内阻的加入必定使电动机的机械特性变软。

这时机械特性的斜率应该是

$$k = \frac{R_a + R_i}{C_e C_T \Phi^2}$$

电动机的理想空载转速为

$$n_0 = \frac{E_i}{C_e \Phi}$$





这样，便可以作出放大器内阻 R_i 不同值的机械特性，如图3-14所示。

可见，放大器内阻越大，机械特性越软。因此总希望降低放大器的内阻，以改善电动机的特性。



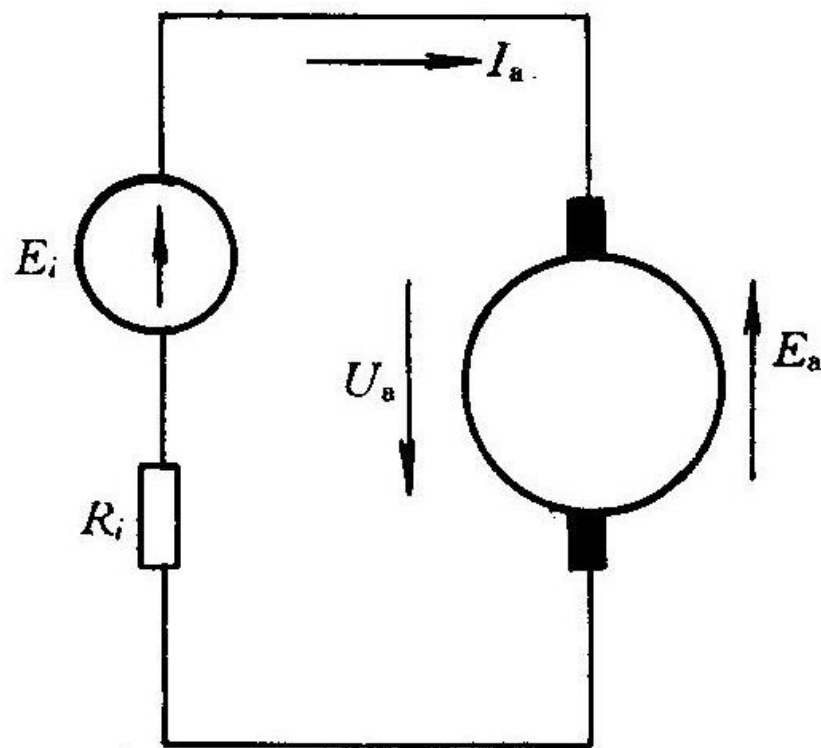


图 3 - 13 放大器等效成电势源和其内阻串联时的电枢回路



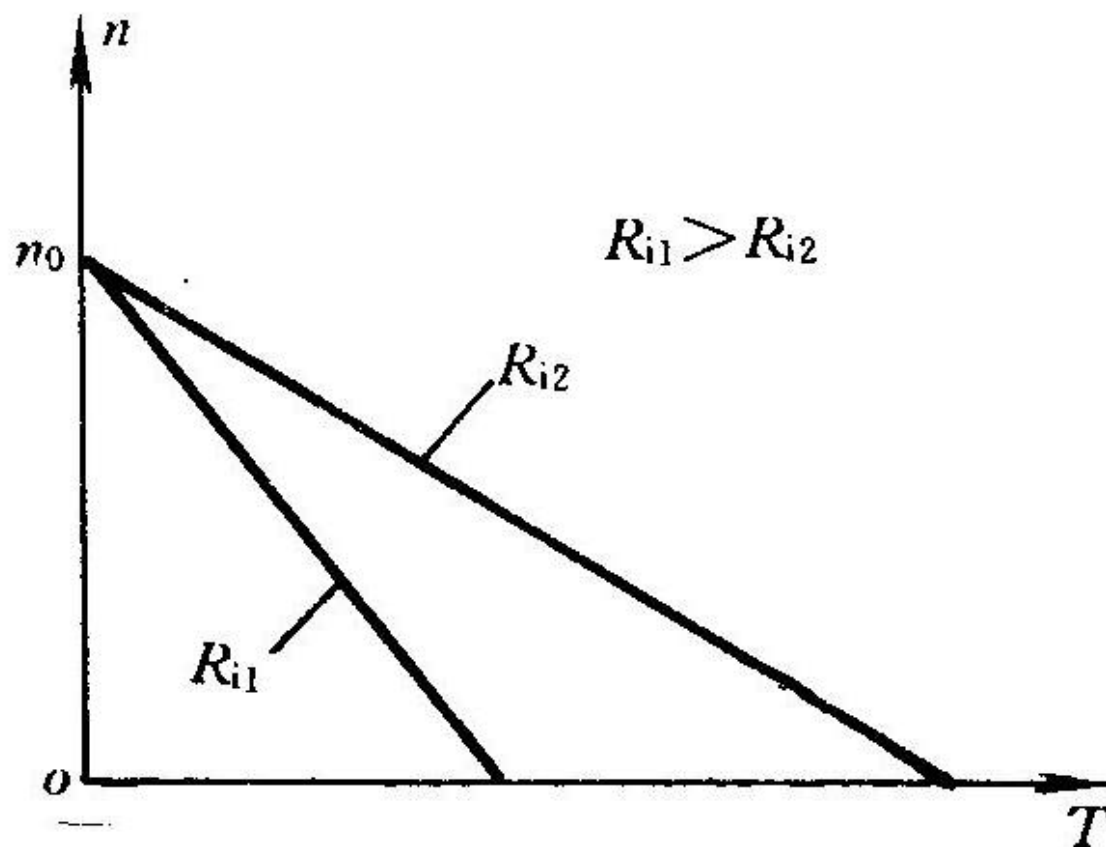


图 3 - 14 放大器的内阻对直流伺服电动机机械特性的影响





由于电动机轴上输出的是输出转矩 T_2 ，而不是电磁转矩 T ，同时，电磁转矩是在电动机内部，不能直接进行测量，因此，在实际工作中经常测量的不是转速 n 随电磁转矩 T 变化的曲线，而是转速 n 随输出转矩 T_2 变化的曲线。这条 $n=f(T_2)$ 曲线称为输出转矩的机械特性。下面我们讨论如何通过试验来绘制 $n=f(T_2)$ 曲线。





如果现场有测量转矩的设备，则可直接测出一组 n 、 T_2 数据，从而作出 $n=f(T_2)$ 曲线。如果没有测量转矩的设备，则可测量电动机的电枢电流、电枢电阻、转速并经过简单的计算，间接测出 $n=f(T_2)$ 曲线。下面我们加以说明。

首先根据实验测得的一组 (n, I_a) 数据，作 $n=f(I_a)$ 曲线，然后将 I_a 的坐标值乘上 $C_T \Phi$ ，便得到 $n=f(T)$ 曲线。





那末， $C_T \Phi$ 的数值将如何决定？首先用电桥或伏安法测量电枢电阻 R_a (量测4个具有不同转子位置时的电阻值，再取其平均值)，并将空载时测得的转速 n_0 、电枢电流 I_{a0} 以及 R_a 值代入式(3 - 11)，得

$$n_0 = \frac{U_a - I_{a0} R_a}{C_e \Phi}$$

由此解出 $C_e \Phi$ ，再根据式(3 - 4)

$$C_T = \frac{60}{2\pi} C_e$$



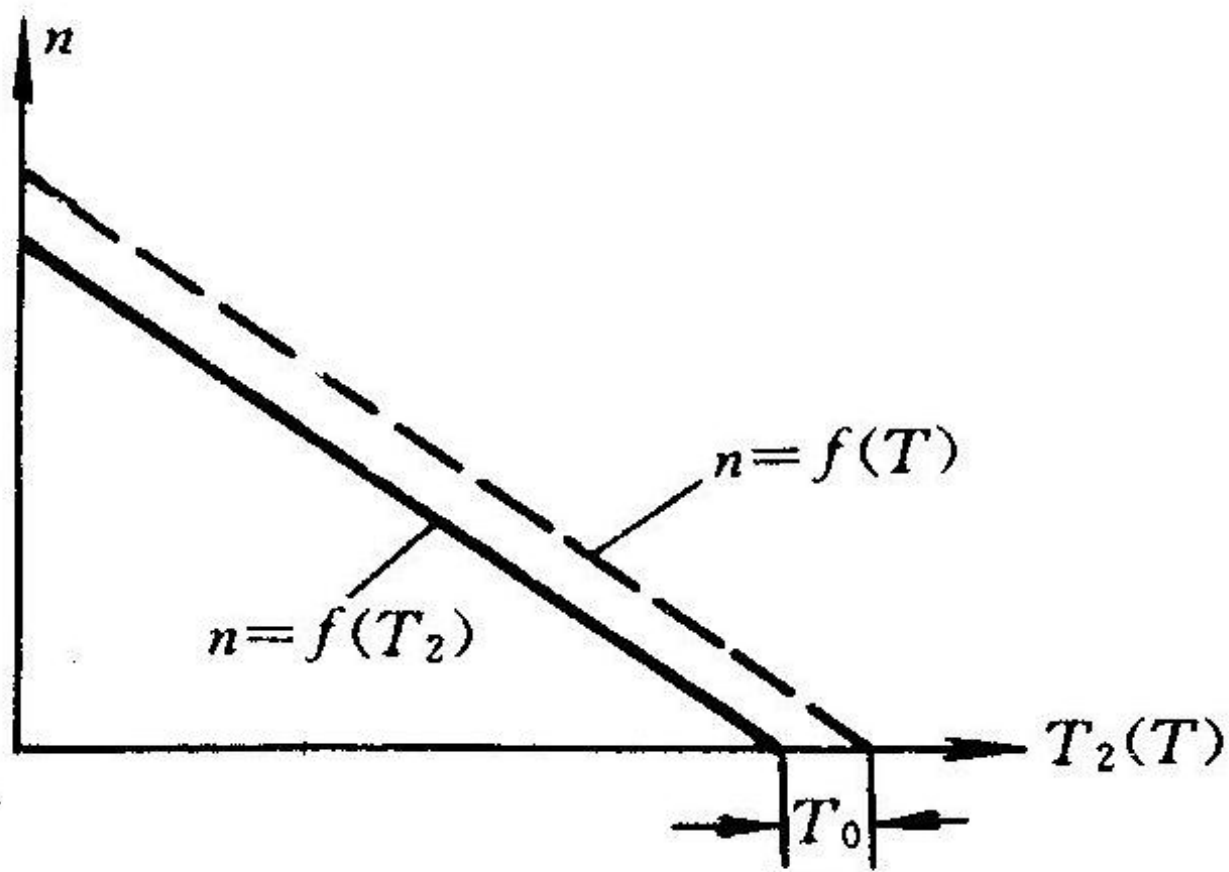


图 3 - 15 用输出转矩表示的机械特性





3.6.2 调节特性

在自动控制系统中，为了控制伺服电动机的转速，就需要知道电动机在带了负载以后，转速随控制信号变化的情况。也就是要知道，电动机在带了负载以后，加多大的控制信号，电动机能转动起来；加上某一大小的控制信号时，电动机的转速为多少。电动机在一定的负载转矩下，稳态转速随控制电压变化的关系称为电动机的调节特性。





1. 负载为常数时的调节特性

仍以直流电动机带动天线旋转为例来说明电动机的调节特性。在不刮风或风力很小时，电动机的负载转矩主要是动摩擦转矩 T_L 加上电机本身的阻转矩 T_0 ，所以电动机的总阻转矩 $T_s = T_L + T_0$ 。在转速比较低的条件下，可以认为动摩擦转矩和转速无关，是不变的。因此，总阻转矩 T_s 是一个常数。

由式(3 - 21):

$$n = \frac{U_a}{C_e \Phi} - \frac{T_s R_a}{C_e C_T \Phi^2}$$





可知，当总阻转矩 T_s 为常数时， $n=f(U_a)$ 是一个线性函数，是一个直线方程，直线的斜率为 $1/(C_e \Phi)$ 。
当 $n=0$ 时，

$$U_a = U_{a0} = \frac{T_s R_a}{C_T \Phi}$$

因此，电动机的调节特性如图 3 - 16 所示。



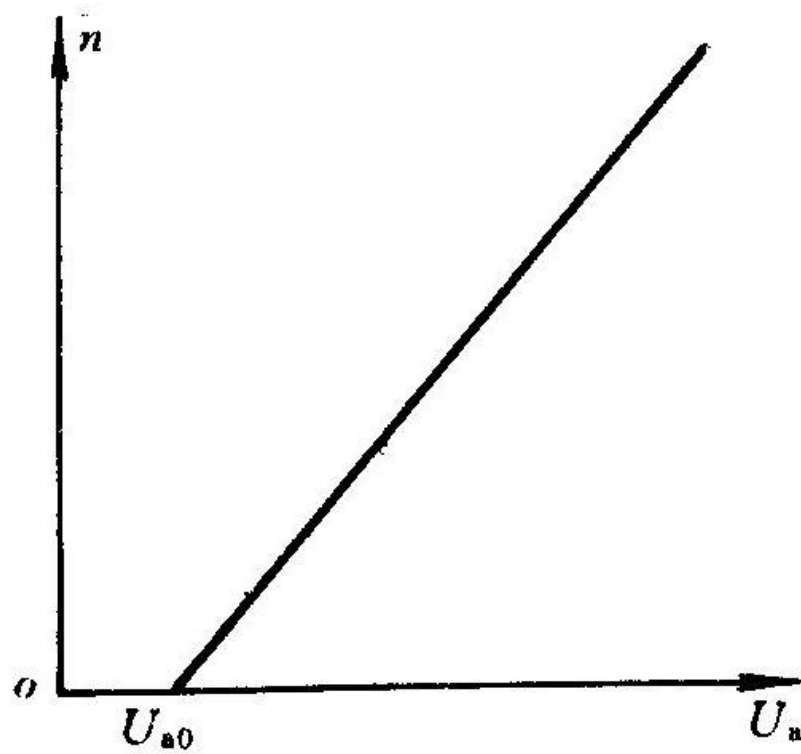


图 3 - 16 直流伺服电动机的调节特性





由图 3 - 16 可知，如果纵坐标右移至 U_{a0} ，则 n 与 U_a 成正比关系，其物理意义可以用两个平衡关系来说明。我们已知，当 $U_a > U_{a0}$ 时， $T = T_s$ 不变，故式(3 - 23)为

$$U_{a0} = \frac{T_s R_a}{C_T \Phi} = \frac{T R_a}{C_T \Phi} = I_a R_a$$





由于负载转矩不变，所以电磁转矩及相应的电枢电流 I_a 也不变，因此 U_a 改变时，电枢内压降 $I_a R_a$ 不变，它始终等于 U_{a0} 。这样，电动机的电压平衡方程式变为

$$U_a = E_a + I_a R_a = E_a + U_{a0}$$

或

$$U_a - U_{a0} = E_a = C_e \Phi_n$$





此式表示，若以 U_{a0} 为坐标原点，其横坐标实际上表示了反电势 E_a ，又 $E_a \propto n$ ，这样， $n \sim E_a$ 的关系就是通过原点 U_{a0} 、斜率为 $C_e \Phi$ 的一条直线。显然 $n \sim U_a$ 的关系就变成不通过原点O，而是通过 U_{a0} 的同一条直线了。



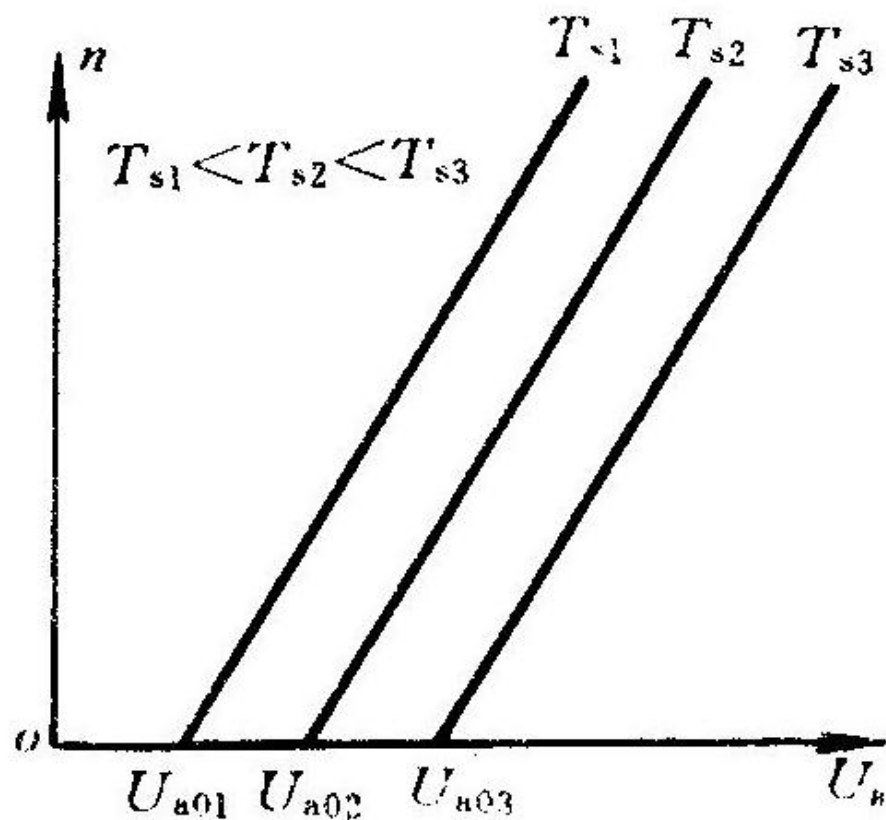


图 3 - 17 直流伺服电动机的调节特性曲线组





2. 可变负载时的调节特性

在自动控制系统中，电动机的负载多数情况下是不变的，但有时也遇到可变负载。例如当负载转矩是由空气摩擦造成的阻转矩时，则转矩随转速增加而增加，并且转速越高，转矩增加得越快。转矩随转速变化的大致情况如图 3 - 18 所示。



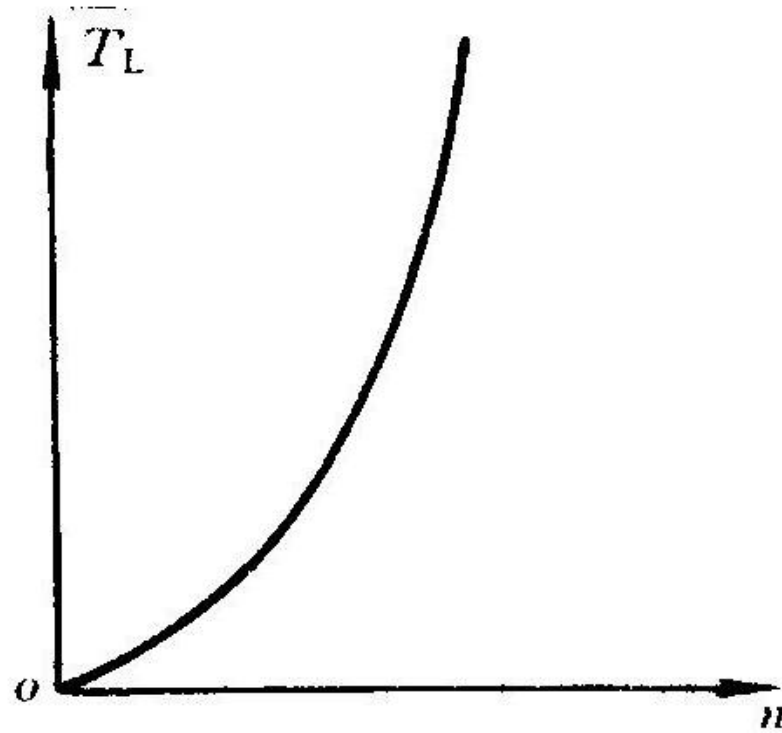


图 3 - 18 空气阻转矩与转速的关系





在变负载的情况下，调节特性不再是一条直线了。这是因为，在不同转速时，由于阻转矩 T_s 不同，相应的电枢电流 $I_a = T_s / (C_T \Phi)$ 也不同。从电压平衡方程式可以看出，当电枢电压 U_a 改变时，电枢内阻上的电压降 $I_a R_a$ 不再保持为常数，因此反电势 E_a 的变化不再与电枢电压 U_a 的变化成正比。由于随着转速的增加，负载转矩的增量愈来愈大，电阻压降 $I_a R_a$ 的增量也越来越大，因而 E_a 的增量越来越小，而 $E_a \propto n$ ，所以随着控制信号的增加，转速 n 的增量越来越小，这样 U_a 和 n 的关系便如图3-19所示。当然曲线 $n \sim U_a$ 的具体形状还与负载特性 $T_L \sim n$ 的形状有关，但总的趋向是一致的。



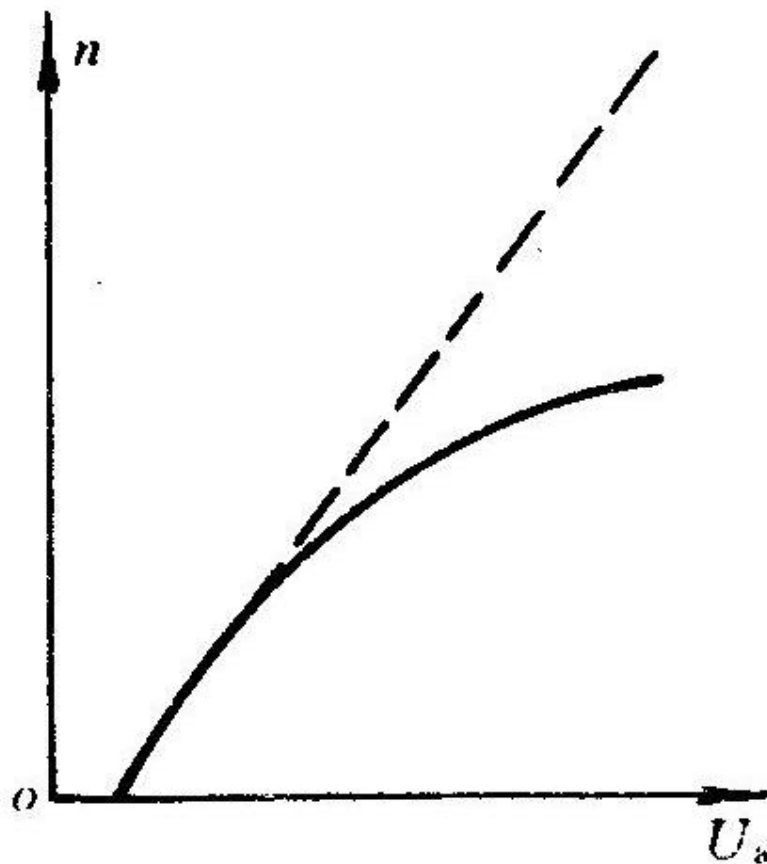


图 3 - 19 可变负载时的调节特性





实际工作中，常常用实验的方法直接测出电动机的调节特性。此时电机和负载耦合，并由放大器提供信号电压。在实验中测出电动机的转速 n 随放大器输入电压 U_1 变化的曲线，因此所得到的是带有放大器的直流电动机的调节特性曲线。





3. 直流伺服电动机低速运转的不稳定性

从直流伺服电动机理想的调节特性来看，只要控制电压 U_a 足够小，电机便可以在很低的转速下运行。但是实际上，当电动机工作在几转每分到几十转每分的范围内时，其转速就不均匀，就会出现一周内时快、时慢，甚至暂停一下的现象，这种现象称为直流伺服电动机低速运转的不稳定性。产生这种现象的原因是：





(1) 低速时，反电势平均值不大，因而齿槽效应等原因造成的电势脉动的影响将增大，导致电磁转矩波动比较明显。

(2) 低速时，控制电压数值很小，电刷和换向器之间的接触压降不稳定性的影响将增大，故导致电磁转矩不稳定性增加。

(3) 低速时，电刷和换向器之间的摩擦转矩的不稳定性，造成电机本身阻转矩 T_0 的不稳定，因而导致输出转矩不稳定。





直流伺服电动机低速运转的不稳定性将在控制系统中造成误差。当系统要求电动机在这样低的转速下运行时，就必须在系统的控制线路中采取措施，使其转速平衡；或者选用低速稳定性好的直流力矩电动机或低惯量直流电动机。





3.7 直流伺服电动机在过渡过程中的工作状态

3.7.1 发电机工作状态

设一台电动机以转速 n_1 驱动天线跟踪飞机，这时它的电枢电压为 U_{a1} ，反电势为 E_{a1} ，电枢电流为 I_{a1} ，转速为 n_1 。为了便于在以后的分析中辨别上述各量的方向，规定：各个量的实际方向如果与图 3 - 20 表示的方向一致时，数值为正；反之，数值为负。





由于现在主要研究电机的工作状态，为了分析简便，可先不考虑放大器的内阻，这时电枢回路的电压平衡方程式为

$$U_{a1} = E_{a1} + I_{a1} R_a$$

式中， $U_{a1} > E_{a1}$ 。





如果飞机的航速突然下降，为了使天线继续跟踪飞机，就要求驱动天线的电动机的转速迅速下降到 n_2 ，因而控制系统加到电机电枢两端的电压需立即降为 U_{a2} ，但是由于电机本身和负载均具有转动惯量，转速不能马上下降。反电势仍为 E_{a1} ，此时电枢电压已经变化，所以电枢电流就随之变化。如果忽略电枢绕组的电感，则电压平衡方程式应为

$$U_{a2} = E_{a1} + I_{a2} R_a \quad (3 - 24)$$





如果这时电枢电压 $U_{a2} < E_{a1}$ ，那末由式(3 - 24)可知，为了使电压平衡， I_{a2} 应为负值，这表示 I_{a2} 的方向与图 3 - 20 中所示 I_{a1} 的方向相反。并且电磁转矩的方向也随 I_a 方向改变而改变。这时电机中各个量的实际方向如图 3 - 21 所示。





这时，电势 E_{a1} 和电枢电流 I_{a2} 方向一致，而电磁转矩 T 的方向和转速 n_1 相反，变成了制动转矩，可见此时电机处于发电机状态。由于电磁转矩的制动作用，使电机转速迅速下降，因而电势 E_a 下降。当它下降到小于 U_{a2} 时，电机又回到电动机状态，直到转速下降到 n_2 时，电动机便达到新的稳定状态。





由此可见，过渡过程中电机所处的发电机状态加快了电机转速的衰减过程，提高了系统的快速性，这正是系统所需要的。但是当电动机由晶闸管供电时，由于晶闸管不允许流过反方向的电流，电机就不可能产生制动转矩。在这种情况下，可以在电机的电枢两端并联一电阻，以构成回路，如图 3 - 22 所示，但这种方法的缺点是当电机工作在电动机状态时，电阻 R 上要消耗一部分能量。



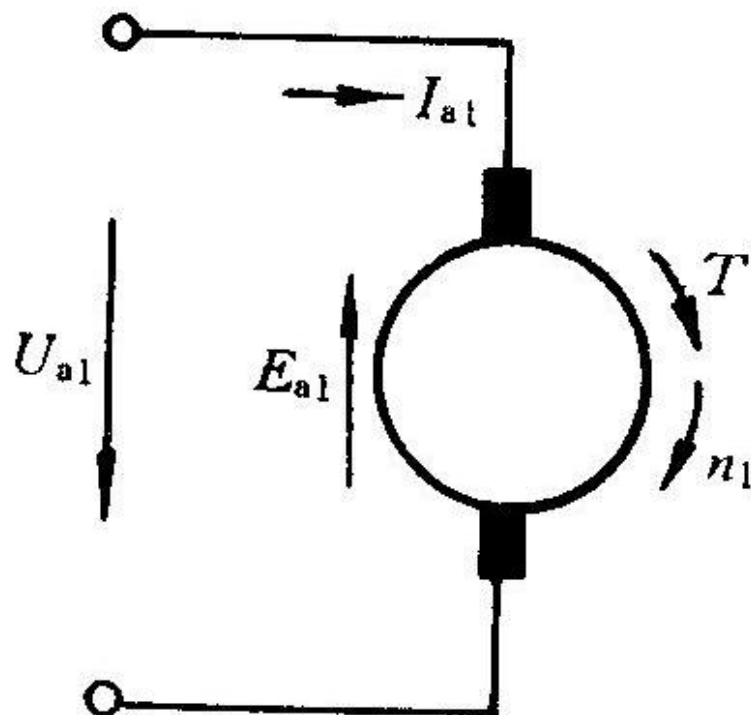


图 3 - 20 直流电机各个量的正方向



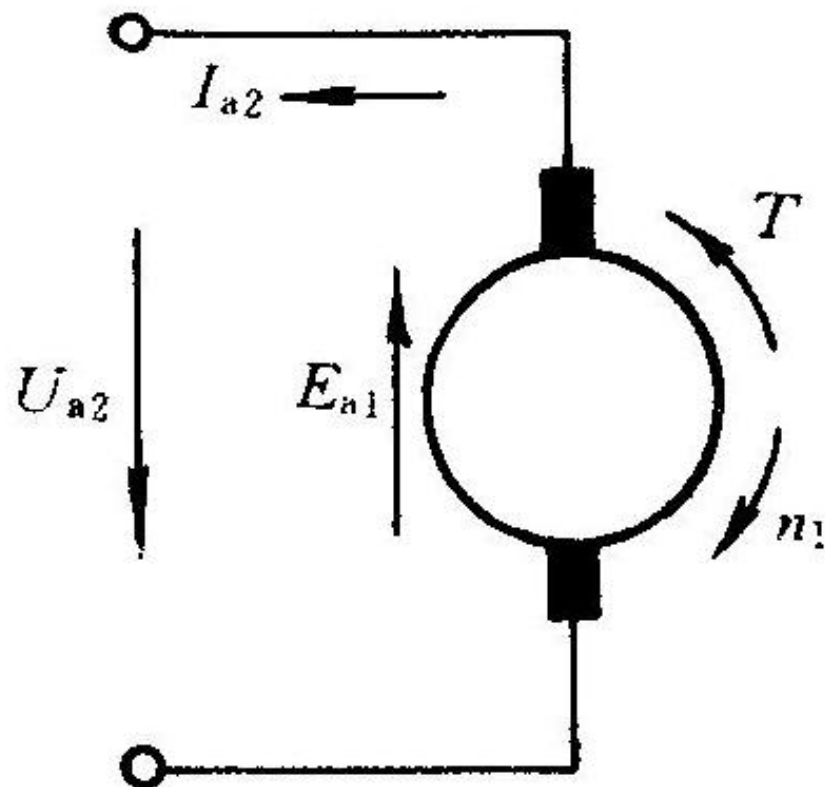


图 3 - 21 直流电机的发电机状态



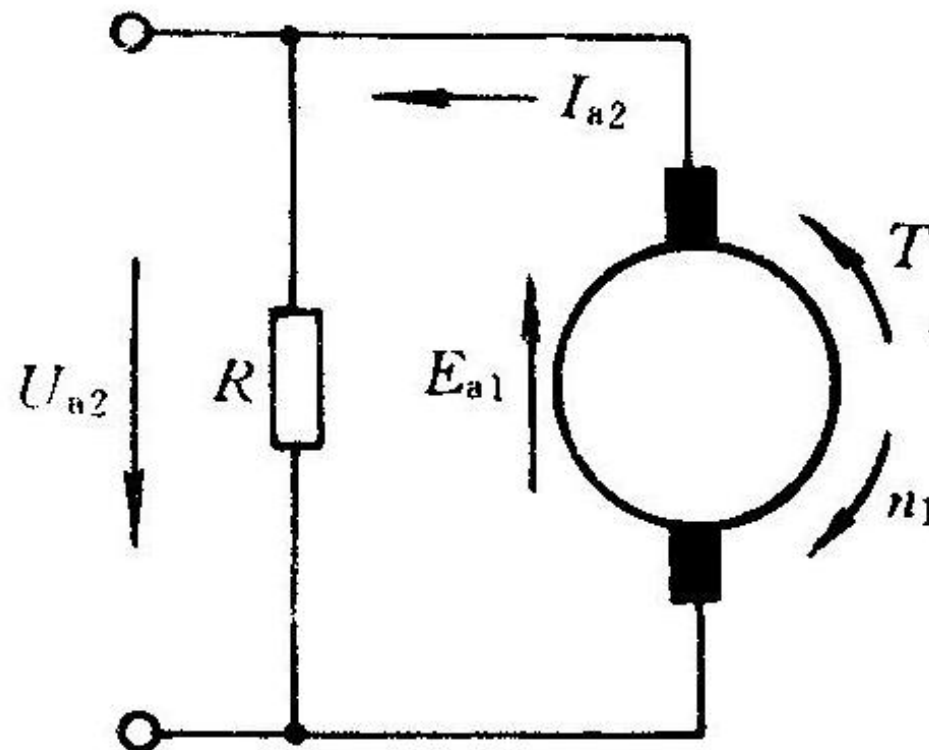


图 3 - 22 晶闸管供电时电枢两端的并联电阻





3.7.2 反接制动工作状态

设电机带动天线跟踪飞机自西向东旋转，如果在战斗中这架飞机已经被击落，需要跟踪另一架反方向飞行的敌机，那末就要求驱动天线的电动机反转。为此，控制系统便输给电机一个反方向的信号电压 U_{a3} 。但是由于电机本身及其负载有转动惯量，所以电机还暂时维持原来的转速 n_1 。此时，电机的感应电势 E_{a1} 不变，但是电枢电压已经反向，变成与 E_{a1} 同方向。因而电枢电流 I_{a3} 和电磁转矩 T 也随着反向，如图3-23所示(此图要与图3-20对比着理解)。



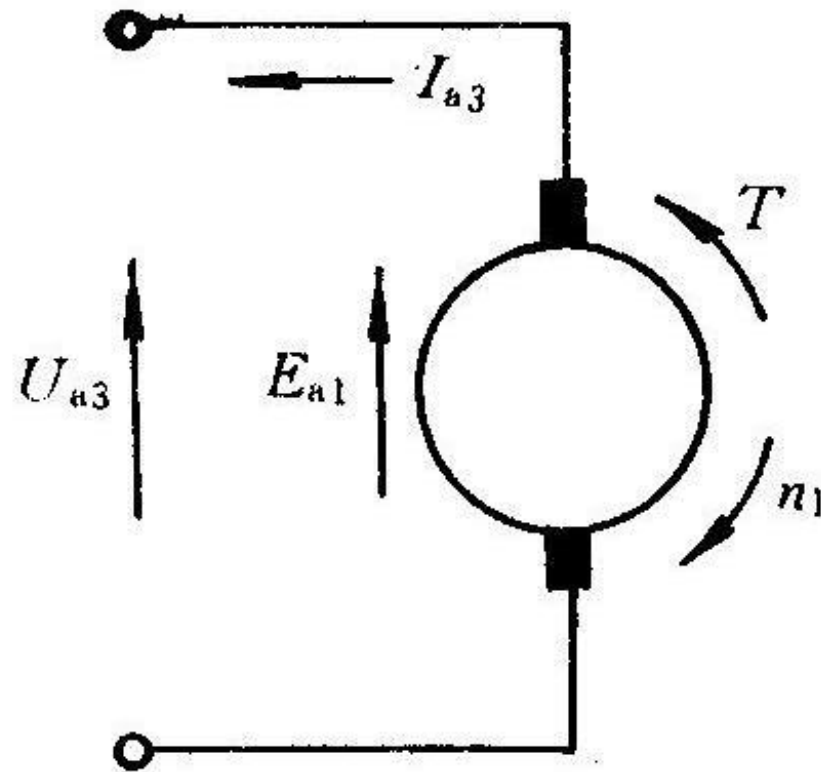


图 3 - 2 3 直流电机的反接 制动状态





在这种情况下，电机既不处于电动机状态，又不处于发电机状态，它的工作特点是：

(1) 由于 U_{a3} 和 E_{a1} 同方向加于电枢回路，所以电枢电流 I_{a3} 很大。

(2) 电磁转矩为制动转矩，而且很大，因而使电机迅速制动。

(3) 电机既吸收电能，又吸收机械能(转速降低，动能减少)，并全部变成电机的损耗，其中主要是电枢铜耗。





因为是用电枢电压反接的方法来制动的，所以电机的这种工作状态叫作反接制动状态。在反接制动时，电枢电流要比电动机状态时大得多。例如S-221 直流电动机，在额定电压 110 V、额定电流 0.26 A运行时，如将其电枢电压突然反向(仍为 110 V)，则瞬时电流可大于 2 A。因此，在设计放大器时，必须考虑电机在反接制动时可能出现的电流最大值。



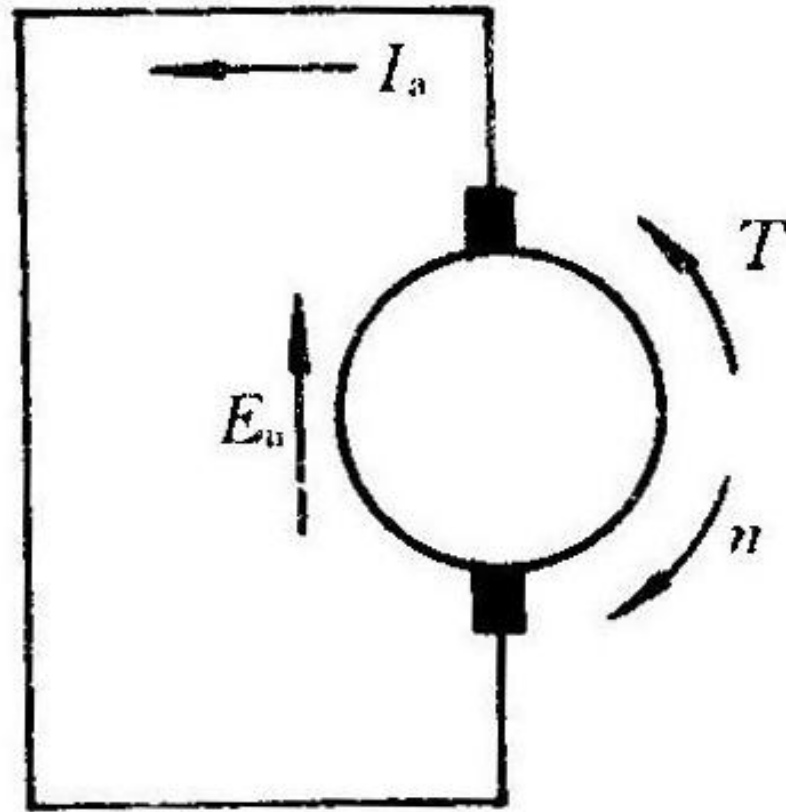


图 3 - 24 直流电机的动能制动状态





3.7.3 动能制动状态

如果上述的天线控制系统在完成战斗任务之后，需要停转时，那末，控制系统输给电机的信号电压就马上降为零，并将电枢两端短接。

这种情况下电机所处的状态也属于上述的发电机状态，只是 $U_{a2}=0$ 。此时电压平衡方程式为

$$0=E_a+I_aR_a$$

它表示电机处于发电机短路的工作状态，如图 3 - 24 所示。





由于此时电磁转矩是制动转矩，电机转速逐渐下降。因为 $U_{a2}=0$ ，故最后电机的稳定转速为0。

这种运行方式是利用了电动机原来积蓄的动能来发电，以产生电磁转矩进行制动的，所以叫作动能制动。





3.8 直流伺服电动机的过渡过程

为了分析控制系统的动态特性，不仅需要知道电机在过渡过程中的工作状态，而且还要进一步了解电机的转速、转矩、电流、功率等物理量在过渡过程中随时间变化的规律，以及过渡过程时间和电机参数的关系。





产生过渡过程的原因，主要是电机中存在两种惯性：机械惯性和电磁惯性。如上一节所述当电枢电压突然改变时，由于电机和负载有转动惯量，转速不能突变，需要有一个渐变的过程，才能达到新的稳态，因此转动惯量是造成机械过渡过程的主要因素。另外，由于电枢绕组具有电感，电枢电流也不能突变，也需要有一个过渡过程，所以电感是造成电磁过渡过程的主要因素。电磁过渡过程和机械过渡过程是相互影响的，这两种过渡过程交织在一起形成了电机总的过渡过程。但是一般来说，电磁过渡过程所需的时间要比机械过渡过程短得多。因此在许多场合，只考虑机械过渡过程，而忽略电磁过渡过程，在上一节中就是这样处理的。





研究电机过渡过程的方法，是将过渡过程中的物理规律用微分方程表示出来，然后根据初始条件求解方程，找出各物理量与时间的函数关系。下面即按照这种方法分析直流伺服电动机在电枢绕组加上阶跃电压时，转速和电流随时间增长的过程。





3.8.1 伺服电动机过渡过程的分析

首先我们利用直流电动机在动态下的四个关系式建立转速对时间的微分方程。

在过渡过程中，直流电动机的电磁转矩和感应电势的表达式为

$$T=C_T \Phi I_a$$

$$E_a=C_e \Phi n$$

式中， Φ 为常数； T 、 E_a 、 I_a 、 n 均为瞬时值，是时间的函数。





因电枢绕组具有电感，在过渡过程中电枢电流在变化，所以在电枢回路中将产生电抗压降 $L_a \frac{dI_a}{dt}$ ，其中 L_a 为电刷两端的电感。因此，动态电压平衡方程式应写成

$$L_a \frac{dI_a}{dt} + I_a R_a + E_a = U_a \quad (3 - 25)$$





在过渡过程中，电动机的电磁转矩除了要克服轴上的摩擦转矩外，还要克服轴上的惯性转矩，因此，转矩平衡方程式应写成

$$T = T_a + J \frac{d\Omega}{dt}$$

式中， T_s 为负载转矩和电机空载转矩之和； J 为电机本身及负载的转动惯量； $\frac{d\Omega}{dt}$ 为电机的角速度。





在小功率随动系统中选择电动机时，总是使电动机的额定转矩远大于轴上的空载阻转矩。也就是说，在动态过渡过程中，电磁转矩主要用来克服惯性转矩，以加快过渡过程。因此，为了推导方便，可以假定 $T_s=0$ ，这样，有

$$T = J \frac{d\Omega}{dt}$$

因为

$$\Omega = \frac{2\pi n}{60}$$

$$t = C_T \Phi I_a$$





所以可得

$$I_a = \frac{2\pi J}{60C_T\Phi} \frac{dn}{dt}$$

把 I_a 的表达式及 $E_a = C_e \Phi n$ 代入式(3 - 25), 并用 $C_e \Phi$ 去除每一项, 则得到

$$L_a \frac{2\pi J}{60C_e C_T \Phi^2} \frac{d^2 n}{dt^2} + \frac{2\pi J R_a}{60C_e C_T \Phi^2} \frac{dn}{dt} + n = \frac{U_a}{C_e \Phi}$$





令

$$\tau_j = \frac{2\pi J R_a}{60 C_e C_T \Phi^2}, \quad \tau_d = \frac{L_a}{R_a}$$

$$\frac{U_a}{C_e \Phi} = n_0$$

则上式写成

$$\tau_j \tau_d \frac{d^2 n}{dt^2} + \tau_j \frac{dn}{dt} + n = n_0 \quad (3 - 26)$$





式中， τ_j 称为机电时间常数； τ_d 称为电磁时间常数； n_0 为理想空载转速。

对已制成的电机而言， τ_j 、 τ_d 、 n_0 都是常数，因此式(3 - 26)是转速 n 的二阶微分方程。对式(3 - 26)进行拉氏变换得到

$$\tau_j \tau_d p^2 n(p) + \tau_j p n(p) + n(p) = n_0/p$$

其特征方程及它的两个根为

$$\tau_j \tau_d p^2 + \tau_j p + 1 = 0$$

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2\tau_d} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{4\tau_d}{\tau_j}} \right]$$





所以，对转速可解得

$$n = n_0 + A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t} \quad (3 - 27)$$

按初始条件决定积分常数 A_1 和 A_2 。设 $t=0$ 时，转速 $n=0$ ，加速度 $dn/dt=0$ ，故有

$$A_1 + A_2 + n_0 = 0$$

$$A_1 p_1 + A_2 p_2 = 0$$

由此解得

$$A_1 = \frac{p_2}{p_1 - p_2} n_0$$

$$A_2 = -\frac{p_1}{p_1 - p_2} n_0$$





将所得之 A_1 、 A_2 值代入式(3-27), 则得电动机转速随时间变化的规律为

$$n = n_0 + \frac{n_0}{2\sqrt{1 - \frac{4\tau_d}{\tau_j}}} \left[\left[1 - \sqrt{1 - \frac{4\tau_d}{\tau_j}} \right] e^{p_1 t} - \left[1 + \sqrt{1 - \frac{4\tau_d}{\tau_j}} \right] e^{p_2 t} \right]$$

用同样的分析方法, 找出过渡过程中电枢电流 I_a 随时间变化的规律:

$$I_a = \frac{\frac{U_a}{R_a}}{\sqrt{1 - \frac{4\tau_d}{\tau_j}}} (e^{p_2 t} - e^{p_1 t})$$





当 $4\tau_d < \tau_j$ 时, p_1 和 p_2 两根都是负实数。这时电机的转速、电流的过渡过程如图 3 - 25 所示, 是非周期的过渡过程。这种情况出现在电机电枢电感 L_a 比较小、电枢电阻 R_a 比较大, 以及电机转动惯量 J 较大、电机转矩较小的条件下。

当 $4\tau_d > \tau_j$ 时, p_1 和 p_2 两个根是共轭复数。这时过渡过程产生振荡, 如图 3 - 26 所示。当电枢回路电阻 R_a 及转动惯量 J 很小, 而电枢电感 L_a 很大时, 就可能出现这种振荡现象。



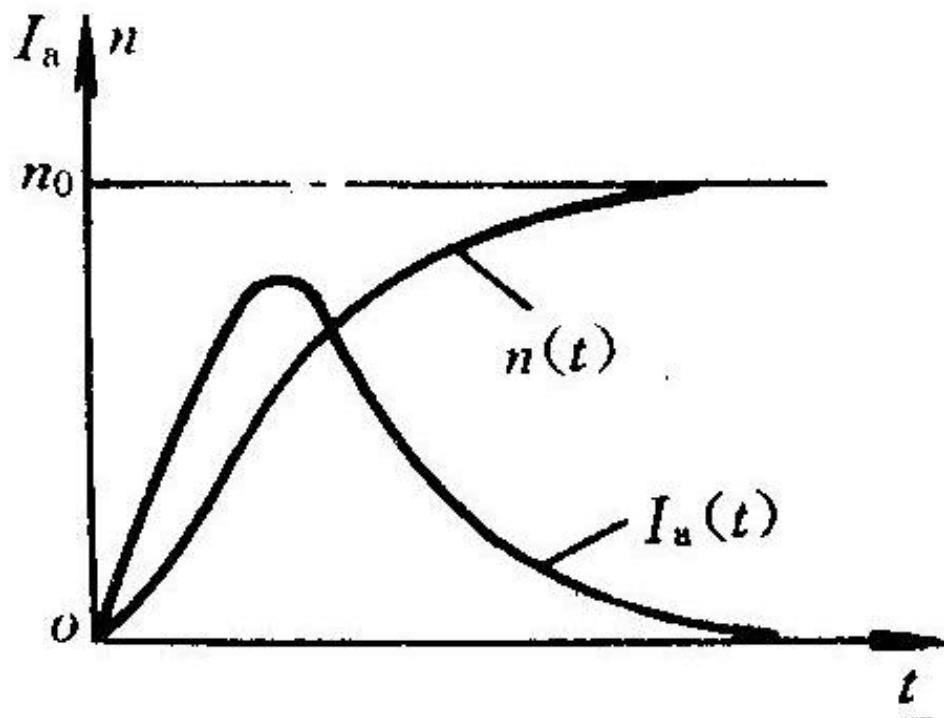


图 3 - 25 直流电动机在 $4\tau_d < \tau_j$ 时的过渡过程



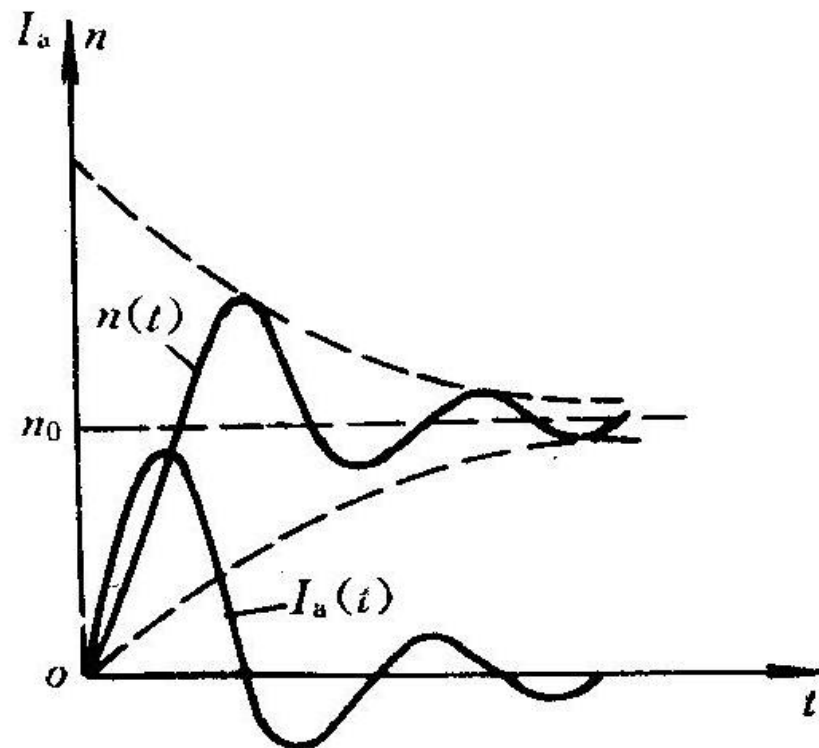


图 3 -26 直流电动机在 $4 \tau_d > \tau_j$ 时的过渡过程





在大多数情况下，特别是放大器内阻与电枢绕组相串联时，则有 $\tau_j \gg \tau_d$ 。此时， τ_d 可以忽略不计，于是式(3 - 26)可以简化为一阶微分方程

$$\tau_j \frac{dn}{dt} + n = n_0 \quad (3 - 28)$$

其解为

$$n = n_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_j}} \right) \quad (3 - 29)$$

用同样的方法解得

$$I_a = \frac{U_a}{R_a} e^{\frac{t}{\tau_j}} \quad (3 - 30)$$



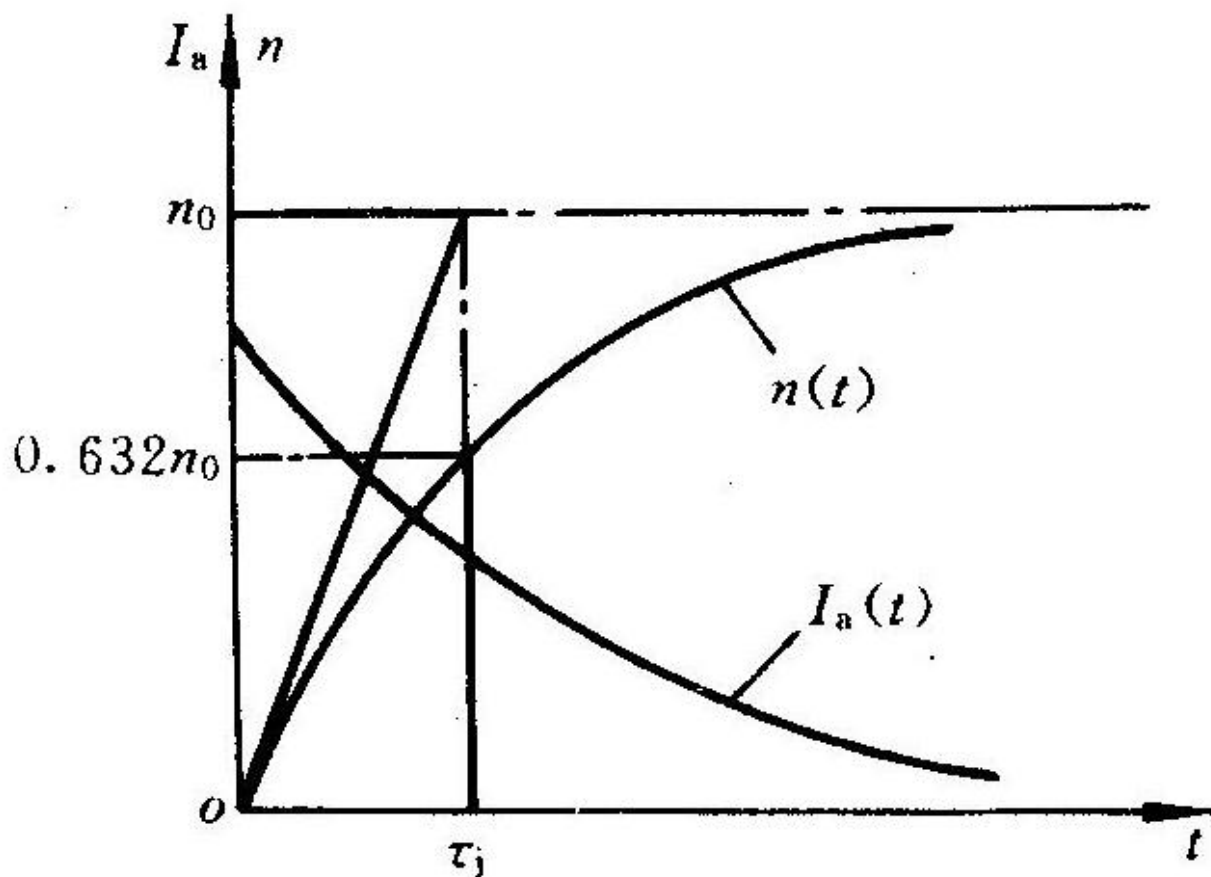


图 3 - 27 直流电动机在 $\tau_j \gg \tau_d$ 时的过渡过程





把 $t = \tau_j$ 代入式(3 - 29)可得 $n = 0.632 n_0$ 。所以，机电时间常数 τ_j 被定义为：电机在空载情况下加额定励磁电压时，加上阶跃的额定控制电压，转速从零升到理想空载转速的 63.2%时所需的时间。但是实际上电机的理想空载转速是无法测量的，因此为了能通过试验确定机电时间常数，实用上， τ_j 被定义为在上述同样的条件下，转速从零升到空载转速的 63.2%时所需的时间。如再把 $t = 3 \tau_j$ 代入式(3 - 29)则得 $n \approx 0.95 n_0$ 。此时，过渡过程基本结束，所以 $3 \tau_j$ 称为过渡过程时间。

对应公式(3 - 29)、(3 - 30)的特性曲线如图 3 - 27 所示。





3.8.2 机电时间常数 τ_j 与电机参数的关系

由上可知，电动机过渡过程时间的长短主要是由机电时间常数 τ_j 来决定的。现在我们进一步讨论机电时间常数 τ_j 与电机参数的关系。已知

$$\tau_j = \frac{2\pi J R_a}{60 C_e C_T \Phi^2} \quad (3 - 31)$$





该式表明，机电时间常数与旋转部分的转动惯量、电枢回路的电阻成正比。但当电机在自动控制系统中使用时，系统中的放大器和电机所带的负载都影响到电机的过渡过程，现分述如下。





1. 负载转动惯量的影响

当电机在系统中带动负载时，其转动惯量应该包括负载通过传动比折合到电动机轴上的转动惯量 J_L 和电机本身的转动惯量 J_0 ，即总的转动惯量应该是 J_L+J_0 。





2. 放大器内阻的影响

当电机是由直流放大器提供控制信号时，如同在分析放大器内阻对机械特性的影响一样，这时电枢回路的电阻中应包括放大器的内阻 R_i ，即总的电枢回路电阻为 R_a+R_i 。这样一来，电机机电时间常数表示式(3 - 31)应改为

$$\tau_j = \frac{2\pi(J_L + J_0)(R_a + R_i)}{60C_e C_T \Phi^2} \quad (3 - 32)$$





由式(3 - 32)可以看出，负载惯量越大或放大器内阻越大，则机电时间常数 τ_j 亦越大，过渡过程的时间就越长。

还可以把电动机机械特性的硬度和机电时间常数的大小联系起来。如果我们把式(3 - 31)的分子、分母各乘上电动机堵转时的电枢电流 $I_a(d)$ ，则式(3 - 31)变成

$$\tau_j = \frac{2\pi J R_a I_{a(d)}}{60 C_e \Phi C_T \Phi I_{a(d)}}$$





因为堵转时, $I_{a(d)} R_a = U_a$, $C_T \Phi I_a(d) = T_d$ (堵转转矩),
又 $U_a / (C_e \Phi) = n_0$, 所以, 上式变成

$$\tau_j = \frac{2\pi J}{60} \frac{n_0}{T_d} \quad (3-33)$$

式中, $n_0 / T_d = k$ 为机械特性的斜率。所以式(3-33)变成

$$\tau_j = \frac{2\pi J}{60} k \quad (3-34)$$





式(3 - 34)表明了电动机机械特性斜率和过渡过程时间的关系。机械特性斜率小，特性硬，则机电时间常数小，过渡过程快；反之，若斜率大，特性软，则机电时间常数大，过渡过程慢。

因为式(3 - 33)中的 $2\pi n_0/60 = \Omega_0$ ， Ω_0 是理想空载时的角速度，故式(3 - 33)可写成

$$\tau_j = \frac{J\Omega_0}{T_d} \quad (3 - 35)$$

或改写成

$$\tau_j = \frac{J}{T_d \Omega_0} \quad (3 - 36)$$





或

$$\tau_j = \frac{\Omega_0}{\frac{T_d}{J}} \quad (3 - 37)$$

式(3 - 36)中的 T_d/Ω_0 称为电动机的阻尼系数 D ，即 $D=T_d/\Omega_0$ 。不难看出，阻尼系数实际上是用角速度表示的机械特性斜率的倒数。显然，阻尼系数越大，则机械特性斜率越小，机电时间常数越小，过渡过程越快；反之，阻尼系数越小，则过渡过程越慢。





式(3 - 37)中的 T_d/J 称为电动机的力矩-惯量比。力矩-惯量比越大，过渡过程越短，力矩-惯量比越小，过渡过程越长。

总而言之，一般书籍或手册中常提到的机电时间常数、阻尼系数、力矩-惯量比等术语，都是表征电动机动态特性的系数，它们之间都是有直接联系的。最后我们说明一下机电时间常数的单位。





如果把理想空载转速 n_0 的单位取为 r/min , 堵转转矩的单位取为 $N \cdot m$, 转动惯量 J 的单位取为 $kg \cdot m^2$, 则式(3 - 31)所得的时间常数 τ_j 单位为s。

由于机电时间常数表示了电机过渡过程时间的长短, 反映了电机转速追随信号变化的快慢程度, 所以是伺服电动机一项重要的动态性能指标。一般直流伺服电动机的机电时间常数大约在十几毫秒到几十毫秒之间。快速低惯量直流伺服电动机的机电时间常数通常在10 ms以下, 其中空心杯电枢永磁直流伺服电动机的机电时间常数可小到2~3 ms。





3.9 直流力矩电动机

3.9.1 概述

在某些自动控制系统中，被控对象的运动速度相对来说是比较低的。例如某一种防空雷达天线的最高旋转速度为 $90^\circ/\text{s}$ ，这相当于转速 15 r/min 。一般直流伺服电动机的额定转速为 1500 r/min 或 3000 r/min ，甚至 6000 r/min ，这时就需要用齿轮减速后再去拖动天线旋转。





但是齿轮之间的间隙对提高自动控制系统的性能指标很有害，它会引起系统在小范围内的振荡和降低系统的刚度。因此，我们希望有一种低转速、大转矩的电动机来直接带动被控对象。





直流力矩电动机就是为满足类似上述这种低转速、大转矩负载的需要而设计制造的电动机。它能够在长期堵转或低速运行时产生足够大的转矩，而且不需经过齿轮减速而直接带动负载。它具有反应速度快、转矩和转速波动小、能在很低转速下稳定运行、机械特性和调节特性线性度好等优点。特别适用于位置伺服系统和低速伺服系统中作执行元件，也适用于需要转矩调节、转矩反馈和一定张力的场合(例如在纸带的传动中)。





3.9.2 结构特点

直流力矩电动机的工作原理和普通的直流伺服电动机相同，只是在结构和外形尺寸的比例上有所不同。一般直流伺服电动机为了减少其转动惯量，大部分做成细长圆柱形。而直流力矩电动机为了能在相同的体积和电枢电压下产生比较大的转矩和低的转速，一般做成圆盘状，电枢长度和直径之比一般为 0.2 左右；从结构合理性来考虑，一般做成永磁多极的。为了减少转矩和转速的波动，选取较多的槽数、换向片数和串联导体数。





总体结构型式有分装式和内装式两种，分装式结构包括定子、转子和刷架三大部件，机壳和转轴由用户根据安装方式自行选配；内装式则与一般电机相同，机壳和轴已由制造厂装配好。

图 3 - 28 是直流力矩电动机的结构示意图。图中定子 1 是一个用软磁材料做成的带槽的环，在槽中镶入永久磁钢作为主磁场源，这样在气隙中形成了分布较好的磁场。转子铁心 2 由导磁冲片叠压而成，槽中放有电枢绕组 3；槽楔 4 由铜板做成，并兼作换向片，槽楔两端伸出槽外，一端作为电枢绕组接线用，另一端作为换向片，并将转子上的所有部件用高温环氧树脂灌封成整体；电刷 5 装在电刷架 6 上。



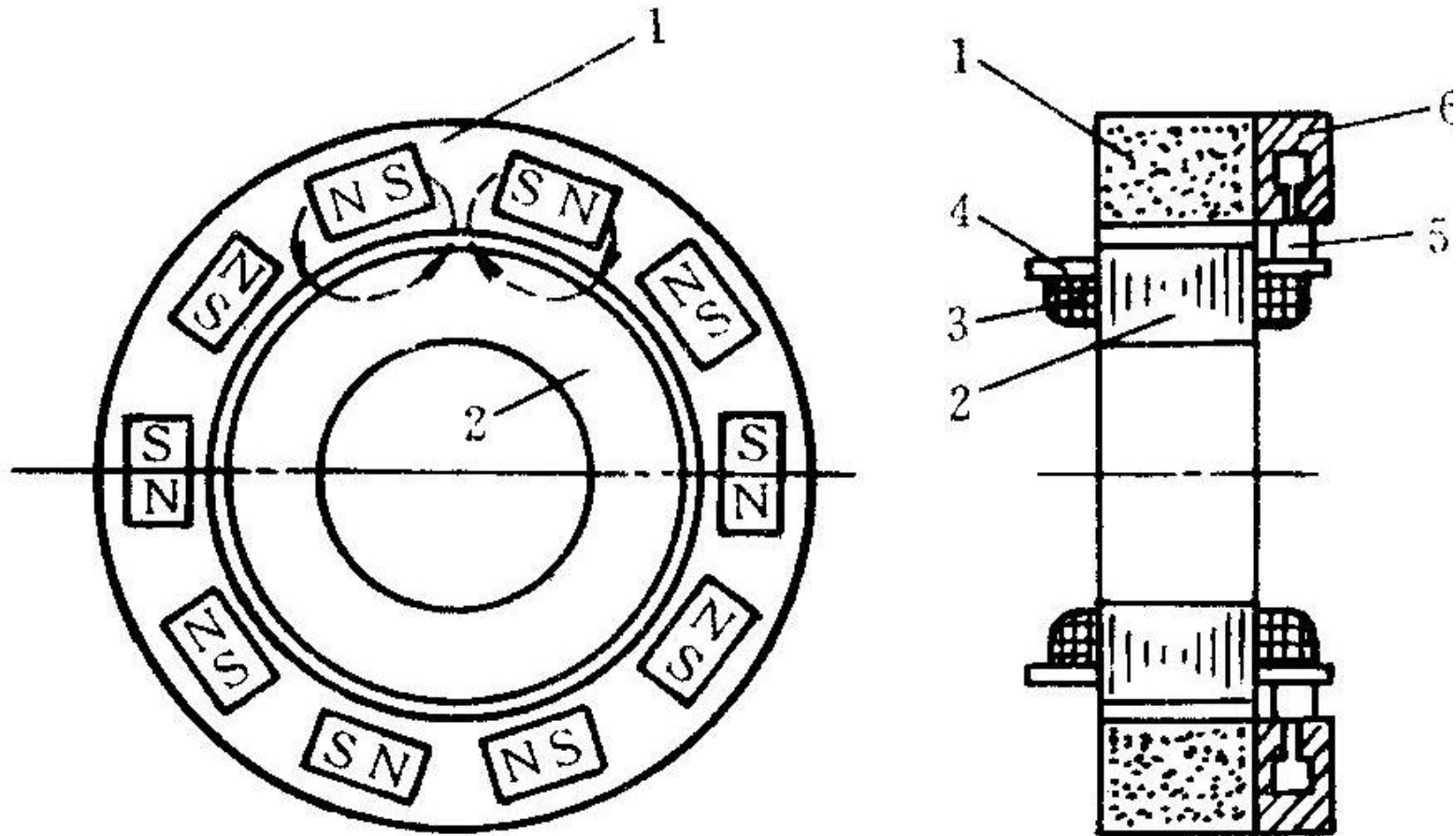


图 3 - 28 直流力矩电动机的结构示意图





3.9.3 为什么直流力矩电动机转矩大、转速低

如上所述，力矩电动机之所以做成圆盘状，是为了能在相同的体积和控制电压下产生较大的转矩和较低的转速。下面以图 3 - 29 所示的简单模型，粗略地说明外形尺寸变化对转矩和转速的影响。





1. 电枢形状对转矩的影响

由3.2节给出的电磁转矩公式(3-2), 得到图3-29(a)时的电磁转矩为

$$T_a = N_a B_p l_a i_a \frac{D_a}{2} \quad (3-38)$$

式中, N_a 为图3-29(a)中电枢绕组的总导体数; B_p 为一个磁极下气隙磁通密度的平均值; l_a 为图3-29(a)中导体在磁场中的长度, 即电枢铁心轴向长度; i_a 为电枢导体中的电流; D_a 为图3-29(a)中电枢的直径。



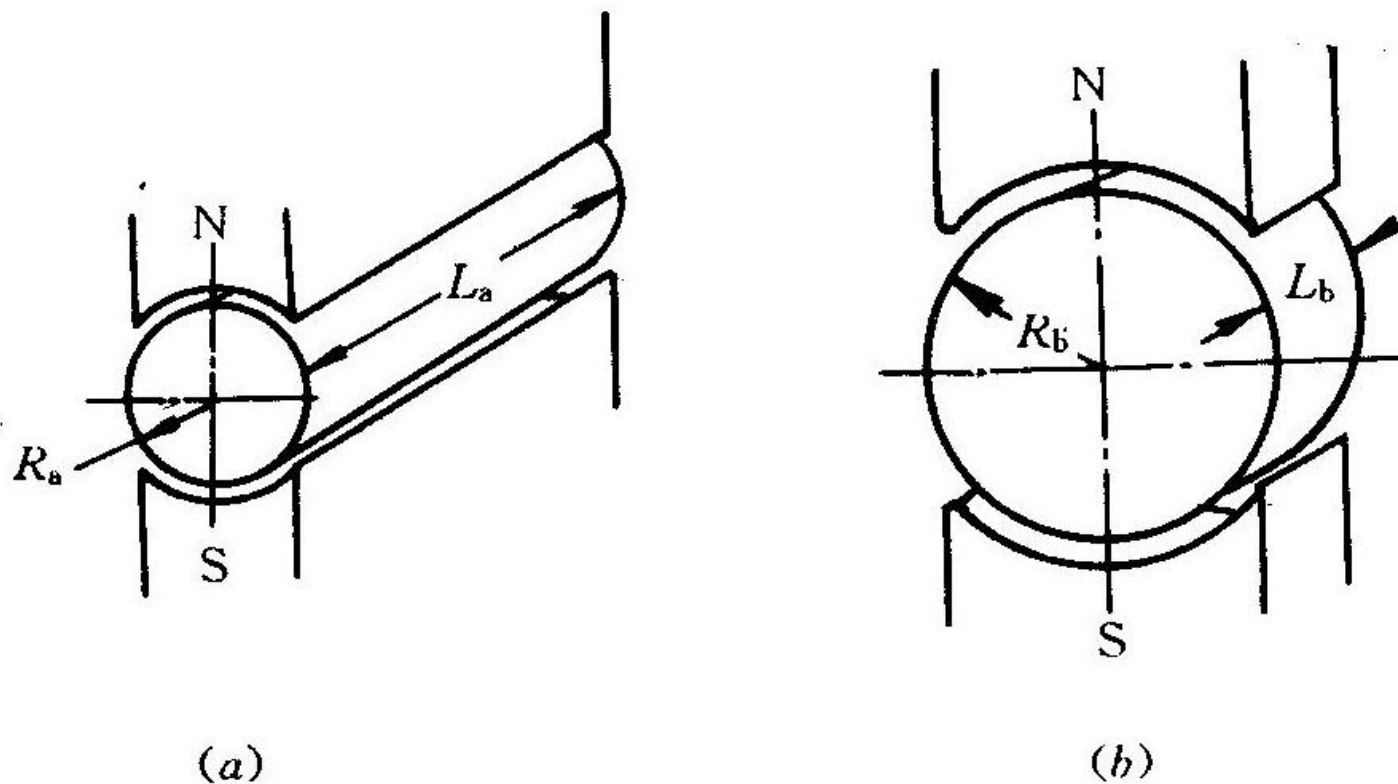


图 3 - 29 电枢体积不变的条件下，不同直径时的电枢形状





因为电枢体积的大小，在一定程度上反映了整个电动机的体积，因此可以在电枢体积不变的条件下，比较不同直径时所产生的转矩。

如果把图中电枢的直径增大 1 倍，而保持体积不变，此时电动机的形状则如图 3 - 29(b)所示，即该图中电枢直径 $D_b=2D_a$ ，电枢长度 $l_b=l_a/4$ 。





假定两种情况下电枢导体的电流一样，那末两种情况下导体的直径也一样，但图(b)中电枢铁心截面积增大到图(a)的4倍，所以槽面积及电枢总导体数 N_b 也近似增加到图(a)的4倍，即 $N_b=4N_a$ 。这样一来，乘积 $N_b l_b=4N_a \cdot l_a/4=N_a l_a$ 。也就是说，在电枢铁心体积相同，导体直径不变的条件下，即使改变其铁心直径，导体数 N 和导体有效长度 l 的乘积仍不变。据此，我们可以得到图(b)时的电磁转矩为

$$T_b = B_p i_a (N_a l_b) \frac{D_b}{2} = B_p i_a N_a l_a \cdot 2 \frac{D_a}{2} = 2T_a$$





2. 电枢形状对空载转速的影响

已知一个极下一根导体的平均电势

$$e_p = B_p l v = B_p l \frac{\pi D n}{60}$$

式中， B_p 为一个极下气隙的平均磁通密度； l 为导体在磁场中的长度； v 为导体运动的线速度，或电枢圆周速度； n 为电机转速； D 为电枢铁心直径。





如果电枢总导体数为 N ，若一对电刷之间的并联支路数为2，则一对电刷所串联的导体数为 $N/2$ ，这样，刷间电势为

$$E_a = B_p l N \frac{\pi D n}{120} \quad (3 - 39)$$

在理想空载时，电动机转速为 n_0 ，电枢电压 U_a 和反电势 E_a 相等。因此，由式(3 - 39)可得

$$n_0 = \frac{120}{\pi} \frac{U_a}{B_p l N D} \frac{1}{D}$$





已知当电枢体积和导体直径不变的条件下， NI 的乘积近似不变。所以，当电枢电压和气隙平均磁通密度相同时，理想空载转速 n_0 和电枢铁心直径近似成反比。即电枢直径越大，电动机理想空载转速就越低。

从以上分析可知，在其他条件相同时，如增大电动机直径，减少其轴向长度，就有利于增加电动机的转矩和降低空载转速。这就是力矩电动机做成圆盘状的原因。





3.9.4 直流力矩电动机性能特点

1. 力矩波动小，低速下能稳定运行

力矩电动机重要性能指标之一是力矩波动，这是因为它通常运行在低速状态或长期堵转，力矩波动将导致运行不平稳或不稳定。力矩波动系数是指转子处于不同位置时，堵转力矩的峰值与平均值之差相对平均值的百分数。力矩波动的主要原因是由于绕组元件数、换向器片数有限使反电势产生波动，电枢铁心存在齿槽引起磁场脉动，以及换向器表面不平使电刷与换向器之间的滑动摩擦力矩有所变化等。





结构上采用扁平式电枢，可增多电枢槽数、元件数和换向器片数；适当加大电机的气隙，采用磁性槽楔、斜槽等措施，都可使力矩波动减小。





2. 机械特性和调节特性的线性度

在 3.6 节中所述的直流电动机机械特性和调节特性是在励磁磁通不变的条件下得出的。事实上，与直流发电机一样，电动机中同样也存在着电枢反应的去磁作用，而且它的去磁程度与电枢电流或负载转矩有关，它导致机械特性和调节特性的非线性。为了提高特性的线性度，在设计直流力矩电动机时，把磁路设计成高度饱和，并采取增大空气隙等方法，使电枢反应的影响显著减小。





3. 响应迅速，动态特性好

由 3.8 节可知，决定过渡过程快慢的两个时间常数是机电时间常数 τ_j 和电磁时间常数 τ_d 。虽然直流力矩电动机电枢直径大，转动惯量大，但由于它的堵转力矩很大，空载转速很低，力矩电动机的机电时间常数还是比较小的，这样，其电磁时间常数 τ_d 相对变大。已知 $\tau_d = L_a / R_a$ ，其中电枢绕组电感 L_a 主要取决于电枢绕组的电枢反应磁链。可以证明，增加极对数可以减少电枢反应磁链。





所以，为减小电磁时间常数，提高力矩电机的快速反应能力，采用了多极结构，如图 3 - 28 所示。此外，力矩电动机的饼式结构有利于将电动机的轴直接套在短而粗的负载轴上，从而大大提高了系统的耦合刚度。





4. 峰值堵转转矩和峰值堵转电流

因为电枢磁场对主磁场的去磁作用随电枢电流的增加而增加，故而峰值堵转电流是受磁钢去磁限制的最大电枢电流。与其相对应的堵转转矩称为峰值堵转转矩，它是力矩电机最大的堵转转矩。

需要指出，由于电机定子上装有永久磁钢，所以在拆装电机时，务必使定子磁路处于短路状态。即取出转子之前，应先用短路环封住定子，再取出转子，否则，永久磁钢将失磁。如果使用中发生电枢电流超过峰值堵转电流，使电机去磁，并导致堵转转矩不足时，则必须重新充磁。

◀ Back





3.10 低惯量直流伺服电动机

1. 杯形电枢直流伺服电动机

杯形电枢直流伺服电动机的结构简图如图 3 - 30 所示。空心杯转子可以由事先成型的单个线圈，沿圆柱面排列成杯形，或直接用绕线机绕成导线杯，再用环氧树脂热固化定型。也可采用印制绕组。它有内、外定子。外定子装有永久磁钢，内定子起磁轭作用，由软磁材料做成。





空心杯电枢直接安装在电机轴上，它在内、外定子之间的气隙中旋转。由于转子内、外侧都需要有足够的气隙，所以磁阻大，磁势利用率低。通常需采用高性能永磁材料作磁极。



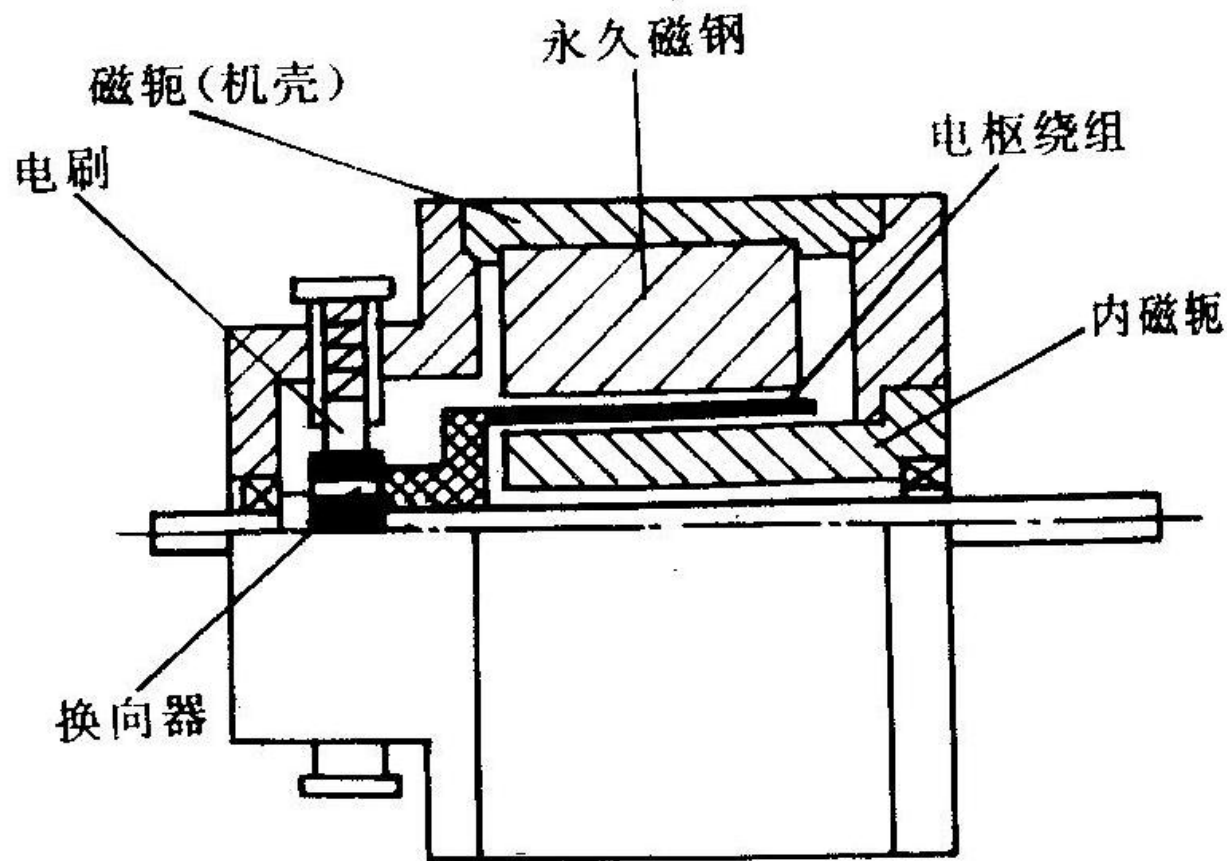


图 3 - 30 杯形转子直流伺服电动机





由软磁材料做成。空心杯电枢直接安装在电机轴上，它在内、外定子之间的气隙中旋转。由于转子内、外侧都需要有足够的气隙，所以磁阻大，磁势利用率低。通常需采用高性能永磁材料作磁极。





这种电机的性能特点是：

(1) 低惯量。由于转子无铁心，且薄壁细长，惯量极低，有超低惯量电动机之称。

(2) 灵敏度高。因转子绕组散热条件好，绕组的电流密度可取到 30 A/mm^2 ，并且永久磁钢体积大，可提高气隙的磁通密度，所以力矩大。加上惯量又小，因而转矩/惯量比很大，机电时间常数很小(最小的在 1 ms 以下)，灵敏度高，快速性好。其始动电压在 100 mV 以下，可完成每秒钟 250 个起—停 循环。





(3) 损耗小，效率高。因转子中无磁滞和涡流造成的铁耗，所以效率可达 80%或更高。

(4) 力矩波动小，低速运转平稳，噪音很小。由于绕组在气隙中均匀分布，不存在齿槽效应，因此力矩传递均匀，波动小，故运转时噪音小，低速运转平稳。

(5) 换向性能好，寿命长。与直流发电机一样，直流电动机的换向元件中也存在着自感电势 e_L 和电枢反应电势 e_a ，它们也同样在换向元件中产生附加电流 i_k 。





当换向元件即将结束换向离开电刷时，该附加电流被迫中断，此时换向元件放出电磁能 $Li^2_k/2$ (L 是换向元件的电感)，使电刷下产生火花，犹如拉断开关产生电弧一样。由于杯形转子无铁心，换向元件电感很小，几乎不产生火花，换向性能好，因此大大提高了电机的使用寿命。据有关资料介绍，这种电机的寿命可达 $3\sim 5$ kh，甚至高于 10 kh。而且换向火花很小，可大大减小对无线电的干扰。





这种形式的直流伺服电动机的制造成本较高。它大多用于高精度的自动控制系统及测量装置等设备中，如电视摄像机、录音机、X-Y函数记录仪、机床控制系统等方面。这种电机的用途日趋广泛，是今后直流伺服电动机的发展方向之一。





2. 盘形电枢直流伺服电动机

盘形电枢的特点是电枢的直径远大于长度，电枢有效导体沿径向排列，定转子间的气隙为轴向平面气隙，主磁通沿轴向通过气隙。圆盘中电枢绕组可以是印制绕组或绕线式绕组，后者功率比前者大。





印制绕组是采用与制造印制电路板相类似的工艺制成的，它可以是单片双面或多片重叠的。绕线式则是先绕成单个线圈，然后把全部线圈排列成盘形，再用环氧树脂热固化成型。图 3 - 31 为印制绕组盘形电枢直流伺服电动机结构简图。由此图可见，它不单独设置换向器，而是利用靠近转轴的电枢端部兼作换向器，但导体表面需另外镀一层耐磨材料，以延长使用寿命。图 3 - 32 为线绕式盘形电枢直流伺服电动机结构简图。



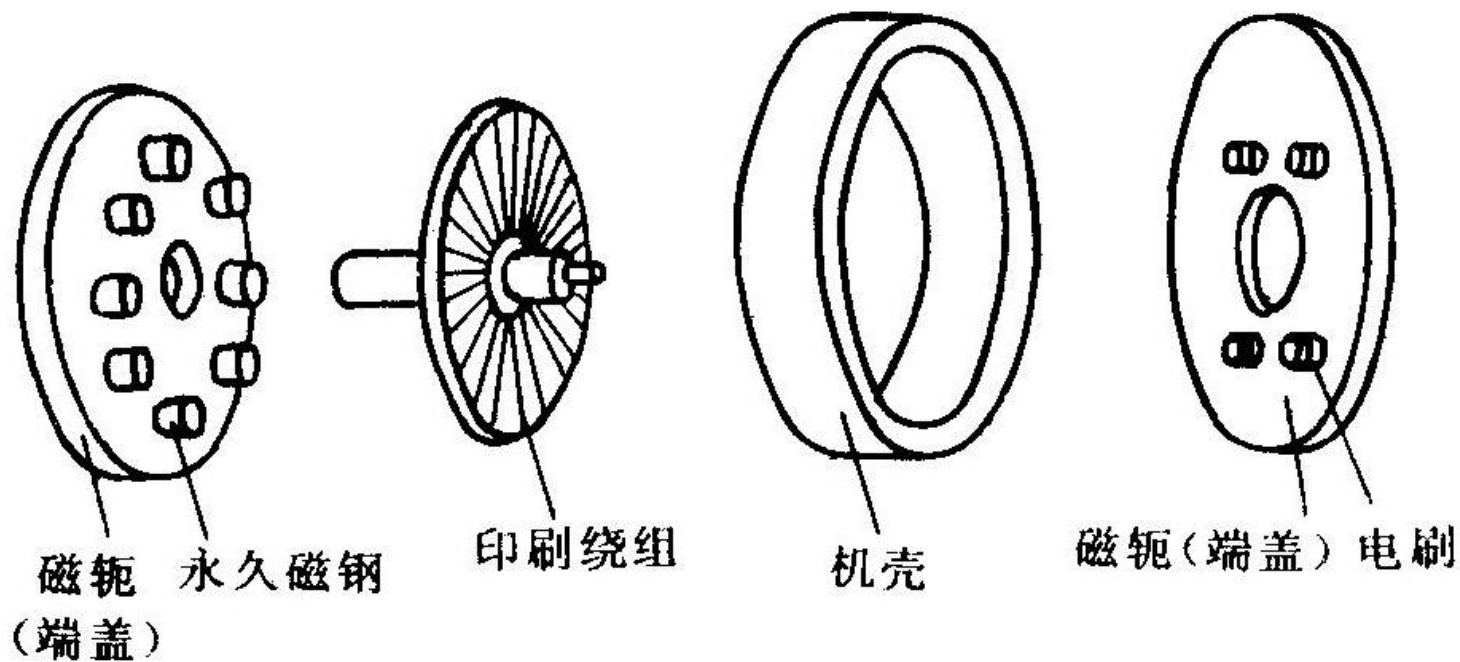


图 3 - 31 印制绕组直流伺服电动机



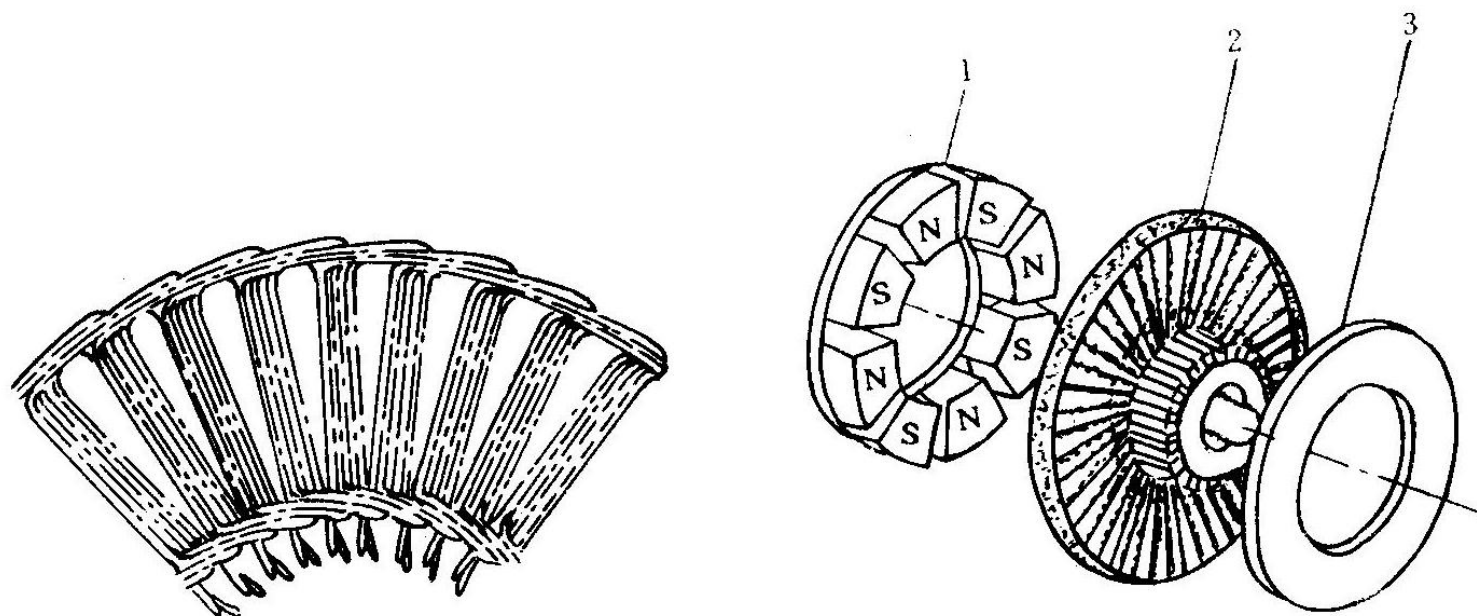


图 3 - 32 线绕式盘形电枢电动机的主要零部件结构图





盘形电枢直流伺服电动机具有与杯形电枢类似的特点，它们是：

- (1) 电机结构简单，制造成本低。
- (2) 启动转矩大。由于电枢绕组全部在气隙中，散热良好，其绕组电流密度比一般普通的直流伺服电动机高 10 倍以上，因此容许的启动电流大，启动转矩也大。





(3) 力矩波动很小，低速运行稳定，调速范围广而平滑，能在 1：20 的速比范围内可靠平稳运行。这主要是由于这种电机没有齿槽效应以及电枢元件数、换向片数很多的缘故。

(4) 换向性能好。电枢由非磁性材料组成，换向元件电感小，所以换向火花小。

(5) 电枢转动惯量小，反应快，机电时间常数一般为 10~15 ms, 属于中等低惯量伺服电动机。





3. 无槽电枢直流伺服电动机

无槽电枢直流电动机的结构和普通直流电动机的差别仅仅是电枢铁心是光滑、无槽的圆柱体。电枢的制造是将敷设在光滑电枢铁心表面的绕组，用环氧树脂固化成型并与铁心粘结在一起，其气隙尺寸较大，比普通的直流电动机大 10 倍以上。定子励磁一般采用高磁能的永久磁钢。





由于无槽直流电动机在磁路上不存在齿部磁通密度饱和的问题，因此就有可能大大提高电机的气隙磁通密度和减小电枢的外径。这种电机的气隙磁通密度可达 1 T 以上，比普通直流伺服电动机大 1.5 倍左右。电枢的长度与外径之比在 5 倍以上。所以无槽直流电动机具有转动惯量低、启动转矩大、反应快、启动灵敏度高、转速平稳、低速运行均匀、换向性能良好等优点。目前电机的输出功率在几十瓦到 10 kW 以内，机电时间常数为 $5\sim 10\text{ ms}$ 。主要用于要求快速动作、功率较大的系统，例如数控机床和雷达天线驱动等方面。





思考题与习题

1. 直流电动机的电磁转矩和电枢电流由什么决定?
2. 如果用直流发电机作为直流电动机的负载来测定电动机的特性(见图 3 - 33), 就会发现, 当其他条件不变, 而只是减小发电机负载电阻 R_L 时, 电动机的转速就下降。试问这是什么原因?



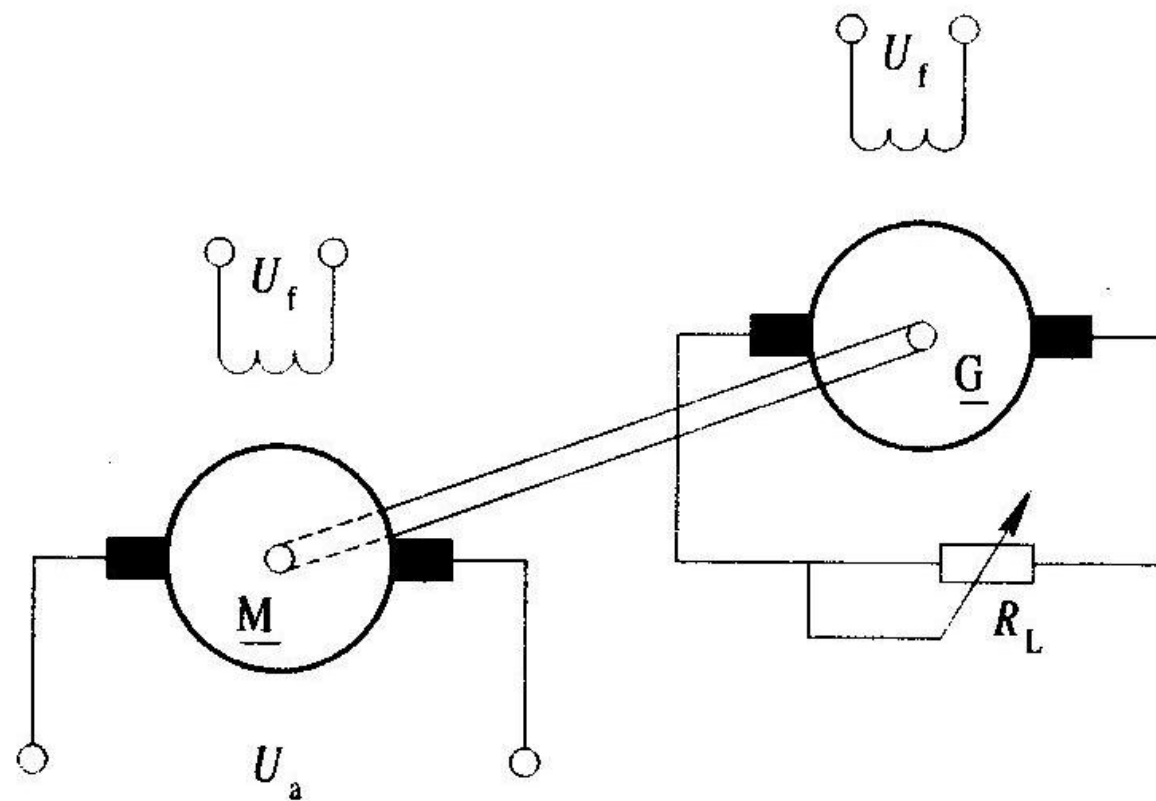


图 3 - 33 用直流发电机作为直流电动机的负载





3. 一台他励直流电动机，如果励磁电流和被拖动的负载转矩都不变，而仅仅提高电枢端电压，试问电枢电流、转速变化怎样？

4. 已知一台直流电动机，其电枢额定电压 $U_a=110$ V，额定运行时的电枢电流 $I_a=0.4$ A，转速 $n=3600$ r/min，它的电枢电阻 $R_a=50$ Ω ，空载阻转矩 $T_0=15$ mN·m。试问该电动机额定负载转矩是多少？





5. 用一对完全相同的直流机组成电动机-发电机组，它们的励磁电压均为 110 V，电枢电阻 $R_a=75 \Omega$ 。已知当发电机不接负载，电动机电枢电压加 110 V时，电动机的电枢电流为 0.12 A，绕组的转速为 4500 r/min。试问：

(1) 发电机空载时的电枢电压为多少伏？

(2) 电动机的电枢电压仍为 110 V，而发电机接上 $0.5 k\Omega$ 的负载时，机组的转速 n 是多大(设空载阻转矩为恒值)？





6. 一台直流电动机，额定转速为 3000 r/min 。如果电枢电压和励磁电压均为额定值，试问该电机是否允许在转速 $n=2500 \text{ r/min}$ 下长期运转？为什么？

7. 直流电动机在转轴卡死的情况下能否加电枢电压？如果加额定电压将会有有什么后果？

8. 并励电动机能否用改变电源电压极性的方法来改变电动机的转向？





9. 当直流伺服电动机电枢电压、励磁电压不变时，如将负载转矩减少，试问此时电动机的电枢电流、电磁转矩、转速将怎样变化？并说明由原来的稳态到达新的稳态的物理过程。

10. 请用电压平衡方程式解释直流电动机的机械特性为什么是一条下倾的曲线？为什么放大器内阻越大，机械特性就越软？

11. 直流伺服电动机在不带负载时，其调节特性有无死区？调节特性死区的大小与哪些因素有关？





12. 一台直流伺服电动机带动一恒转矩负载(负载阻转矩不变), 测得始动电压为 4 V, 当电枢电压 $U_a=50$ V时, 其转速为 1500 r/min。若要求转速达到 3000 r/min, 试问要加多大的电枢电压?





13. 已知一台直流伺服电动机的电枢电压 $U_a=110\text{ V}$ ，空载电流 $I_{a0}=0.055\text{ A}$ ，空载转速 $n'_0=4600\text{ r/min}$ ，电枢电阻 $R_a=80\ \Omega$ 。试求：

(1) 当电枢电压 $U_a=67.5\text{ V}$ 时的理想空载转速 n_0 及堵转转矩 T_d ；

(2) 该电机若用放大器控制，放大器内阻 $R_i=80\ \Omega$ ，开路电压 $U_i=67.5\text{ V}$ ，求这时的理想空载转速 n_0 及堵转转矩 T_d ；

(3) 当阻转矩 T_L+T_0 由 $30\times 10^{-3}\text{ N}\cdot\text{m}$ 增至 $40\times 10^{-3}\text{ N}\cdot\text{m}$ 时，试求上述两种情况下转速的变化 Δn 。

