



电机控制技术

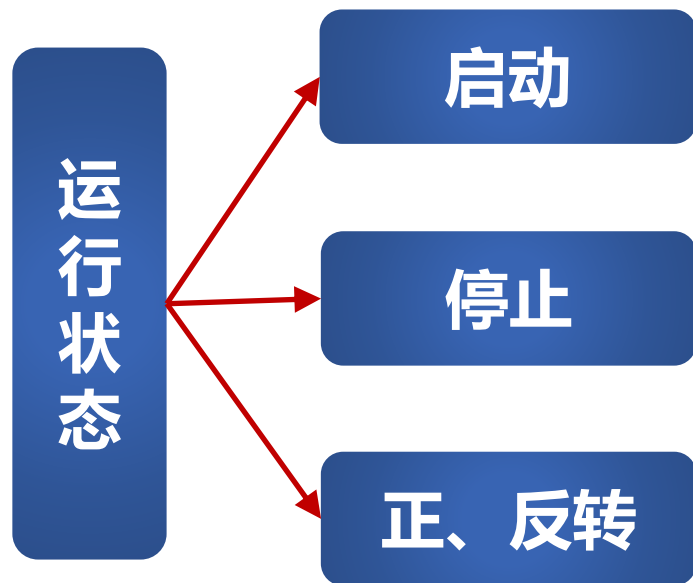
绪论

CONTENT

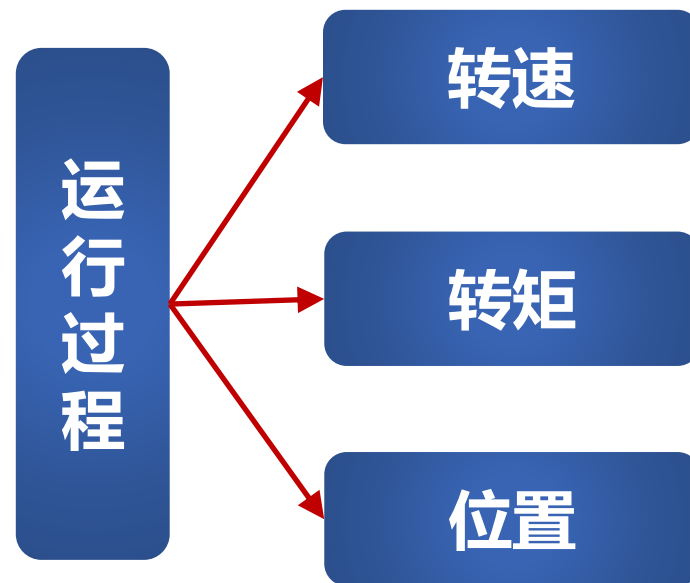


电机控制技术是指通过**外部手段**，实现对电机的运行状态和运行过程进行控制的技术。

通过对电机的**电流、电压、频率**等信号进行控制，使电机能够按照需要完成某种运动或实现某种功能。



通过继电器、开关实现



需使用电力电子装置、微处理器

运行过程控制是更高级别的控制技术，也是本课程学习的重点内容

电机控制系统通常包括以下几个部分：

- 1.信号采集：通过**传感器**采集电机转速、位置、电流等参数，将其转化为电信号并传输到控制器中
- 2.控制器：负责**处理信号**，根据预设的控制策略计算出电机应该输出的电流、电压、频率等参数，并将控制信号发送到功率放大器中
- 3.功率放大器：将**控制信号转化为高功率电信号**，驱动电机运动
- 4.电机：**执行**控制信号，按照要求完成运动或实现功能

□ 2.1 工业生产中的驱动系统

工业中大量使用电机驱动各种机械设备，如风扇、水泵、制冷机、输送带等。通过对电机的控制，可以实现对这些设备的速度、力矩、位置等参数的控制。



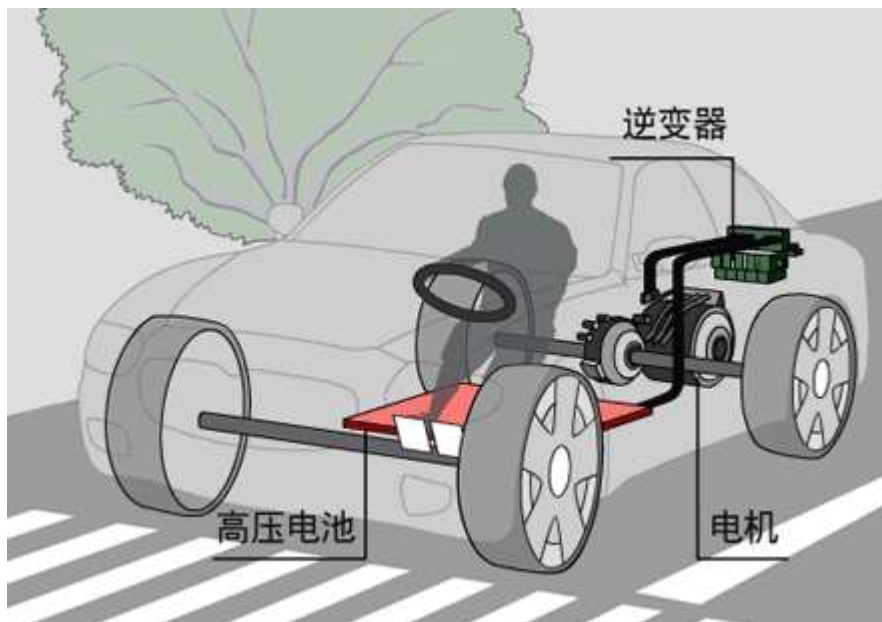
机械加工



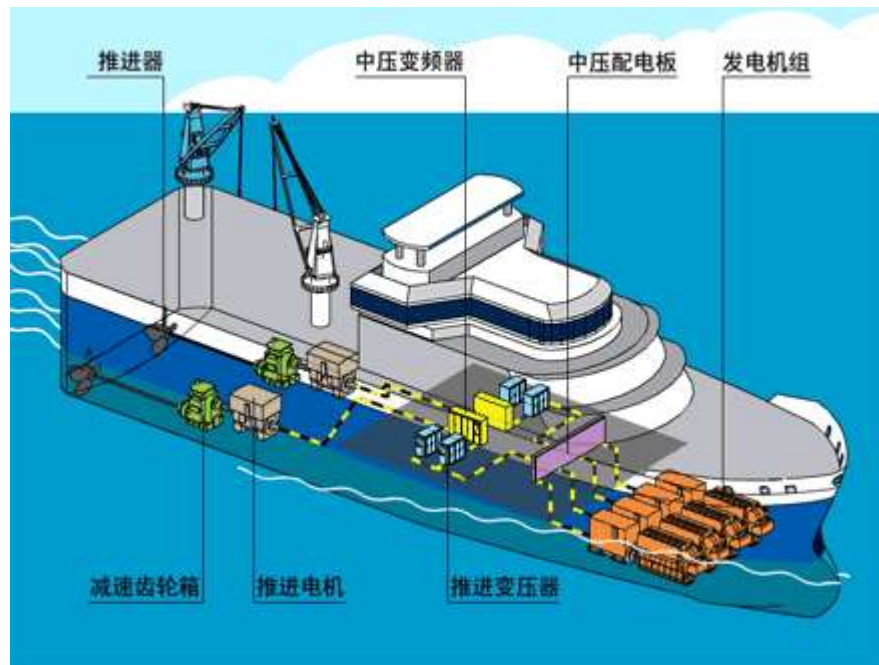
矿井提升机

□ 2.2 交通工具

电机控制也被广泛应用于汽车、电动车、电动自行车、电梯等交通工具中。通过电机控制，可以实现对车辆的加速、减速、制动等操作，提高了交通工具的性能和安全性。



电动汽车



船舶推进

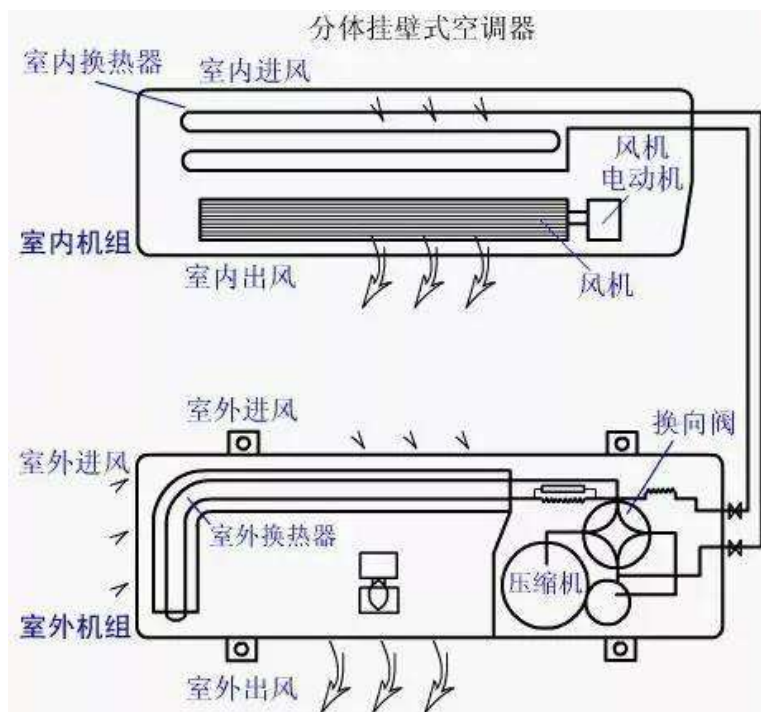
1 电机控制的内涵及其系统结构



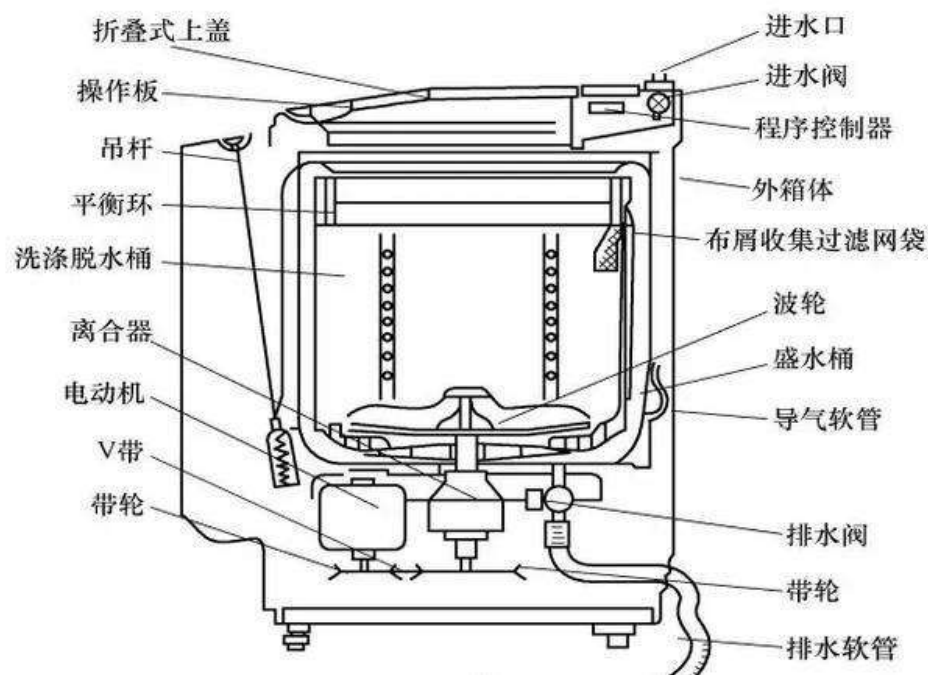
湖南大学
HUNAN UNIVERSITY

□ 2.3 家电

电机控制被广泛应用于家电产品中，如空调、洗衣机、冰箱、吸尘器等。通过对电机的控制，可以实现对家电产品的工作效率和能耗的控制。



空调



洗衣机

□ 2.4 机器人

电机控制也是机器人技术中的重要一环。通过对电机的控制，可以实现机器人的移动、抓取、举升等操作。



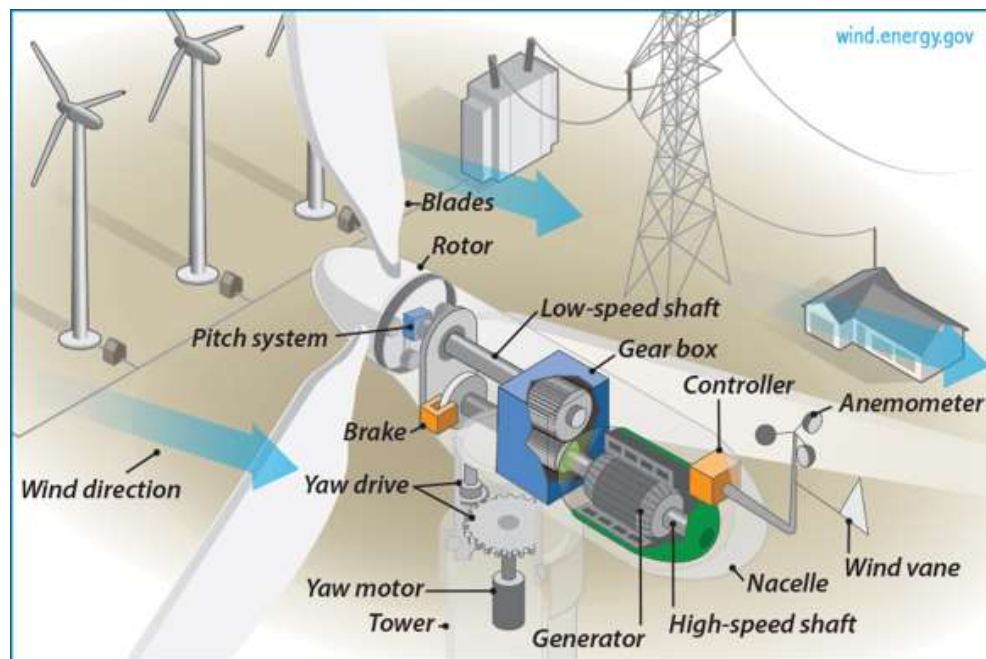
机械臂



波士顿动力机器人

□ 2.5 新能源领域

电机控制被广泛应用于新能源领域中的风力发电等设备中。通过对电机的控制，可以实现对发电设备的运行状态的监测和控制。



风力发电

引言 电机控制的重要作用？

电机控制技术是实现高性能电机系统的关键技术



能源转换与发电



航空航天



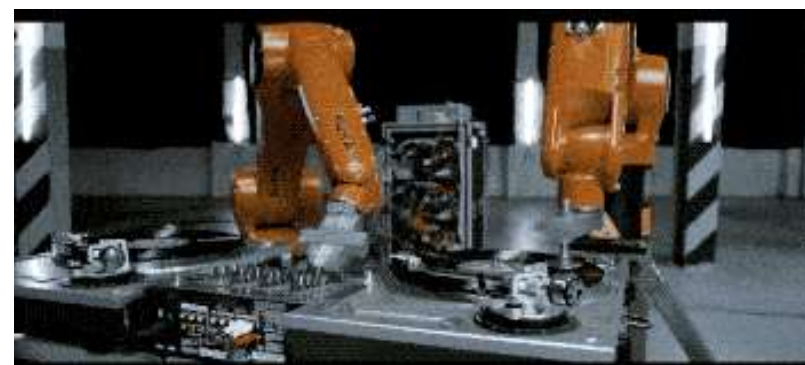
船舶动力



电气轨道与交通



工业自动化



机器人伺服

高性能电机及系统是参与现代化与国防建设的重要基础的部件



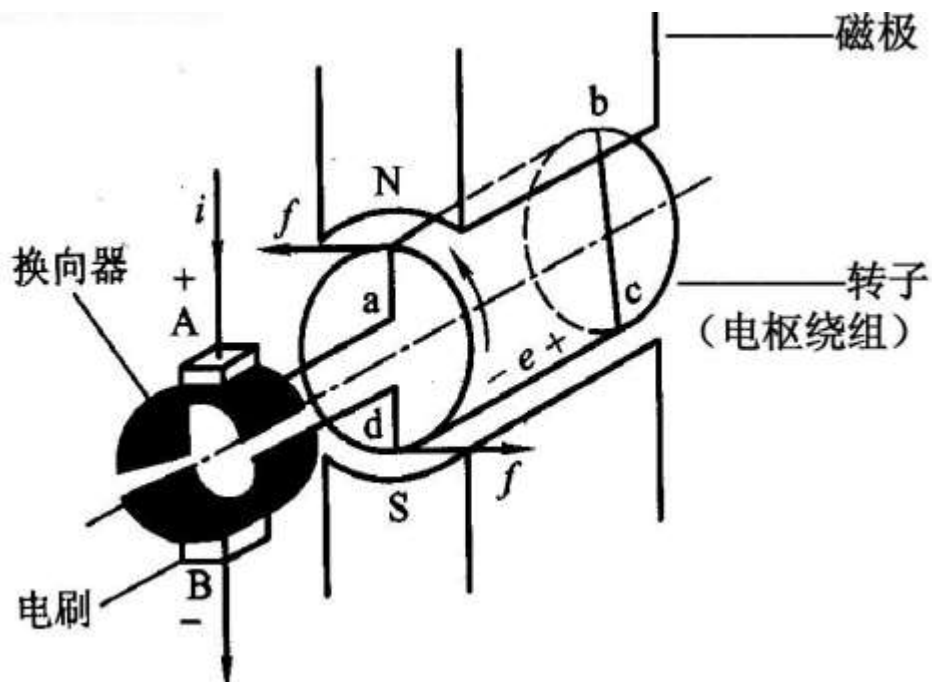
3.1 直流电动机控制理论与技术的发展

3.2 交流电动机控制理论与技术的发展

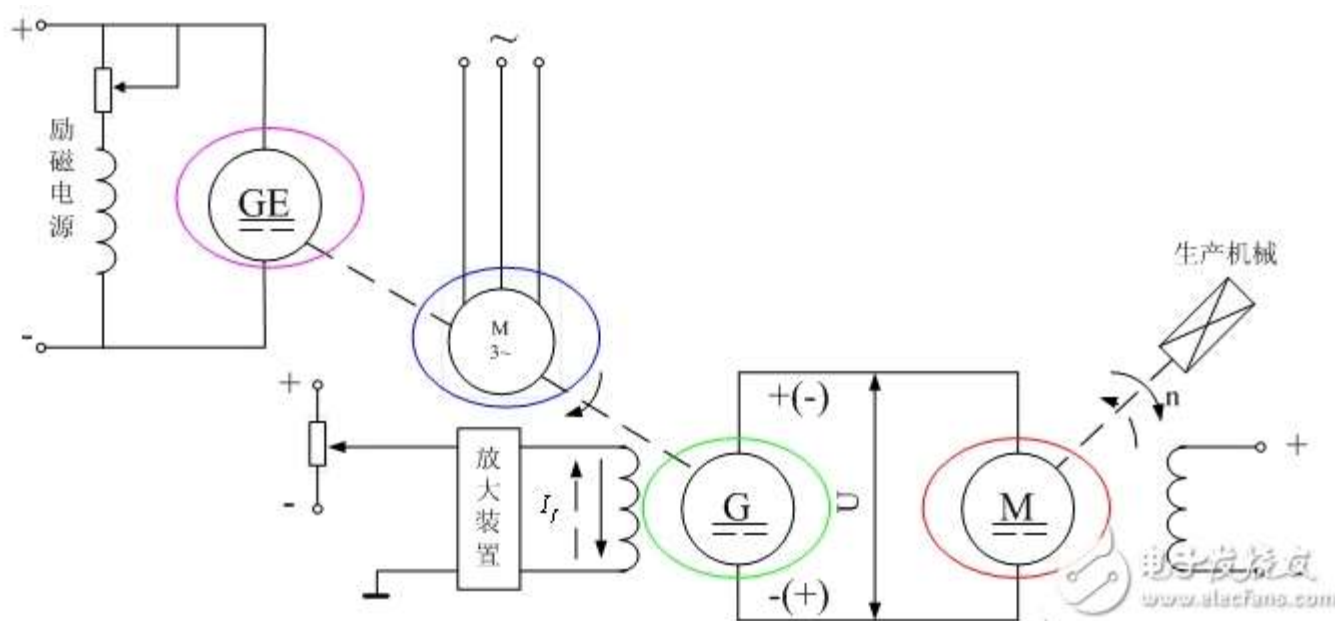
3.3 现代交流电动机控制技术的发展动向

□ 3.1 直流电动机控制理论与技术的发展

直流电动机的**数学模型简单**，**转矩易于控制**。
换向器与电刷的位置保证了电枢电流与励磁电流的解耦，使**转矩与电枢电流成正比**。



20世纪60年代以前是以旋转变流机组供电的直流调速系统为主（见下图）。



交流电动机（图中的蓝色圈显现）为原动机，工作时转速基本恒定。由它拖动的直流发电机G（给需要调速的直流电动机M的电枢供电。GE为一台小型直流发电机，它在系统中的作用是提供一小容量的直流电源，供直流发电机G和直流电动机M的定子励磁用，所以又称GE为励磁发电机。改变G的励磁电流 I_f 的大小，也就改变了G的输出电压 U ，进而改变了直流电动机的M的转速。

1 电机控制的内涵及其系统结构

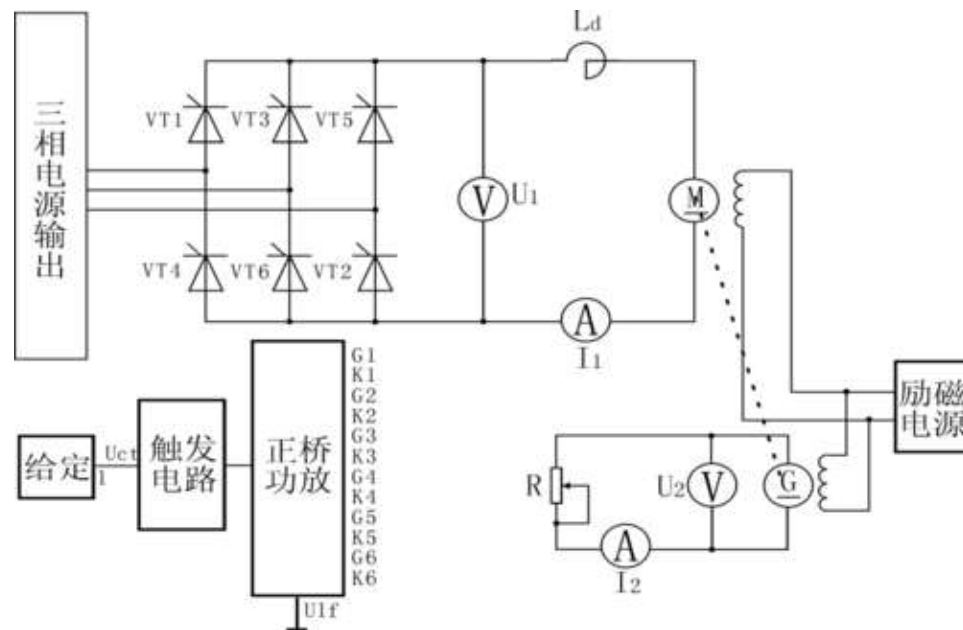


电机控制理论与电力电子器件的发展息息相关,随着新的电力电子器件的诞生,新的电机控制方法也应运而生。

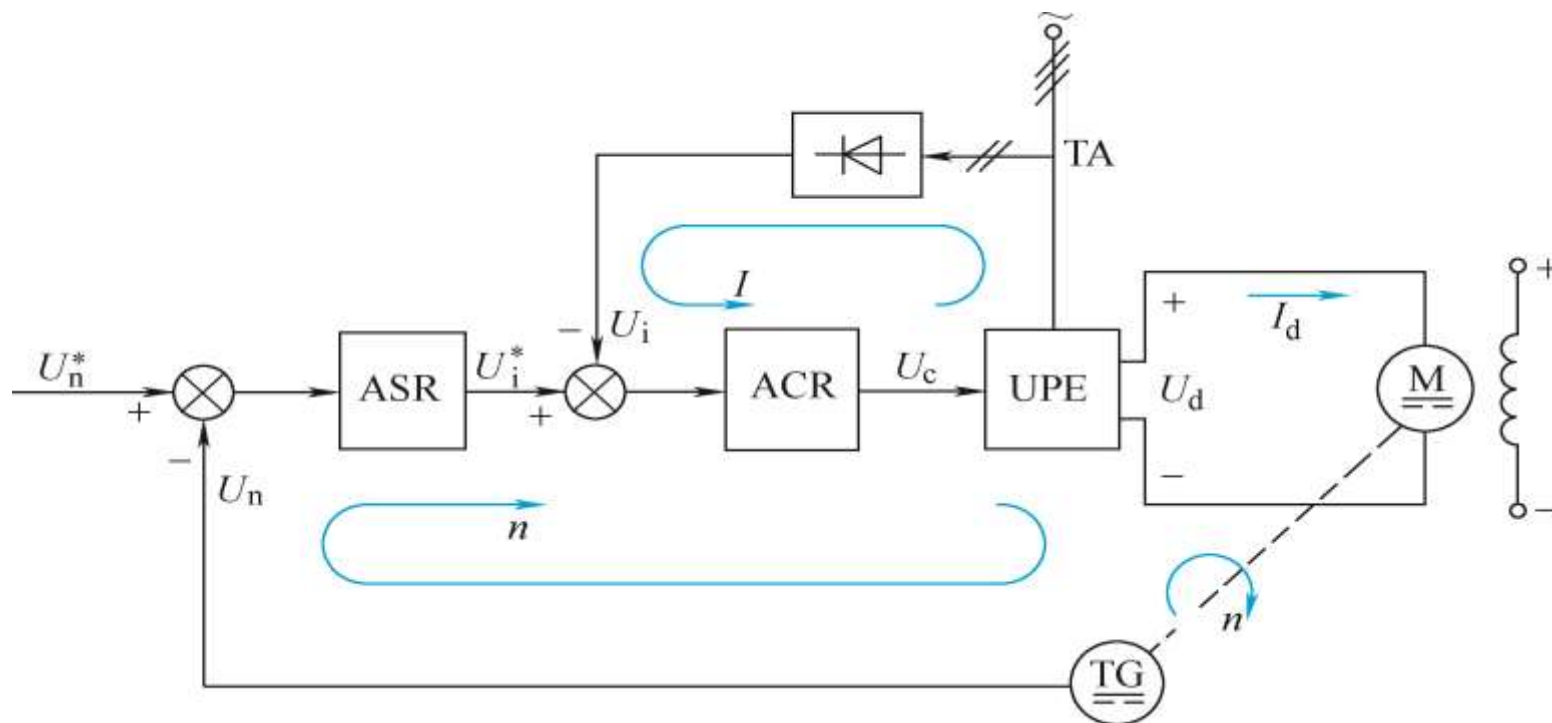
1957年美国通用电气公司的A.R.约克制成了世界上第一只晶闸管 (SCR) , 又称为可控硅整流元件 (简称可控硅) , 这标志着**电力电子时代**的开始。



晶闸管(SCR)



20世纪80年代末期**全数字控制的直流调速系统**迅速取代了模拟控制的直流调速系统。



转速、电流反馈控制直流调速系统原理图
ASR——转速调节器 ACR——电流调节器
TG——测速发电机

直流调速的缺点

近代采用晶闸管供电的转速、电流双闭环直流调速系统可获得优良的静、动态调速特性。20世纪80年代中期以前，在变速传动领域中，直流调速一直占据主导地位。然而，由于直流电动机本身存在**机械式换向器和电刷**这一固有的结构性缺陷，给了直流调速系统的发展带来了一系列**限制**，即：

1) **机械式换向器**表面线速度及换向电压、电流有一极限容许值，这就限制了电动机的转速和功率。

2) 为了使机械式换向器能够可靠工作，往往增大电枢和换向器直径，使得电机体积增大，导致**转动惯量增大**，对于要求快速响应的生产工艺，采用直流调速方案难以实现。

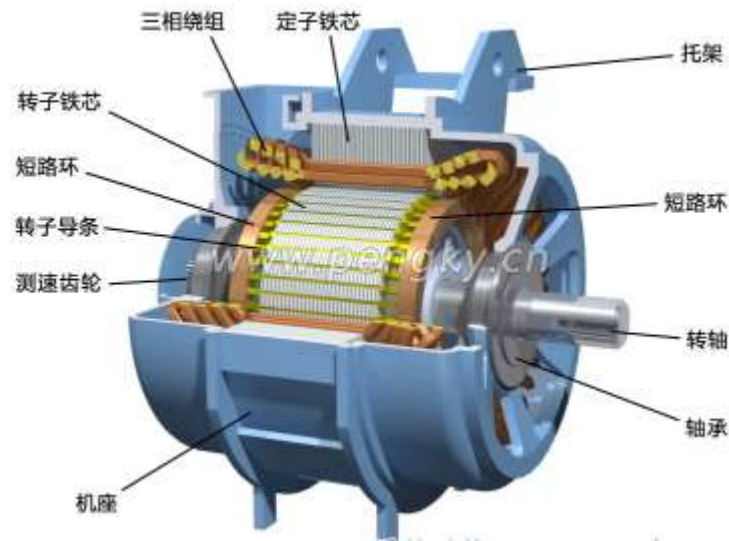
3) 机械式换向器必须经常**检查和维修**，电刷必须定期更换。

4) 在一些**易燃、易爆的生产场合**，一些**多粉尘、多腐蚀性气体的生产场合**不能或不宜使用直流调速系统。

□ 3.2 交流电动机控制理论与技术的发展

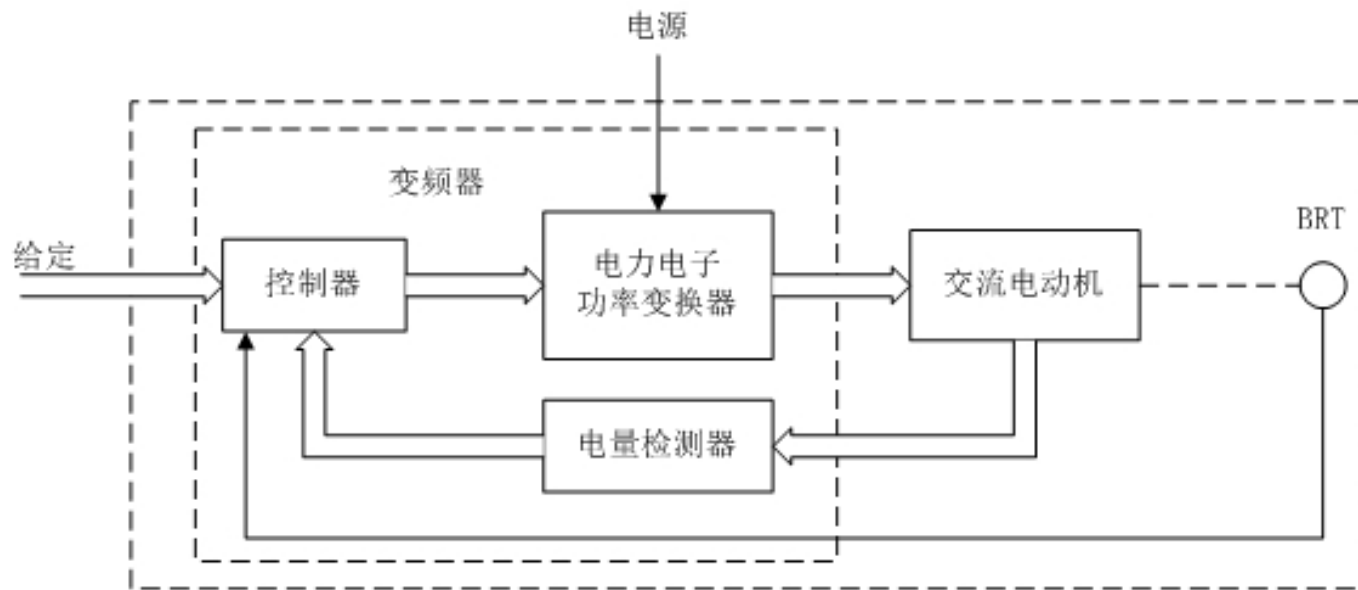
20世纪80年代以来，异步电机、开关磁阻电动机、永磁无刷直流电动机（梯形波永磁同步电动机）、正弦波永磁同步电动机等新型交流电动机取消了电刷，得到了很快的发展和应用。

交流电动机用电量占电动机总用电量的85%左右，可见交流电动机应用的广泛性及其在国民经济中的重要地位。



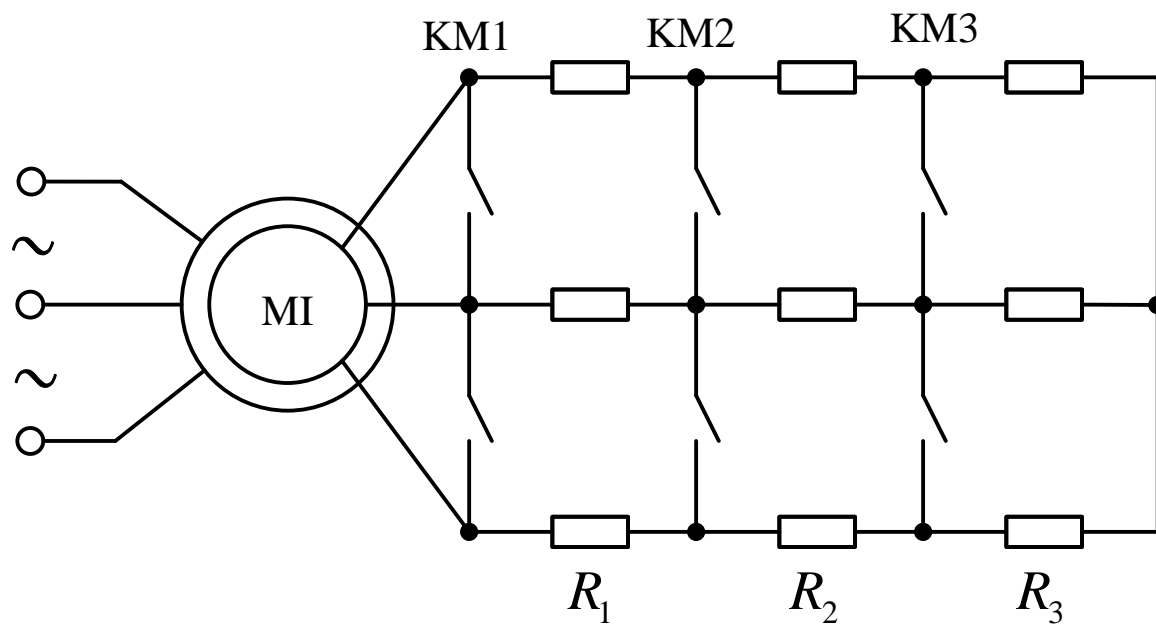
交流电动机动态数学模型具有**非线性多变量强耦合**的性质，比直流电动机复杂

现代交流调速系统由交流电动机、电力电子功率变换器、控制器和检测器等四大部分组成，如下图所示。



长期以来由于受科技发展的限制，把交流电动机作为调速电机的困难问题未能得到较好的解决，在早期只有一些调速性能差、低效耗能的调速方法，如：

绕线式异步电动机**转子外串电阻调速方法**（见下图）。

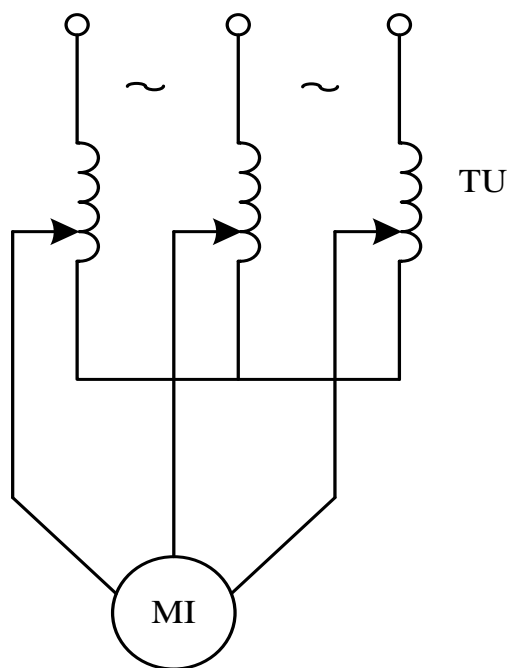


绕线式异步电动机转子外串电阻调速原理图

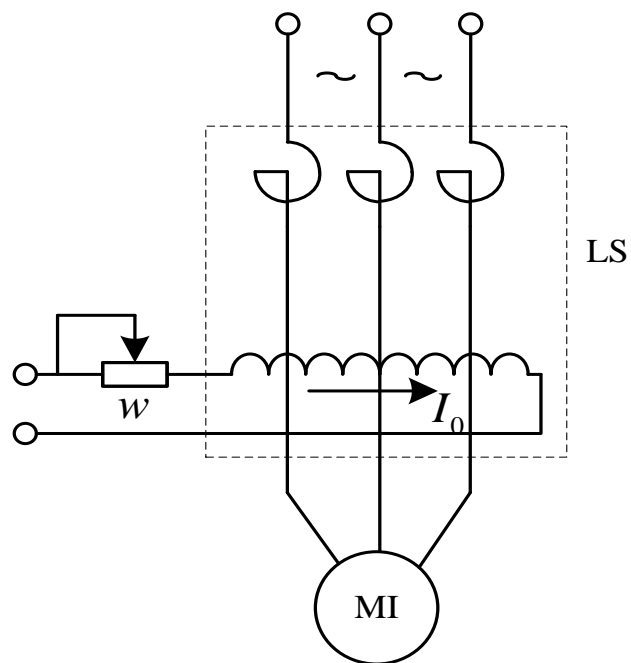
1 电机控制的内涵及其系统结构



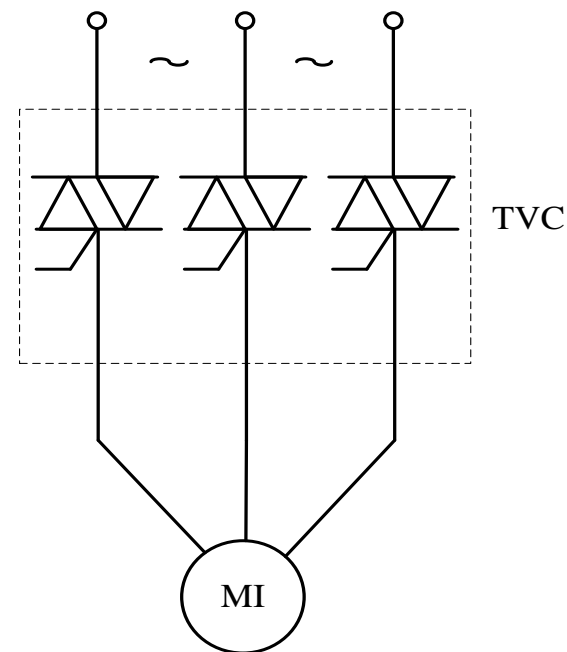
鼠笼式异步电动机定子调压调速方法：利用自耦变压器变压调速（见下图a）；利用饱和电抗器变压调速（见下图b）；利用晶闸管交流调压器变压调速（见下图c）。



(a) 利用自耦变压器变压调速



(b) 利用饱和电抗器变压调速

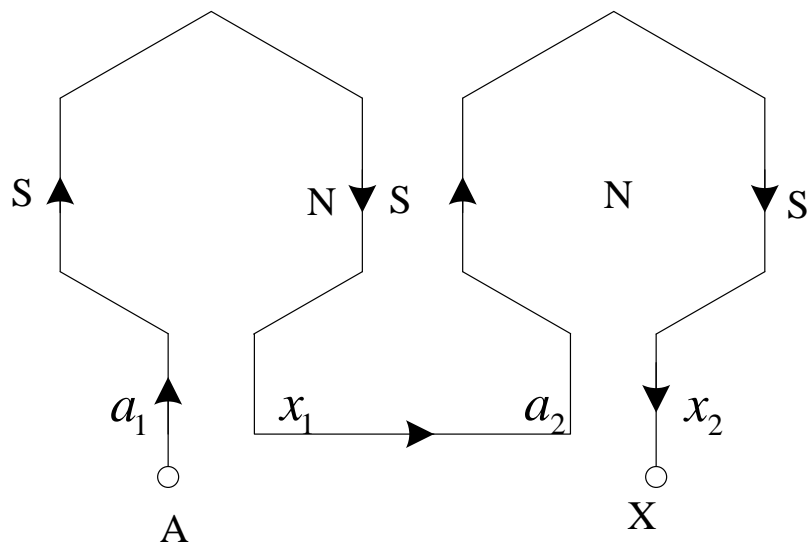


(c) 利用晶闸管交流调压调速

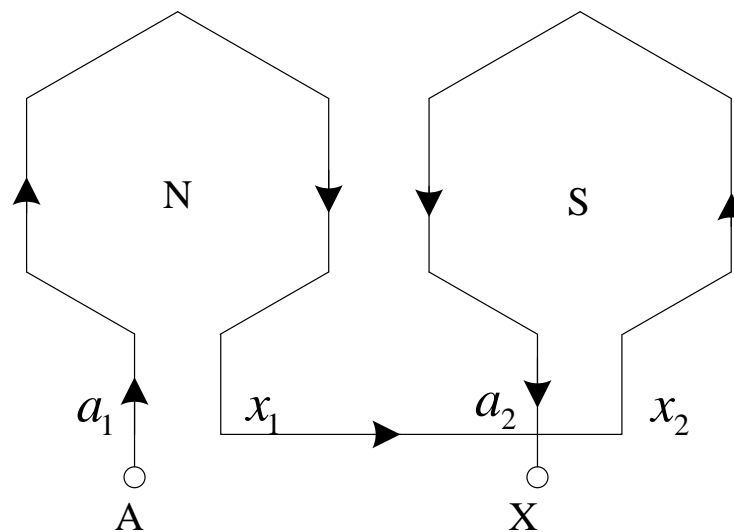
TU——自耦变压器；LS——饱和电抗器；TVC——双向晶闸管交流调压器

异步电动机变压调速系统

变极对数调速方法（见下图）：



(a) 顺向串联 $2n_p = 4$ 极



(b) 反向串联 $2n_p = 2$ 极

变极对数调速方法原理图

上图a为一台**4极电动机A相两个线圈连接示意图**，每个线圈代表半个绕组。如果两个线圈处于首尾相连的顺向串联状态，根据电流方向可以确定出磁场的极性，显然为4极，如果将两个线圈改为图b所示反向串联状态，致使极数减半。

(1) 电力电子器件 (Power Electronic Device) 的蓬勃发展和迅速换代推动了交流调速的迅速发展。

电力电子器件是现代交流调速装置的支柱，其发展直接决定和影响交流调速技术的发展。

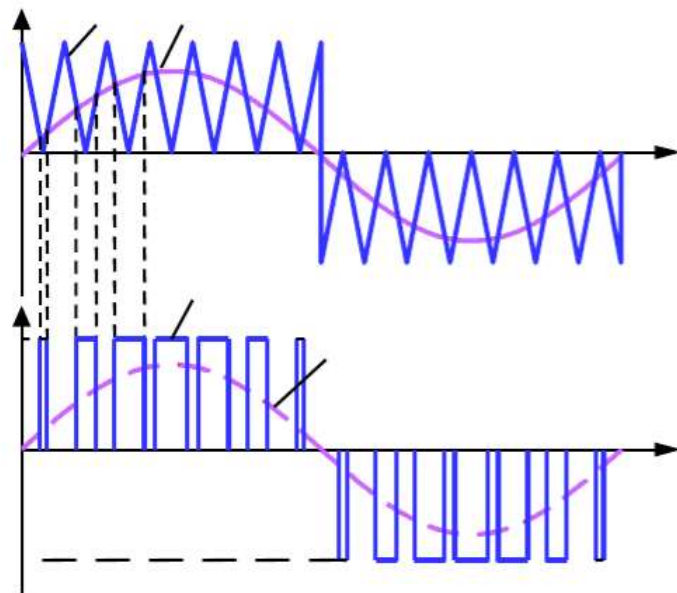
80年代中期以后采用第二代电力电子器件如GTR（大功率晶体管）、GTO（门极可关断晶闸管）、VDMOS-IGBT（绝缘栅双极晶体管），制造的变频器在性能上与直流调速装置相当。

90年代第三代电力电子器件问世，在这个时期中，中、小功率的变频器（1~1000kW）主要采用IGBT器件，大功率的变频器采用GTO器件。

20世纪90年代末至今，电力电子器件的发展进入了第四代，电力电子器件由半控型向全控型发展、低频开关向高频开关发展、分立的器件向具有复合功能的功率模块发展。

(2) 脉宽调制 (PWM) 技术

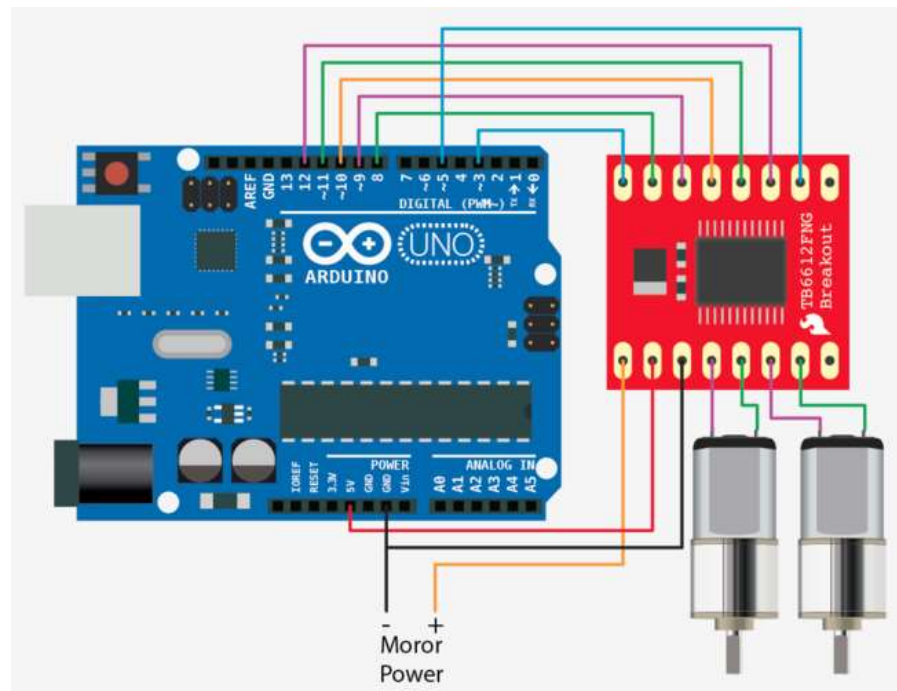
1964年，德国学者 A.Schonung 和 H.Stemmler 提出将通信中的调制技术应用到电机控制中，于是产生了脉冲宽度调制技术 (pulse width modulation—PWM)，简称脉宽调制 (PWM) 技术。脉宽调制技术的发展和应用的**优化了变频装置的性能**，适用于各类调速系统。



脉宽调制 (PWM) 种类很多，并且正在不断发展之中。基本上可分为四类，即**等宽PWM、正弦PWM (SPWM)、磁链跟踪型PWM (SVPWM) 及电流滞环跟踪型PWM (CHBPWM)**。PWM技术的应用克服了相控方法的弊端，使交流电动机定子**得到了接近正弦波的电压和电流**，提高了电机的功率因数和输出功率。

(3) 计算机控制技术

微型计算机控制技术的迅速发展和广泛应用为现代交流调速系统的成功应用提供了重要的技术手段和保证。近十几年来，由于微机控制技术，特别是以单片微机及数字信号处理器DSP为控制核心的**微机控制技术的迅速发展和广泛应用**，促使交流调速系统的控制回路由模拟控制迅速走向**数字控制**。当今模拟控制器已被淘汰，全数字化的交流调速系统已普遍应用。





随着电力电子器件的成熟、脉宽调制技术PWM的发展以及信号处理能力的提高，交流电机的控制理论与技术的发展愈加完善。目前，最主流的控制方式为**矢量控制和直接转矩控制**。

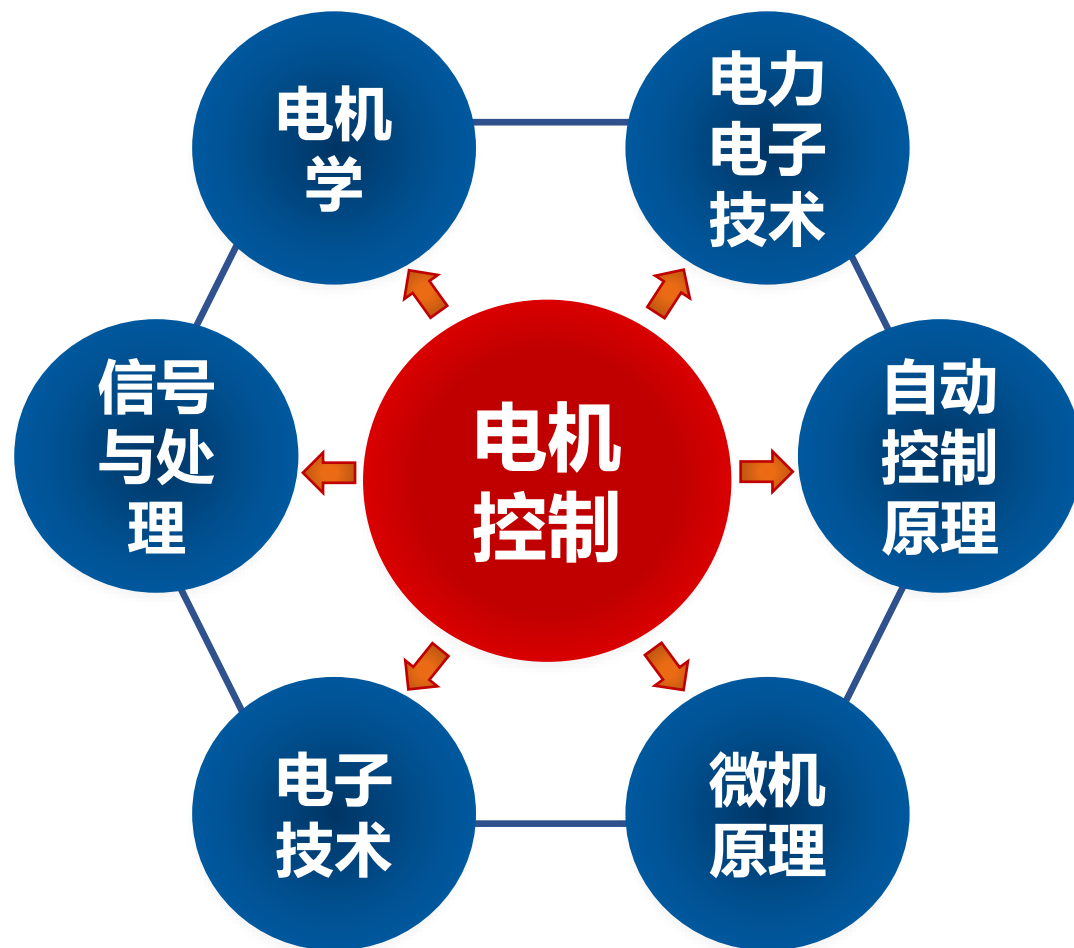


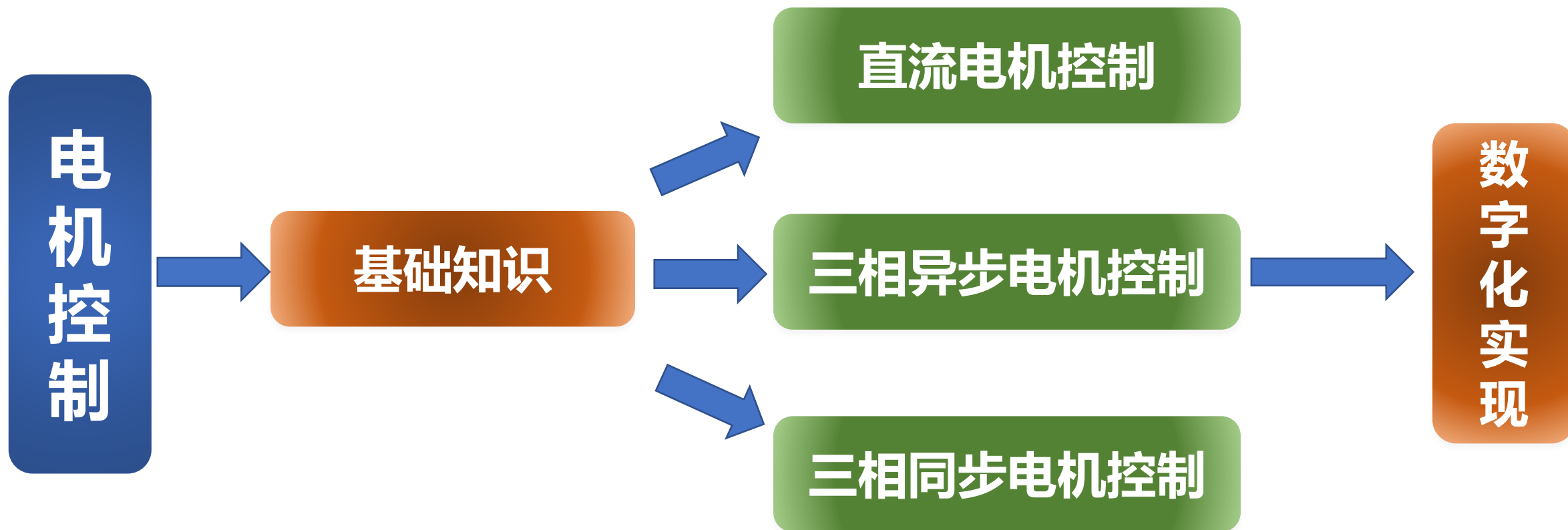
□ 3.3 交流电动机控制技术的发展动向

交流调速取代直流调速已是不争的事实，21世纪必将是交流调速的时代。当前交流调速系统正朝着高电压、大容量、高性能、高效率、绿色化、智能化的方向发展，主要有：

- ① 高性能交流调速系统的进一步研究与技术开发；
- ② 新型拓扑结构功率变换器的研究与技术开发；
- ③ PWM模式的改进和优化；
- ④ 高压变频装置的开发研究；
- ⑤ 智能化电机控制系统；

电机控制是电气工程学科的重要基础课程，也是典型的多学科交叉和综合性课程。以《电机学》为重要基础，包括《电力电子技术》、《自动控制原理》、《微机原理》等课程。





平时成绩30%， 考试成绩70%



湖南大学
HUNAN UNIVERSITY

第一章 电机控制的基础知识

目录

「01」 电力传动系统

「02」 电机的电磁转矩

「03」 变频器与PWM控制

CONTENT



□ 电力传动系统结构

电力传动系统是指以电动机作为原动机拖动生产机械运动的一种传动系统



电力传动系统结构图

电力传动系统

- 电源
- 电动机
- 工作机构

电源系统

- 恒定电源（交、直流）
- 直流可控电源
- 交流可变电源

传动装置

- 变速器
- 蜗轮蜗杆
- 丝杆

□ 电力传动系的运动方程

电动机在电力传动系统中做旋转运动时，必须遵循下列运动方程

$$T - T_2 = J \frac{d\Omega}{dt}$$

□ T 为电动机产生的驱动转距 ($\text{N}\cdot\text{m}$)

□ T_2 为阻转距 (负载转距) ($\text{N}\cdot\text{m}$)

□ J 为传动系统的转动惯量 ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)

□ Ω 为传动系统的机械角速度 (rad/s)

转动惯量可表示为 $J = mr^2 = \frac{GD^2}{4g}$

□ m 与 G 为旋转部分的质量 (kg) 与重力 (N)

□ r 与 D 为惯性半径与惯性直径 (m)

□ g 为重力加速度 $g=9.8\text{m/s}^2$

□ 转动惯量是？

转动惯量(Moment of Inertia)，又称**质量惯性矩**，简称**惯距**，是经典力学中物体绕轴转动时惯性的量度，其量值取决于物体的形状、质量分布及转轴的位置。

把物体微分化为无数个质点，质点与运动整体的重心的距离为r。

动能

$$E = \frac{1}{2}mv^2 \quad \longrightarrow \quad E = \frac{1}{2}mr^2\omega^2 = \frac{1}{2}J\omega^2$$

□ 电力传动系的运动方程

电动机的工作状态可通过运动方程进行分析

$$T - T_2 = J \frac{d\Omega}{dt}$$

◆ 当 $T = T_2$ 时, $\frac{d\Omega}{dt} = 0$

$\Omega = 0$ 或为常值, 说明传动系统静止或恒速旋转态

◆ 当 $T > T_2$ 时, $\frac{d\Omega}{dt} > 0$

说明传动系统处于加速状态, 处于过渡过程

◆ 当 $T < T_2$ 时, $\frac{d\Omega}{dt} < 0$

说明传动系统处于减速状态, 处于过渡过程

□ 转动惯量的计算与折算

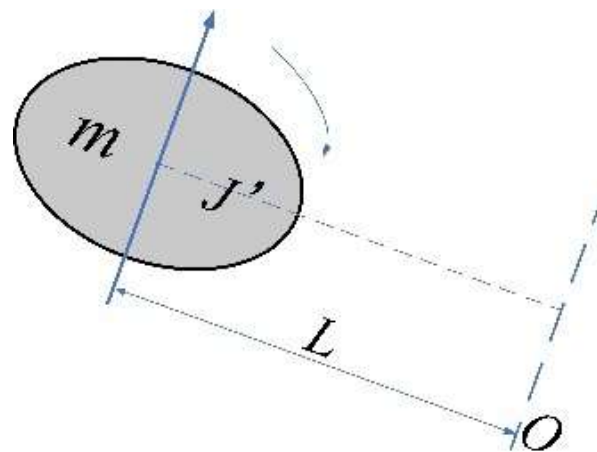
计算旋转物体的转动惯性量分为两种情况，一种是旋转轴通过该物体的重心；另一种是旋转轴不通过该物体的重心

旋转轴通过物体重心

$$J = \sum_{i=1}^k r_i^2 \Delta m_i$$

$$J = \int r^2 dm$$

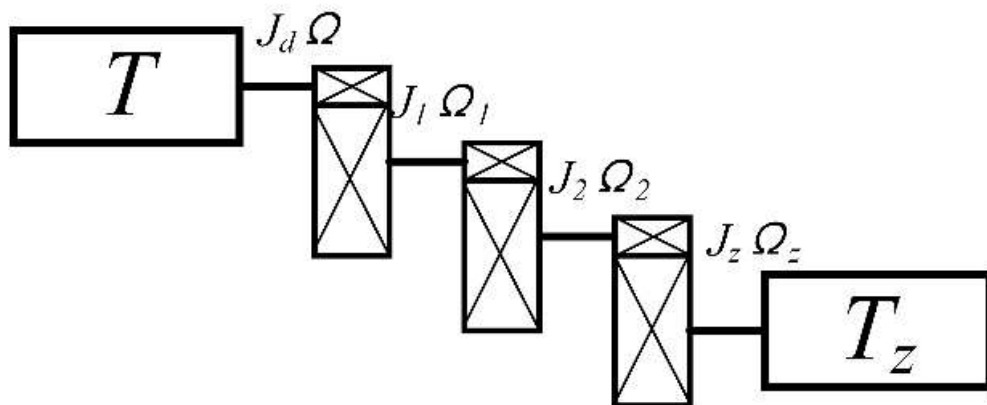
旋转轴不通过物体重心



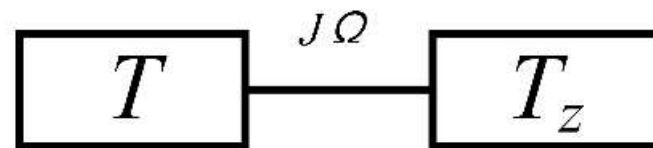
$$J = J' + mL^2$$

□ 转动惯量的计算与折算

实际传动系统的轴通常不止一根，由电动机角速度 Ω 变成符合工作机构需要的角速度 Ω_z 。



(a) 多轴传动图



(b) 等效折算图

$$\frac{1}{2} J \Omega^2 = \frac{1}{2} J_d \Omega^2 + \frac{1}{2} J_1 \Omega_1^2 + \frac{1}{2} J_2 \Omega_2^2 + \cdots + \frac{1}{2} J_z \Omega_z^2$$

$$J = J_d + J_1 / (\Omega / \Omega_1)^2 + J_2 / (\Omega / \Omega_2)^2 + \cdots + J_z / (\Omega / \Omega_z)^2$$

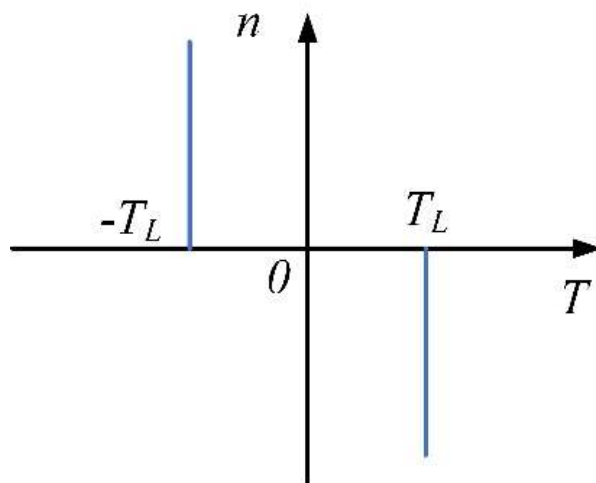
□ 机械特性的定义及分类

机械特性是传动系统的重要特性，它表现为转矩 T 与转速 n 的关系

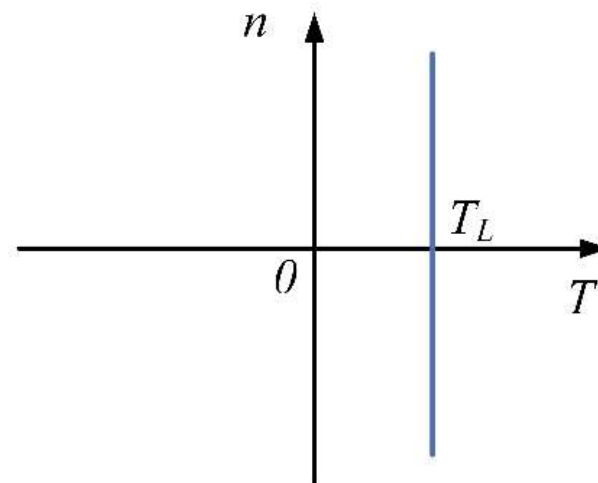
□ 在传动系统中，阻转矩（负载转矩） T_2 与转速 n 的关系 $T_2=f(n)$ 即为生产机械的机械特性

□ 大多数生产机械的机械特性可归纳为三种类型

1、恒转矩机械特性：是指负载转矩 T_2 与转速 n 无关的特性，即当转速变化时，负载转矩 T_2 保持常值。



(a) 反抗性恒转矩



(b) 位能性恒转矩

□ 机械特性的定义及分类

2、通风机负载机械特性：通风机负载的转矩 T_2 与转速 n 大小有关，基本上与转速的二次方成正比，属于通风机机械特性的生产机械有离心式通风机、水泵、油泵等

$$T_2 = Kn^2$$

3、恒功率机械特性：车床在粗加工时，切削量大，切割阻力大，低速运行；精加工时，切削量小，切割力小，往往高速运行，负载转矩基本上与转速成反比

$$T_2 = \frac{K_1}{n} \quad P_2 = T_2 \Omega = T_2 \frac{2\pi n}{60} = \frac{T_2 n}{9.55} = \frac{K_1}{9.55}$$

□ 速度控制系统

如果电力传动系统时速度提出控制要求，例如，能够在一定范围内平滑地调节转速，或者能够在所需的转速上稳态地运行，或者能够根据指令准确地完成加（减）速，起到制动以及正（反）转等运动过程，这就需要构成调速系统。

$$T - T_2 = J \frac{d\Omega}{dt}$$

- 对系统转速的控制实际上是通过控制转矩（ $T - T_2$ ）来实现的；
- 这就意味着，只有能够有效而精确地控制电机转矩，才能构成高性能的调速系统。

□ 位置控制系统

- ◆ 在实际生产中，负载运动的表现不一直都是转速，也可能是电力传动对旋转角位移提出控制要求，就需要构成位置随动系统
- ◆ 位置随动系统又称伺服系统，主要解决位置控制问题，要求系统具有对位置指令准确跟踪的能力

$$\frac{d\theta_{\Omega}}{dt} = \Omega \qquad T - T_2 = \frac{d\theta_{\Omega}^2}{dt}$$

显然，对电动机转子位置的控制也只能通过控制转矩（ $T-T_2$ ）来实现

目录

「01」 电力传动系统

「02」 电机的电磁转矩

「03」 变频器与PWM控制

CONTENT



□ 磁场与磁能

1、仅有线圈A励磁

$$f_A = N_A i_A$$

- 产生磁通 ϕ_{mA} ， ϕ_{mA} 与线圈A交链，同时穿过铁心和气隙，称为励磁磁通
- 产生没有经过主磁路而主要经由铁心外空气磁路闭合的磁场，称之为漏磁通

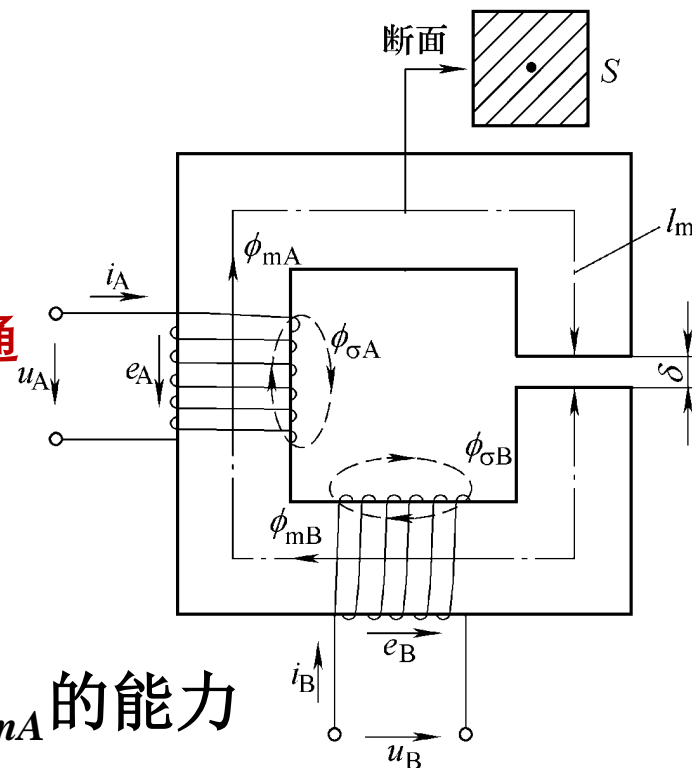
励磁磁链 $\psi_{mA} = L_{mA} i_A$

漏磁链 $\psi_{\sigma A} = L_{\sigma A} i_A$

- L_{mA} 为线圈A的励磁电感，表征了线圈A单位电流产生磁链 ψ_{mA} 的能力
- $L_{\sigma A}$ 为线圈A的漏电感，表征了圈A单位电流产生漏磁链 $\psi_{\sigma A}$ 的能力

线圈A的总磁链

$$\psi_{AA} = \psi_{mA} + \psi_{\sigma A}$$



□ 磁场与磁能

线圈A的总磁链

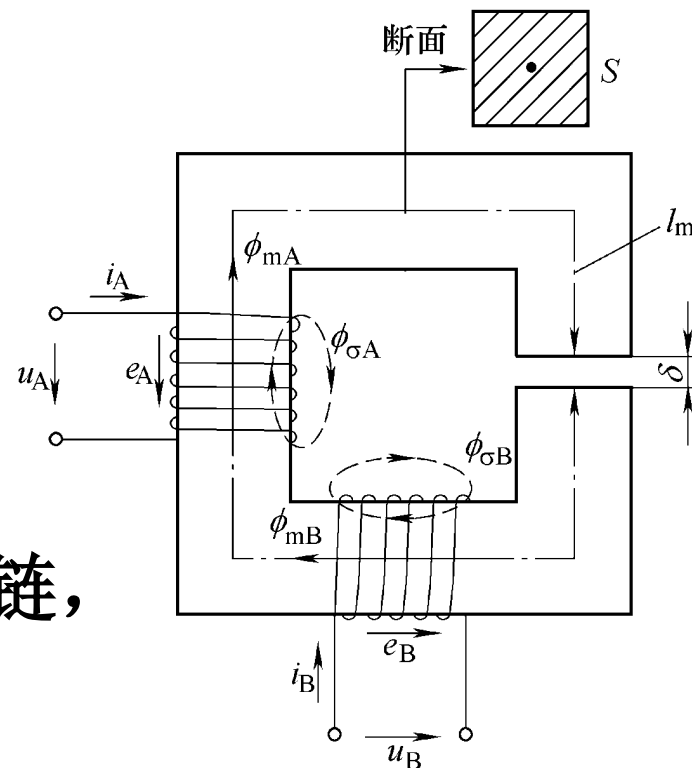
$$\psi_{AA} = \psi_{mA} + \psi_{\sigma A}$$

$$\psi_{AA} = \psi_{mA} + \psi_{\sigma A} = L_{mA} i_A + L_{\sigma A} i_A = L_A i_A$$

★ ψ_{AA} 是线圈A中电流 i_A 产生的磁场链过自身线圈的磁链，称为**自感磁链**

★ $L_A = L_{\sigma A} + L_{mA}$ ，称为**自感**，由漏电感 $L_{\sigma A}$ 和励磁电感 L_{mA} 两部分构成

通过电感就将线圈A产生磁链的能力表现为一个集中参数，电感是非常重要的参数



□ 磁场与磁能

当励磁电流变化时，磁链 ψ_{AA} 将发生变化 $\rightarrow e_{AA} = -\frac{d\psi_{AA}}{dt}$

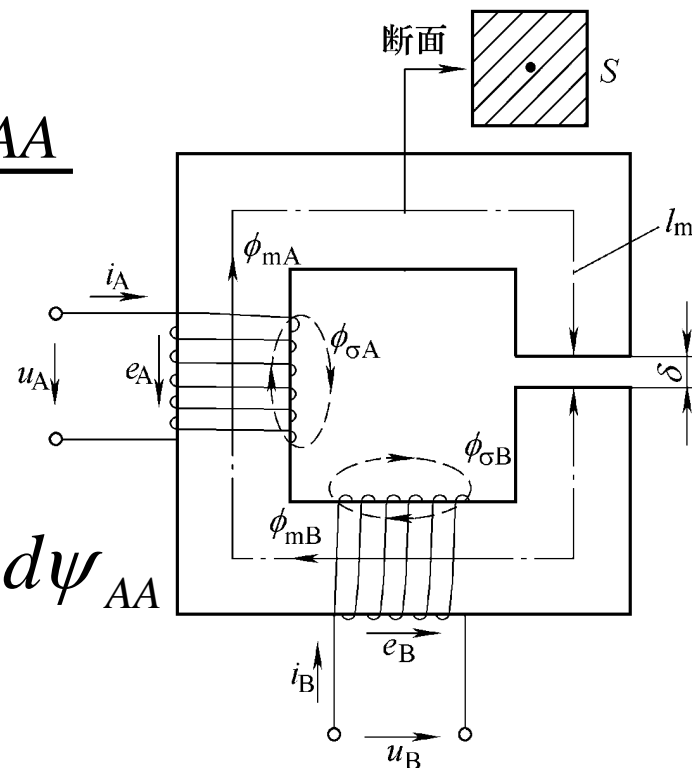
线圈A的电压方程 $\rightarrow u_A = R_A i_A - e_{AA} = R_A i_A + \frac{d\psi_{AA}}{dt}$

在 dt 时间内输入铁心的净电能 $\rightarrow dW_{eAA} = u_A i_A dt - R_A i_A^2 dt = i_A d\psi_{AA}$

如果忽略漏磁场 $\rightarrow dW_{eAA} = i d\psi_{mA}$

根据能量守恒原理，此时由电源输入的净电能将全部变成磁场能的增量

$$dW_m = dW_{eAA} = i d\psi_{mA}$$

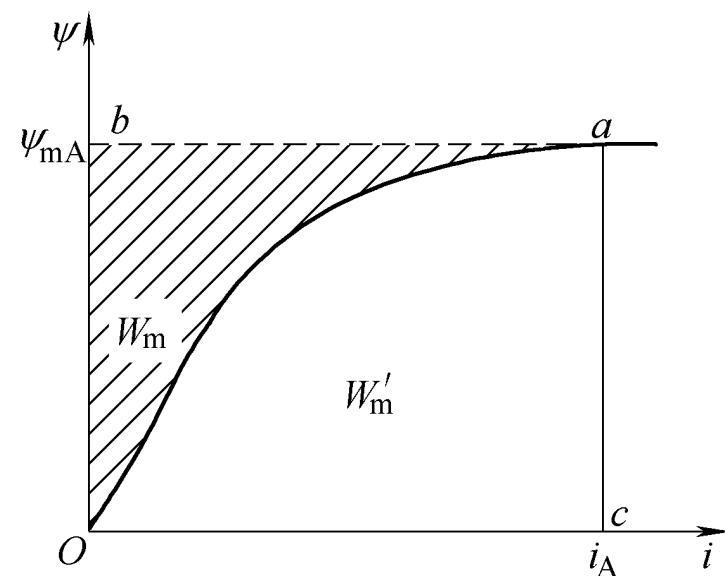


□ 磁场与磁能

$$dW_m = dW_{eAA} = i d\psi_{mA}$$

当线圈A磁链由0增加到 ψ_{mA} ，则磁场能为 $\longrightarrow W_m = \int_0^{\psi_{mA}} i_A d\psi$

若磁路 ψ - i 曲线如图所示，面积 $oabo$ 就代表了磁路储能，将其称为**磁能**



若以电流为自变量，即磁链进行积分 $\longrightarrow W'_m = \int_0^{i_A} \psi_{mA} di$ W'_m 称为**磁共能**

$$W_m + W'_m = i_A \psi_{mA}$$

当磁路为线性磁路，则 ψ - i 为一直线 $\longrightarrow W_m = W'_m = \frac{1}{2} i_A \psi_{mA} = \frac{1}{2} L_{mA} i_A^2$

□ 磁场与磁能

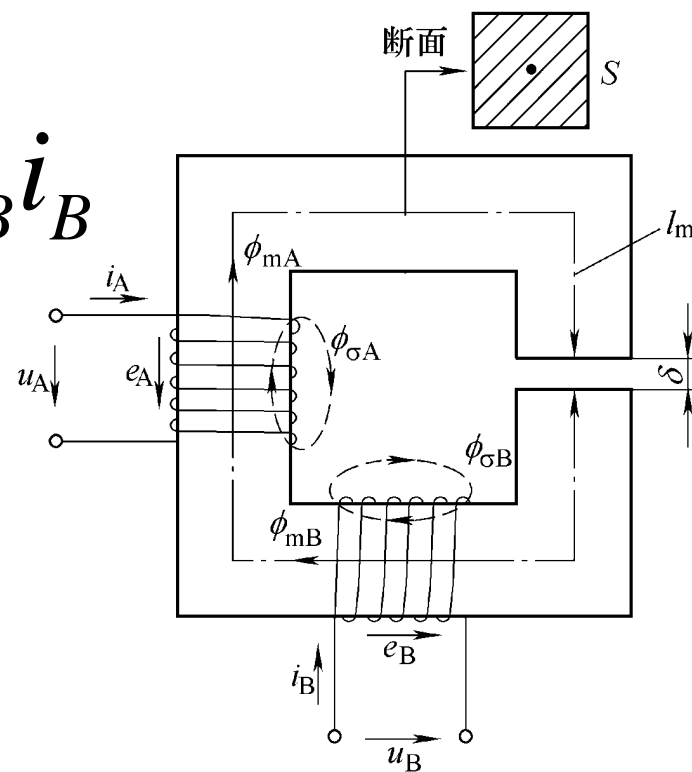
2、线圈A、B同时励磁

$$f_A = N_A i_A \quad f_B = N_B i_B$$

线圈A、B的自感磁链

$$\psi_{AA} = \psi_{mA} + \psi_{\sigma A} = L_{mA} i_A + L_{\sigma A} i_A = L_A i_A$$

$$\psi_{BB} = \psi_{\sigma B} + \psi_{mB} = L_{\sigma B} i_B + L_{mB} i_B = L_B i_B$$



线圈B产生的磁通同时要与线圈A交链，反之亦然。这部分交链磁通称为互感磁通

$$L_{AB} = \frac{\psi_{mAB}}{i_B} = N_A N_B \cdot \Lambda_\delta \quad L_{BA} = \frac{\psi_{mBA}}{i_A} = N_A N_B \Lambda_\delta \quad L_{AB} = L_{BA} = N_A N_B \Lambda_\delta$$

特别地，如果 $N_A = N_B$ ，则有 $L_{mA} = L_{mB} = L_{AB} = L_{BA}$

□ 磁场与磁能

线圈A的全磁链 ψ_A 可表示为

$$\psi_A = L_{\sigma A} i_A + L_{mA} i_A + L_{AB} i_B = L_A i_A + L_{AB} i_B$$

自感
磁链

互感
磁链

线圈B的全磁链 ψ_B 可表示为

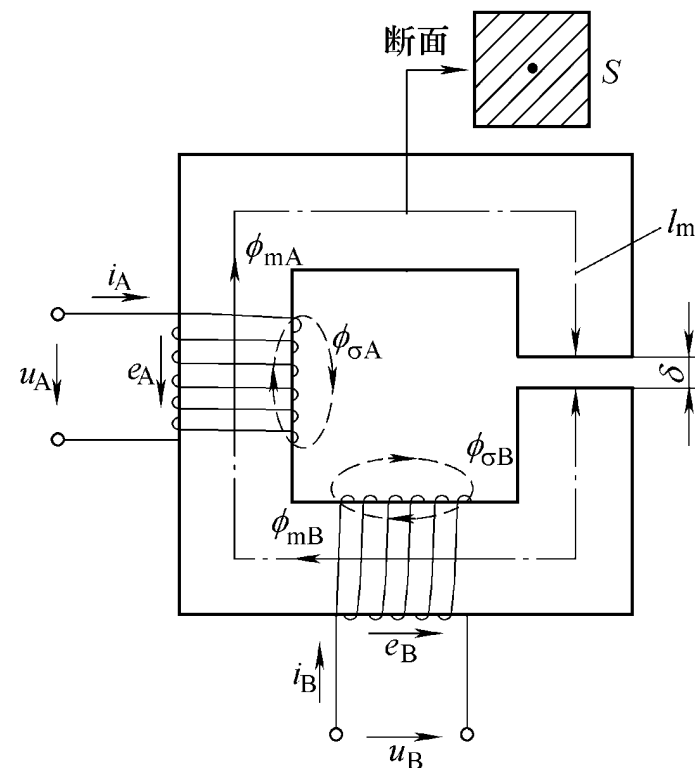
$$\psi_B = L_{\sigma B} i_B + L_{mB} i_B + L_{BA} i_A = L_B i_B + L_{BA} i_A$$

自感
磁链

互感
磁链

线圈A和B上的感应的电动势 e_A 和 e_B 分别为

$$e_A = -\frac{d\psi_A}{dt} \qquad e_B = -\frac{d\psi_B}{dt}$$



□ 磁场与磁能

◆ 在时间 dt 内，由外电源输入线圈A和线圈B的净电能 dW_e 为

$$dW_e = -(e_A i_A + e_B i_B) dt = i_A d\psi_A + i_B d\psi_B$$

◆ 根据能量守恒原理，输入的净电能全部转化为磁场能量的增量

$$dW_m = dW_e = i_A d\psi_A + i_B d\psi_B$$

◆ 当两个线圈磁链由0增加到 ψ_A 和 ψ_B 时，整个电磁装置的磁场能量为

$$W_m(\psi_A, \psi_B) = \int_0^{\psi_A} i_A d\psi + \int_0^{\psi_B} i_B d\psi \quad W'_m(i_A, i_B) = \int_0^{i_A} \psi_A di + \int_0^{i_B} \psi_B di$$

□ 磁场与磁能

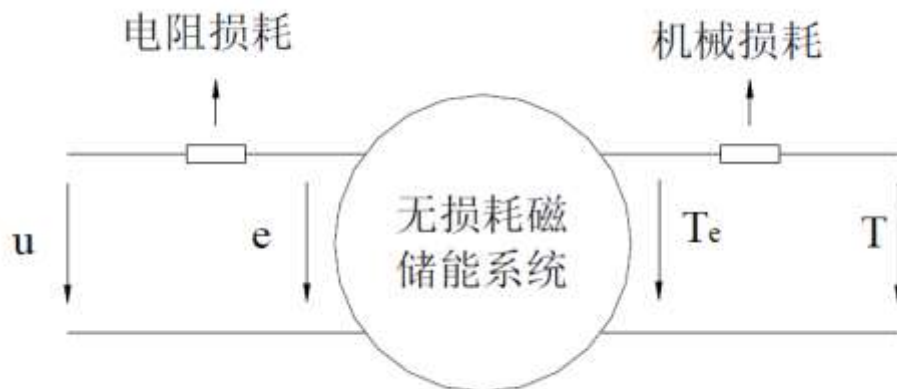
$$W_m + W'_m = \int_0^{\psi_A} i_A d\psi + \int_0^{\psi_A} i_B d\psi + \int_0^{i_A} \psi_A di + \int_0^{i_B} \psi_B di = i_A \psi_A + i_B \psi_B$$

$$W_m = W'_m = \frac{1}{2} (i_A \psi_A + i_B \psi_B) \longrightarrow W_m = W'_m = \frac{1}{2} L_A i_A^2 + L_{AB} i_A i_B + \frac{1}{2} L_B i_B^2$$

- 当装置静止时，只能进行电能和磁能之间的转换，而电能和磁能转换的关键是感应电动势
- 磁场能是机电系统状态变量的函数，即磁场能量的大小完全由系统当时的状态决定，而与系统如何达到这种状态无关
- 磁共能又称磁余能，并没有明确的物理意义，即并不表示实际的能量，但它在数学上方便计算电磁力和电磁转矩

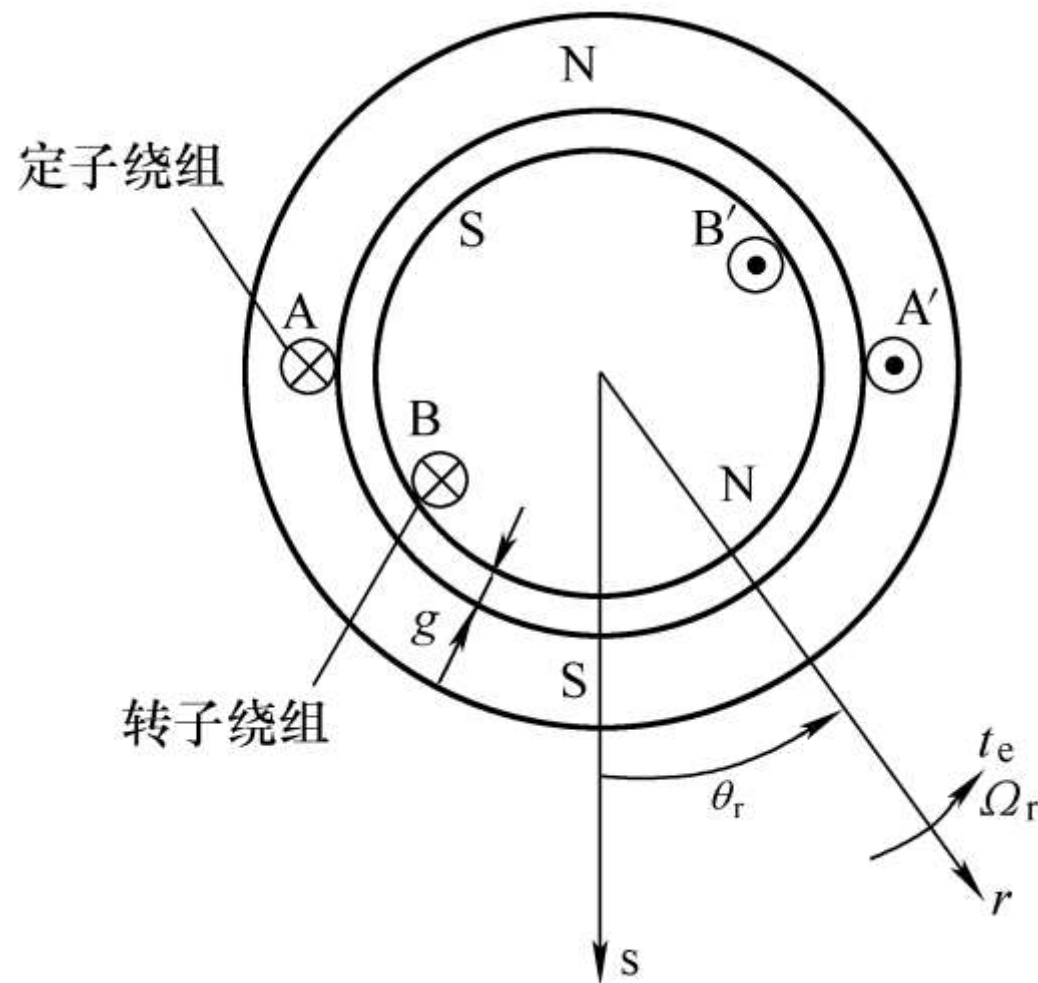
□机电能量转化

- 1、电源输入的电能=磁场储能的增加+内部能量损耗+机械能输出
- 2、内部能量损耗主要包括电阻损耗、铁心损耗和机械损耗三大类
- 3、如果将三类损耗移出，则得到一个无损耗磁储能系统
- 4、电源输入净电能=磁场储能变化+机械能输出



□机电能量转化

- 定转子铁心均由铁磁材料构成；
- 线圈B嵌放在转子槽中，成为转子绕组；
- 线圈A嵌放在定子槽中，成为定子绕组；
- 假设定转子绕组匝数相同， $N_A=N_B$ ；
- s轴和r轴的定义；
- θ_r 为转子位置角；
- 转速和电磁转矩的正方向



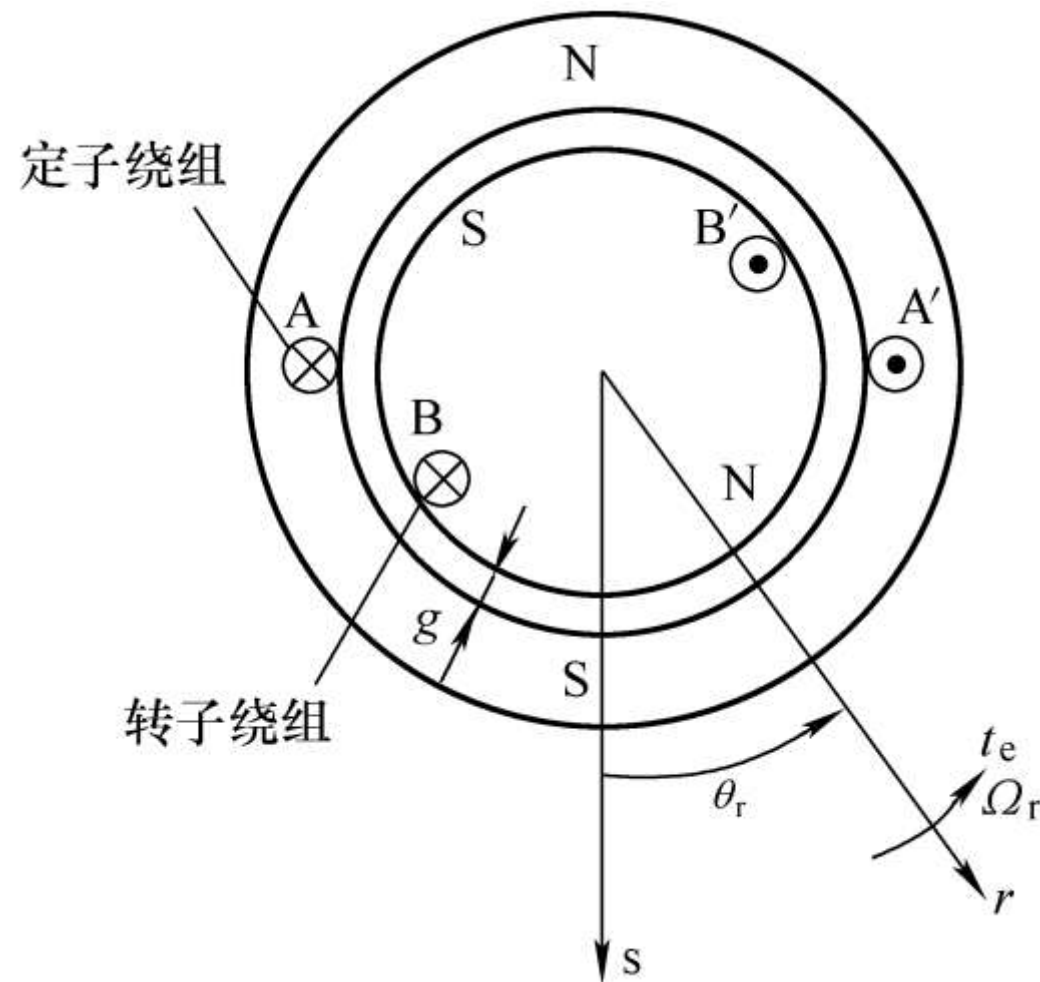
具有定子、转子和气隙的机电装置

□机电能量转化

- 气隙均匀，故转子在旋转时，定、转子绕组励磁电感 L_{mA} 和 L_{mB} 不变，且 $L_{mA}=L_{mB}$
- 但A、B绕组间的互感 L_{AB} 不再是常数，而是转子位置 θ_r 的函数

$$L_{AB}(\theta_r) = L_{BA}(\theta_r) = M_{AB} \cos \theta_r$$

- 当定、转子绕组轴线一致时，A、B绕组处于完全耦合状态，两者互感达到最大值 M_{AB} ，显然， $M_{AB}=L_{mA}=L_{mB}$



具有定子、转子和气隙的机电装置

机电能量转化

装置的磁场能量

$$W_m(\psi_A, \psi_B) = \int_0^{\psi_A} i_A d\psi + \int_0^{\psi_B} i_B d\psi$$

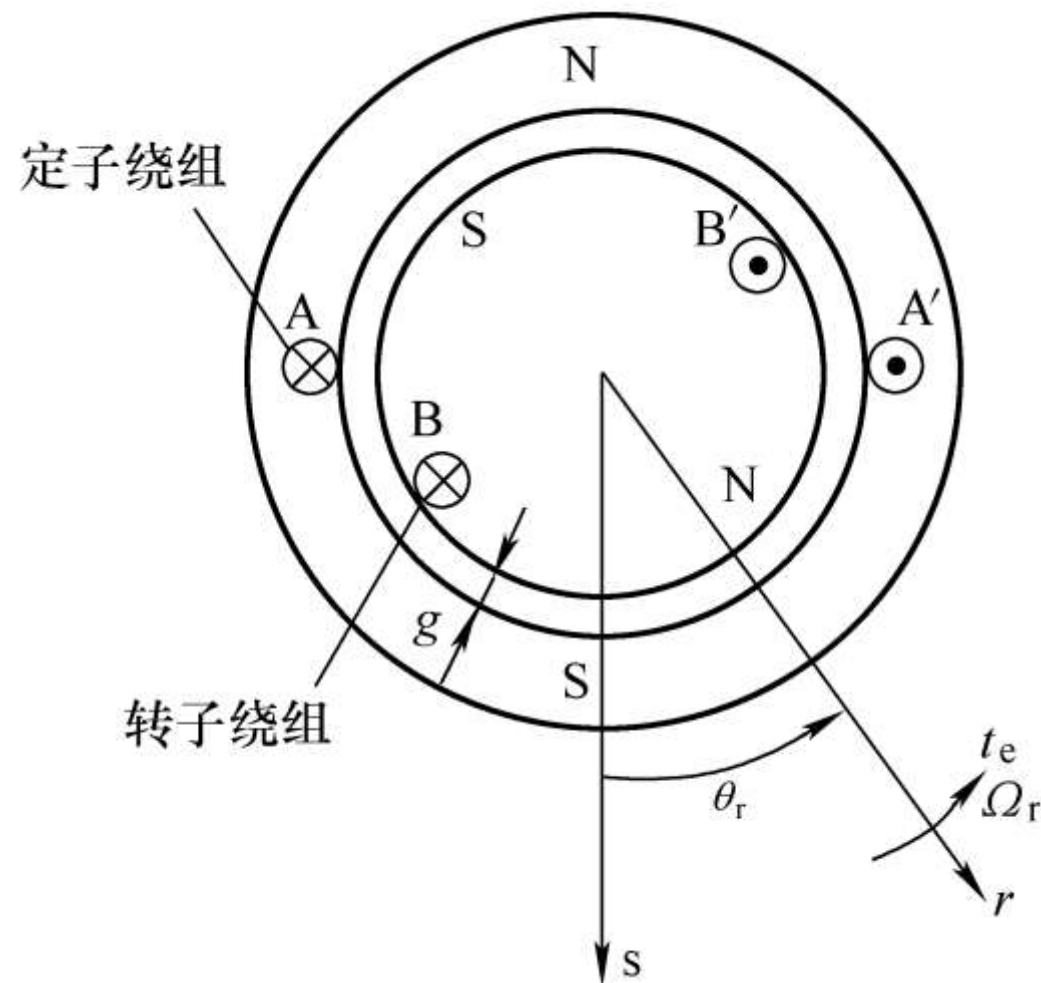
机电装置的磁场能 W_m 是状态变量 ψ_A 和 ψ_B 的函数！

$$\psi_A = L_{\sigma A} i_A + L_{mA} i_A + L_{AB} i_B = L_A i_A + L_{AB} i_B$$

$$\psi_B = L_{\sigma B} i_B + L_{mB} i_B + L_{BA} i_A = L_B i_B + L_{BA} i_A$$

线圈A、B之间的互感还是常数么？

$$L_{AB}(\theta_r) = L_{BA}(\theta_r) = M_{AB} \cos \theta_r$$



具有定子、转子和气隙的机电装置

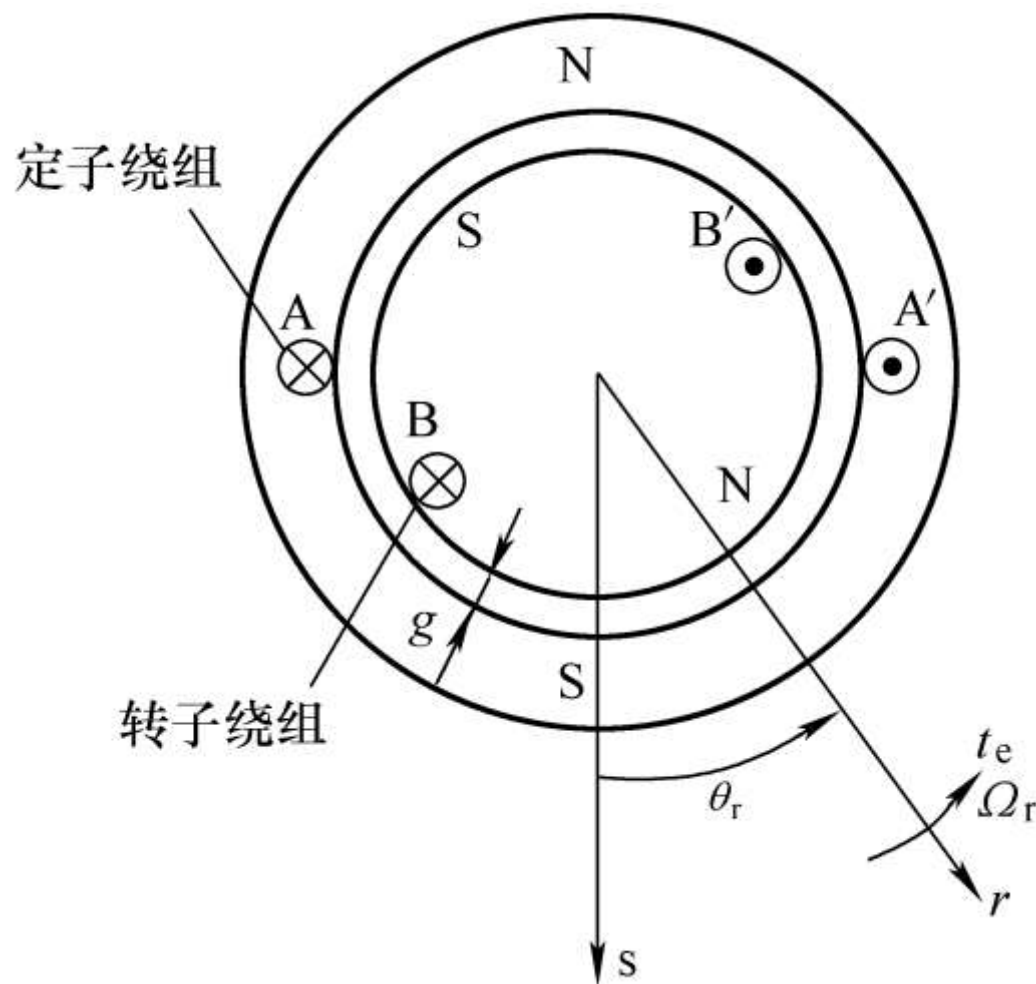
电机能量转化

- 磁能 W_m 不仅是状态变量 ψ_A 和 ψ_B 的函数，同时也是转子角 θ_r 的函数

$$W_m = W_m(\psi_A, \psi_B, \theta_r)$$

- 磁共能 W_m' 不仅仅是状态变量 i_A 和 i_B 的函数，也是转子角 θ_r 的函数

$$W_m' = W_m'(i_A, i_B, \theta_r)$$



具有定子、转子和气隙的机电装置

二、电机的电磁转矩

2.1 电磁能与电磁转矩

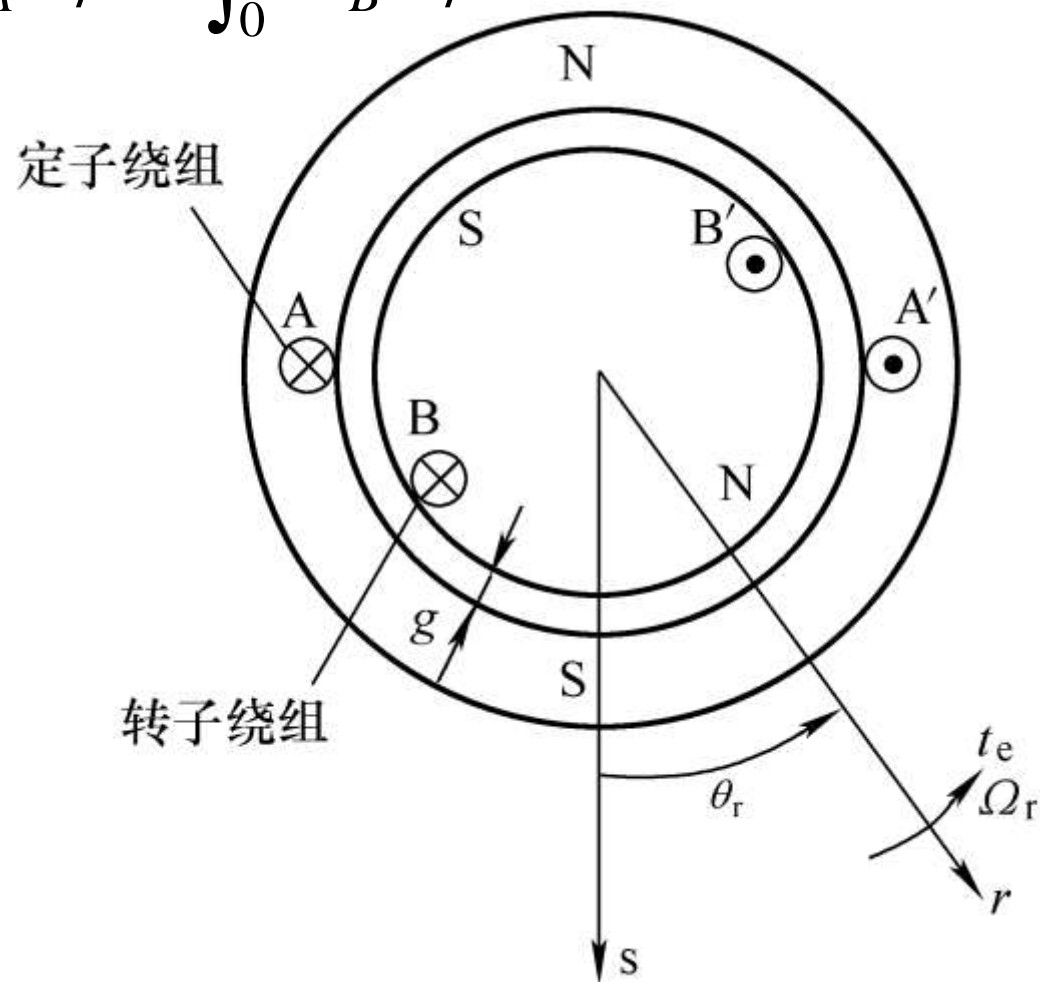


□机电能量转化

$$W_m(\psi_A, \psi_B) = \int_0^{\psi_A} i_A d\psi + \int_0^{\psi_B} i_B d\psi$$

$$\begin{aligned} dW_m &= \frac{\partial W_m}{\partial \psi_A} d\psi_A + \frac{\partial W_m}{\partial \psi_B} d\psi_B + \frac{\partial W_m}{\partial \theta_r} d\theta_r \\ &= i_A d\psi_A + i_B d\psi_B + \frac{\partial W_m}{\partial \theta_r} d\theta_r \quad \text{磁场能全微分} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} dW'_m &= \frac{\partial W'_m}{\partial i_A} di_A + \frac{\partial W'_m}{\partial i_B} di_B + \frac{\partial W'_m}{\partial \theta_r} d\theta_r \\ &= \psi_A di_A + \psi_B di_B + \frac{\partial W'_m}{\partial \theta_r} d\theta_r \quad \text{磁共能全微分} \end{aligned}$$



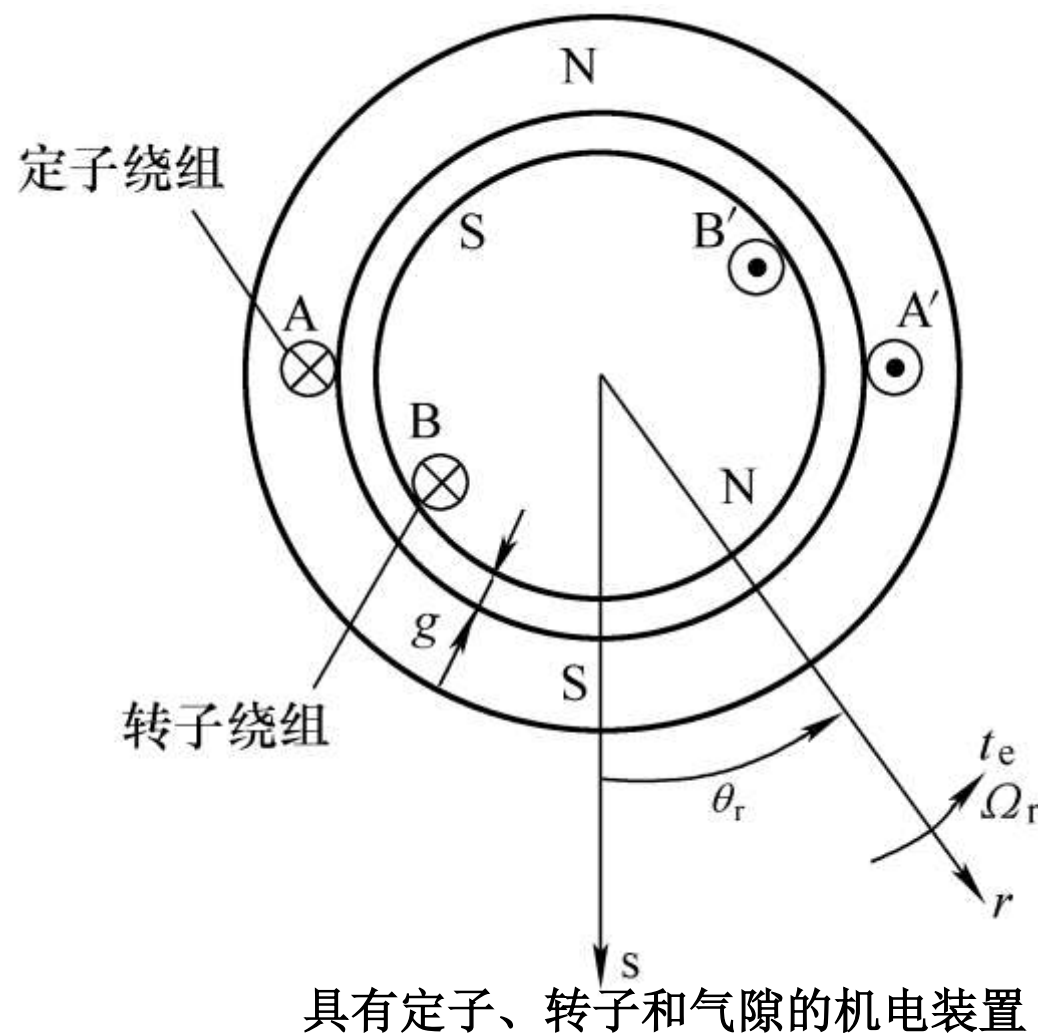
具有定子、转子和气隙的机电装置

机电能量转化

- ✓ 设想在 dt 时间内，转子转过一个微小的角度 $d\theta_r$ （虚位移或实际位移），同时引起了系统磁能的变化，则转子上将受到电磁转矩 t_e 的作用。假设在这一过程中，转子速度不变，电磁转矩为克服机械转矩所做的机械功 dW_{mec} 应有

$$dW_{mec} = t_e d\theta_r$$

机电系统的能量关系 $dW_e = dW_m + dW_{mec} = dW_m + t_e d\theta_r$



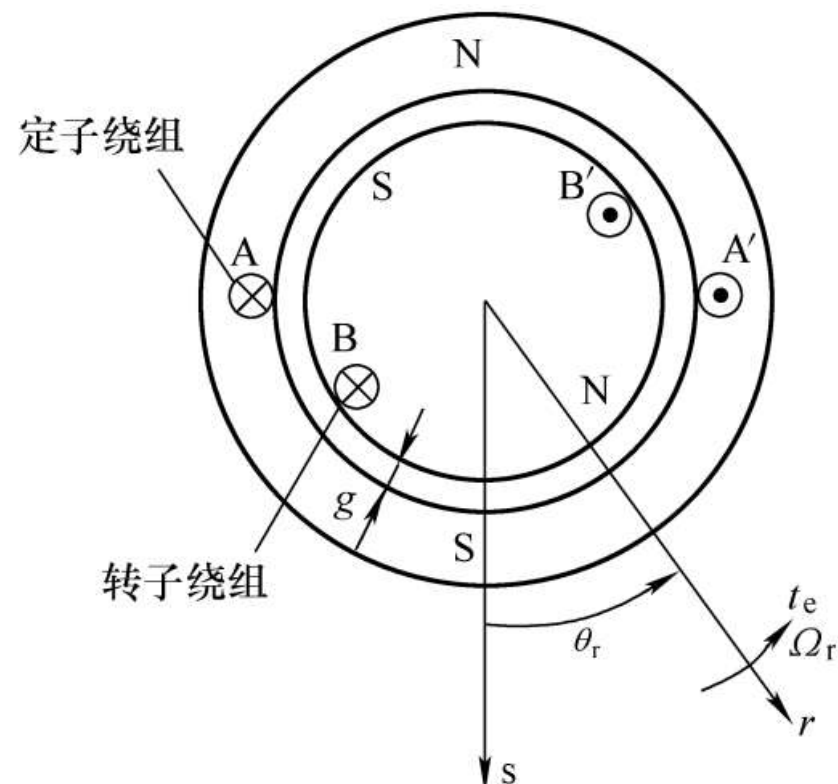
机电能量转化

$$dW_e = dW_m + dW_{mec} = dW_m + t_e d\theta_r$$

$$t_e d\theta_r = dW_e - dW_m$$

$$dW_e = -(e_A i_A + e_B i_B) dt = i_A d\psi_A + i_B d\psi_B$$

$$dW_m = i_A d\psi_A + i_B d\psi_B + \frac{\partial W_m}{\partial \theta_r} d\theta_r$$



具有定子、转子和气隙的机电装置

$$t_e = - \frac{\partial W_m(\psi_A, \psi_B, \theta_r)}{\partial \theta_r}$$

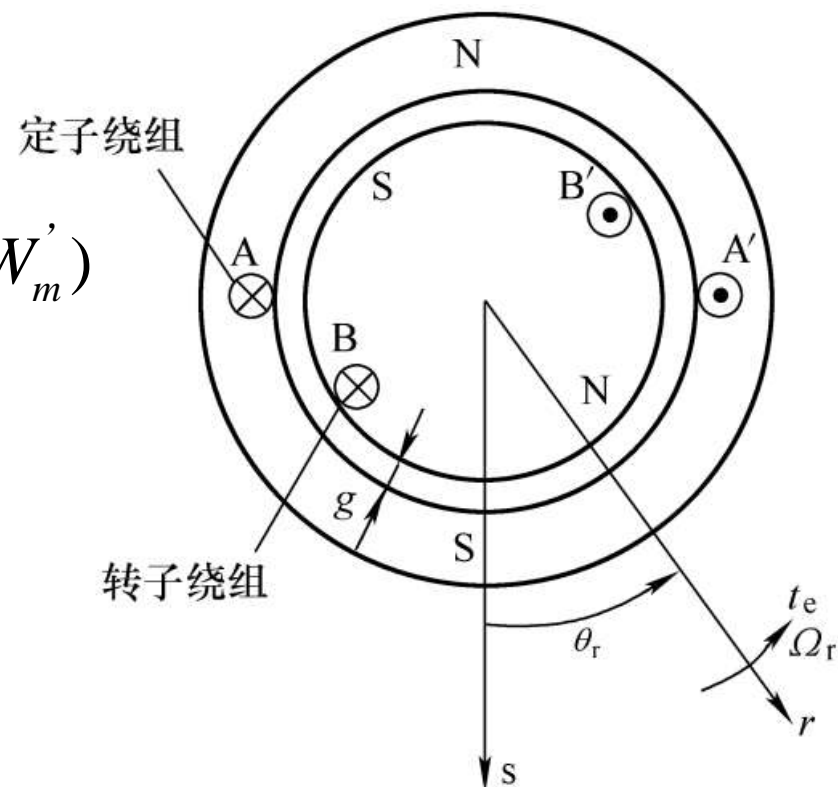
当转子因微小角位移引起系统磁能变化时（将磁链约束为常值），转子上将受到电磁转矩作用，电磁转矩方向在恒磁链下倾使系统磁能减小的方向

机电能量转化

$$\begin{aligned} t_e d\theta_r &= dW_e - d(i_A \psi_A + i_B \psi_B - W'_m) \\ &= (i_A d\psi_A + i_B d\psi_B) - (i_A d\psi_A + i_B d\psi_B + \psi_A di_A + \psi_B di_B - dW'_m) \\ &= -(\psi_A di_A + \psi_B di_B) + dW'_m \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} dW'_m &= \frac{\partial W'_m}{\partial i_A} di_A + \frac{\partial W'_m}{\partial i_B} di_B + \frac{\partial W'_m}{\partial \theta_r} d\theta_r \\ &= \psi_A di_A + \psi_B di_B + \frac{\partial W'_m}{\partial \theta_r} d\theta_r \end{aligned}$$

$$t_e = \frac{\partial W'_m(i_A, i_B, \theta_r)}{\partial \theta_r}$$



具有定子、转子和气隙的机电装置

当转子因微小角度位移引起系统磁共能发生变化时（将电流约束为常值），会受到电磁转矩作用，转矩方向应在恒电流下倾使磁共能增加的方向

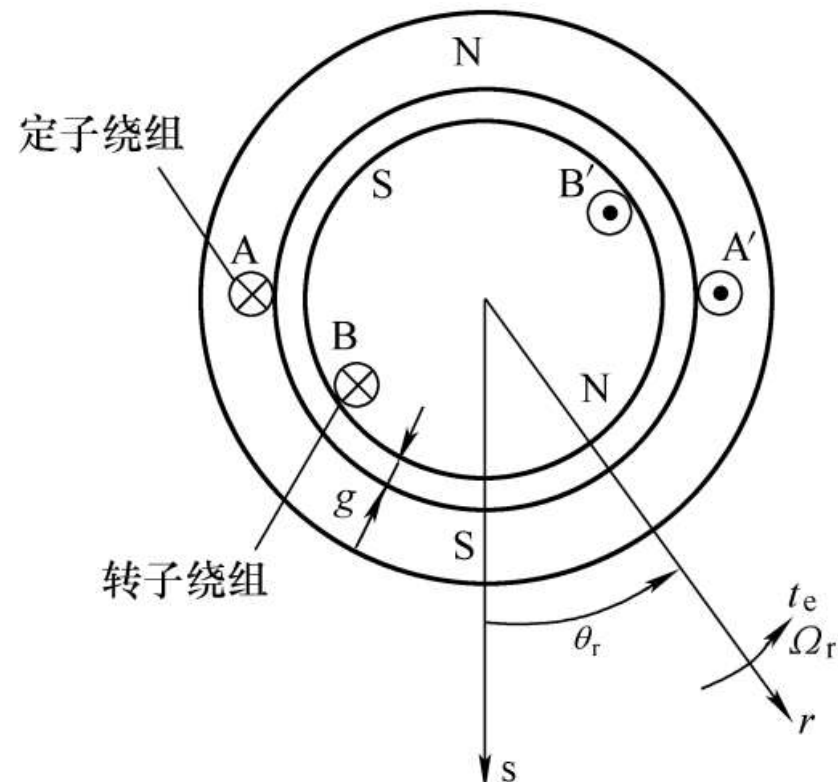
机电能量转化

$$t_e = \frac{\partial W'_m(i_A, i_B, \theta_r)}{\partial \theta_r}$$

$$W_m = W'_m = \frac{1}{2} L_A i_A^2 + L_{AB} i_A i_B + \frac{1}{2} L_B i_B^2$$

$$L_{AB}(\theta_r) = L_{BA}(\theta_r) = M_{AB} \cos \theta_r$$

$$t_e = -i_A i_B M_{AB} \sin \theta_r$$



具有定子、转子和气隙的机电装置

气隙磁场已作为能使电能与机械能相互转换的媒介，成为了两者耦合场

机电能量转化

电能和机械能转换过程中的能量变化情况

$$e_A = -\frac{d}{dt}[L_A i_A + L_{AB}(\theta_r) i_B]$$

$$= -\left[\underbrace{L_A \frac{di_A}{dt}}_{\text{变压器电动势}} + L_{AB}(\theta_r) \frac{di_B}{dt} + \underbrace{i_B \frac{\partial L_{AB}(\theta_r)}{\partial \theta_r}}_{\text{运动电动势}} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \right]$$

$$e_B = -\frac{d}{dt}[L_B i_B + L_{BA}(\theta_r) i_A]$$

$$= -\left[\underbrace{L_B \frac{di_B}{dt}}_{\text{变压器电动势}} + L_{BA}(\theta_r) \frac{di_A}{dt} + \underbrace{i_A \frac{\partial L_{BA}(\theta_r)}{\partial \theta_r}}_{\text{运动电动势}} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \right]$$

在 dt 时间内，电源输入A、B绕组的净电能为

$$dW_e = -(i_A e_A + i_B e_B) dt$$

$$dW_e = \psi_A di_A + \psi_B di_B + 2i_A i_B \frac{\partial L_{AB}(\theta_r)}{\partial \theta_r} d\theta_r$$

在 dt 时间内，由磁场储能转换的机械能为

$$dW_{mec} = t_e d\theta_r = i_A i_B \frac{\partial L_{AB}(\theta_r)}{\partial \theta_r} d\theta_r$$

磁场储能 dW_m 为

$$dW_m = dW_e - dW_{mec} = \psi_A di_A + \psi_B di_B + i_A i_B \frac{\partial L_{AB}(\theta_r)}{\partial \theta_r} d\theta_r$$

机电能量转化

电能和机械能转换过程中的能量变化情况

在 dt 时间内，电源输入A、B绕组的净电能为

$$dW_e = \underbrace{\psi_A di_A + \psi_B di_B}_{\text{通过变压器电动势吸收}} + 2i_A i_B \frac{\partial L_{AB}(\theta_r)}{\partial \theta_r} d\theta_r$$

通过运动电动势吸收

在 dt 时间内，由磁场储能转换的机械能为

$$dW_{mec} = t_e d\theta_r = i_A i_B \frac{\partial L_{AB}(\theta_r)}{\partial \theta_r} d\theta_r$$

磁场储能 dW_m 为

$$dW_m = dW_e - dW_{mec} = \psi_A di_A + \psi_B di_B + i_A i_B \frac{\partial L_{AB}(\theta_r)}{\partial \theta_r} d\theta_r$$

- 时间 dt 内磁场的能量变化，是由绕组A和B中变压器的电动势从电源所吸收的全部电能加之运动电动势从电源吸收电能的1/2所提供；
- 由运动电动势吸收的另外1/2电能则成为转换功率，这部分功率由电能转换为机械功率；
- 产生感应电动势是耦合磁场从电源吸收电能的必要条件；
- 产生运动电动势是通过耦合场实现机电能量转换的关键；
- 运动电动势和电磁转矩构成了一对机电耦合项，是机电能量转换的核心。

□电磁转矩的生成

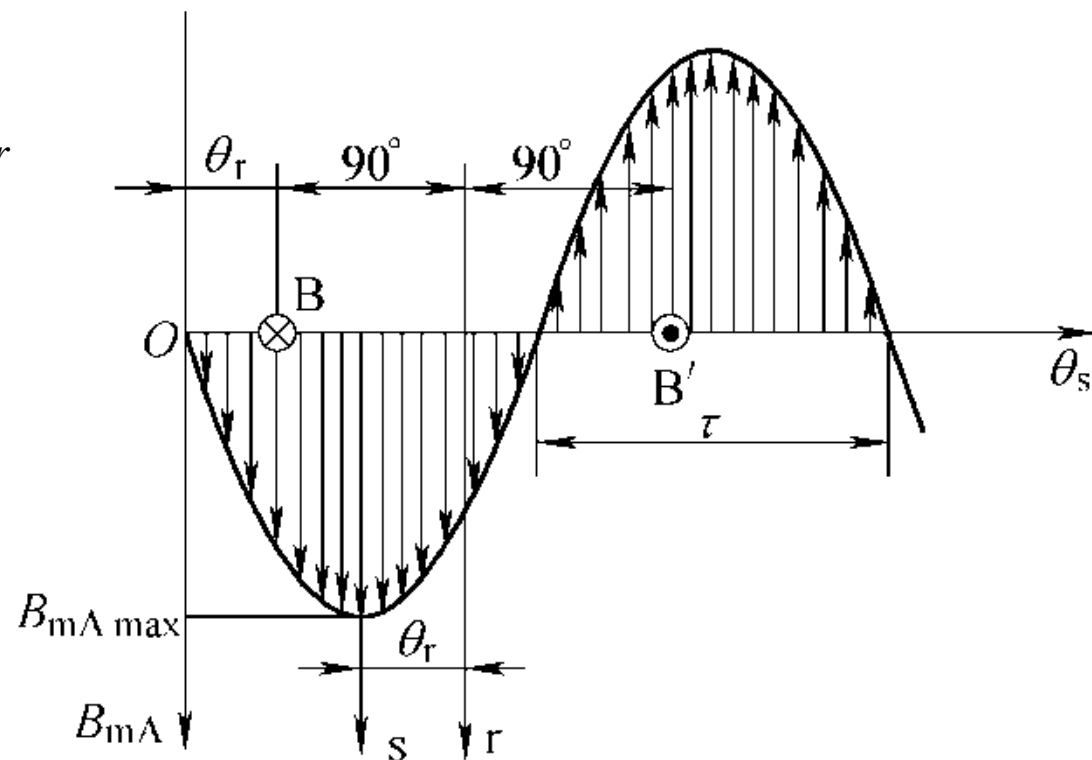
上节的分析是通过磁场能和能量守恒的角度分析电磁转矩的生成，本小节通过“**电磁力**”的观点，讨论电磁转矩生成的实质

根据“ Bli ”观点，可得 $f_{eB} = N_B i_B l_r B_{mA \max} \sin \theta_r$

$$f_{eB} = \frac{1}{D_r} i_A i_B M_{AB} \sin \theta_r$$

$$f_{eB'} = \frac{1}{D_r} i_A i_B M_{AB} \sin \theta_r$$

$$t_e = \frac{D_r}{2} (f_{eB} + f_{eB'}) = i_A i_B M_{AB} \sin \theta_r$$



采用“**磁场**”观点或者采用“ B/i ”观点计算的电磁转矩结果相同

□电磁转矩的生成

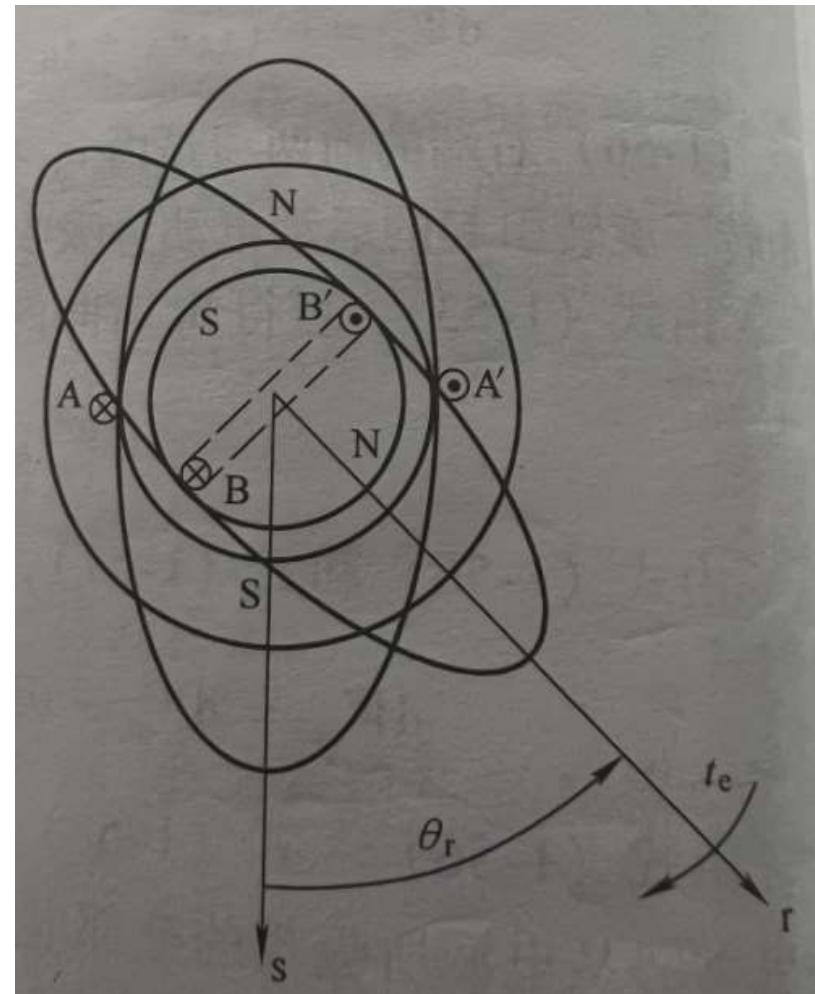
$$t_e = \frac{D_r}{2} (f_{eB} + f_{eB'}) = i_A i_B M_{AB} \sin \theta_r$$

$$t_e = \frac{1}{L_m} (L_m i_A)(L_m i_B) \sin \theta_r = \frac{1}{L_m} \psi_{mA} \psi_{mB} \sin \theta_r$$

电磁转矩又可以看成是定、转子正弦分布径向励磁磁场相互作用的结果

$$t_e = \psi_{mA} i_B \sin \theta_r$$

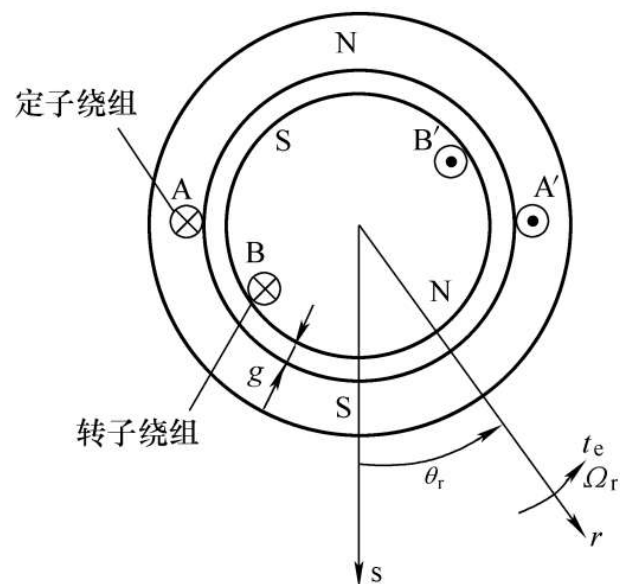
在形式上反映了载流体在磁场中受到电磁力作用的物理本质



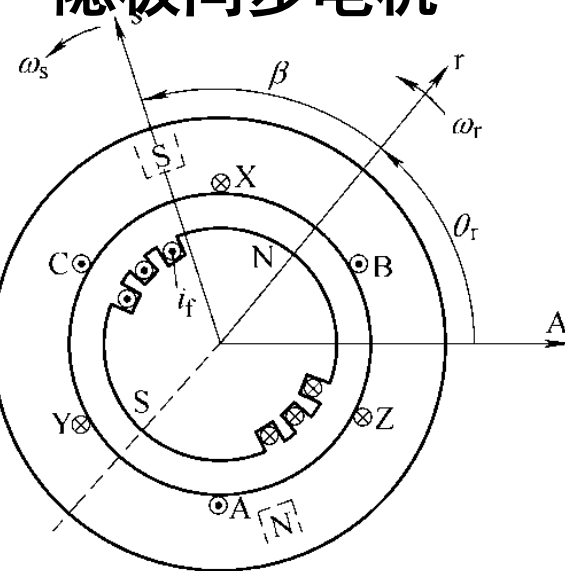
□电磁转矩的生成

下面讨论磁阻转矩的生成

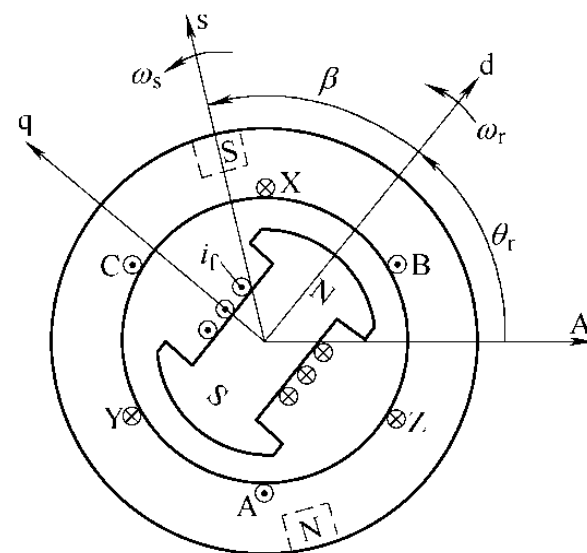
气隙均匀的机电装换装置



隐极同步电机



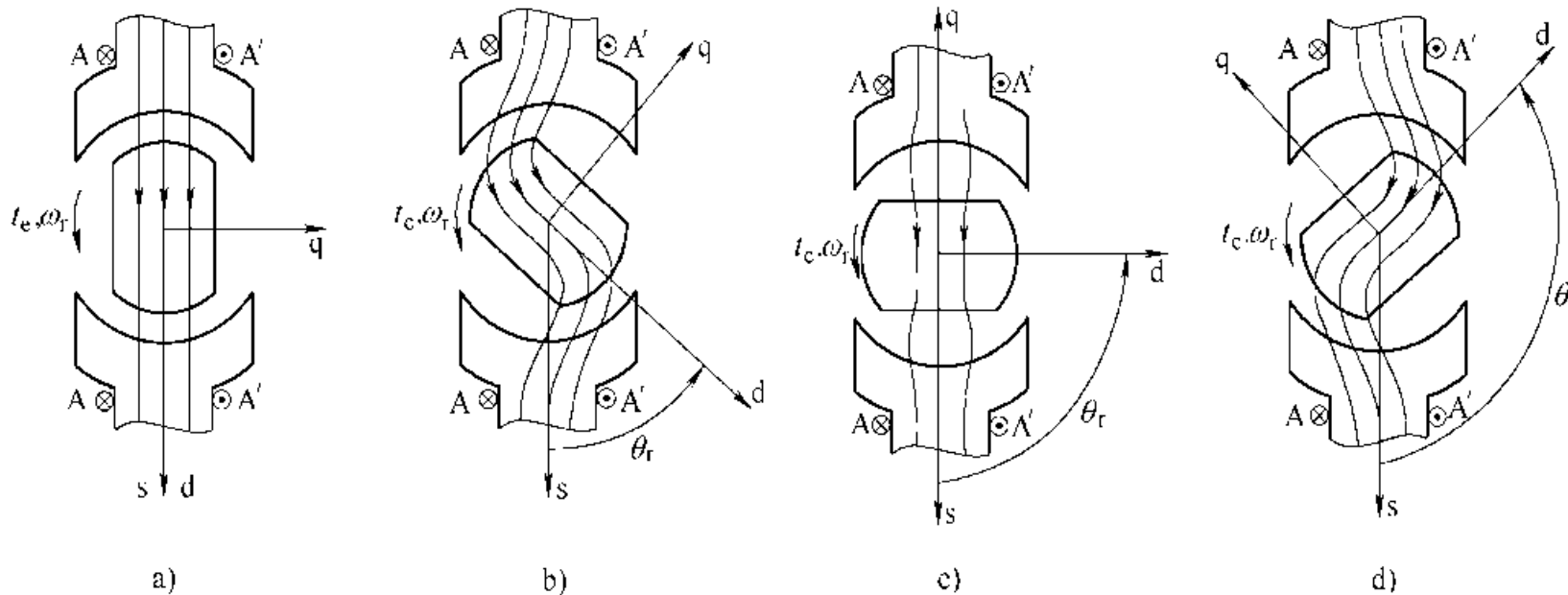
凸极同步电机



- 磁动势全部降在气隙磁阻上
- 磁场能量全部储存在气隙中
- 气隙均匀，故转子在旋转时，定、转子绕组励磁电感 L_{mA} 和 L_{mB} 不变

□ 电磁转矩的生成

下面讨论磁阻转矩的生成

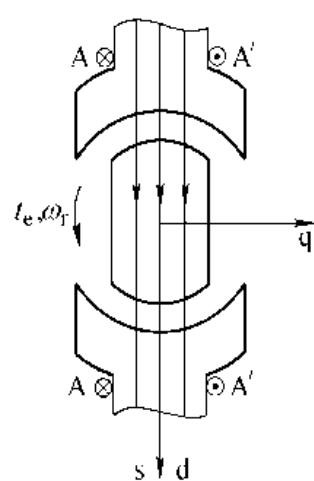


- 转子铁心上没有安装绕组，气隙磁场仅由定子绕组产生
- 转子为凸极式结构，此时电机的气隙不再均匀
- 当转子旋转时，气隙磁导会发生周期性变化，定子绕组自感也随之变化

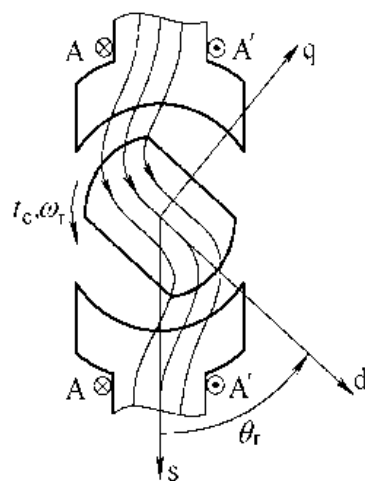
□ 电磁转矩的生成

□ $\theta_r=0^\circ$ 时，如图1-11 (a) 所示，转子凸极轴线 d 与定子绕组轴线 s 重合，此时气隙磁导最大，将此位置的定子绕组自感定义为直轴电感 L_d

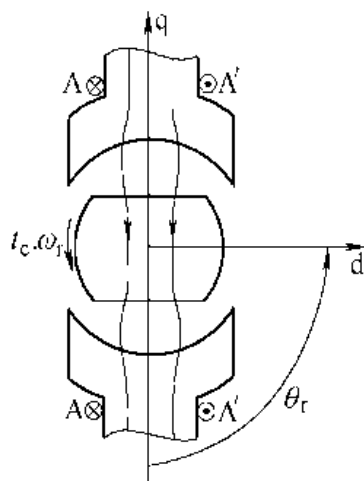
□ 当 $\theta_r=90^\circ$ 时，如图1-11 (c) 所示转子交轴 q 与定子绕组轴线 s 重合，此时气隙磁导最小，将此位置的定子绕组自感定义为直轴电感 L_q



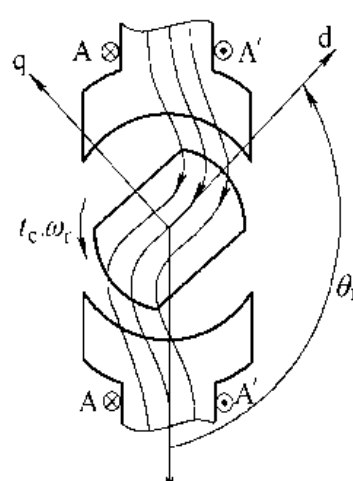
a)



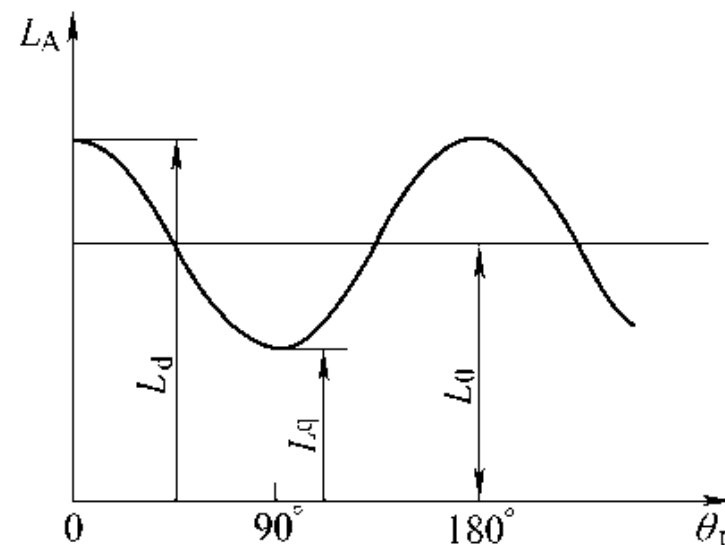
b)



c)



d)



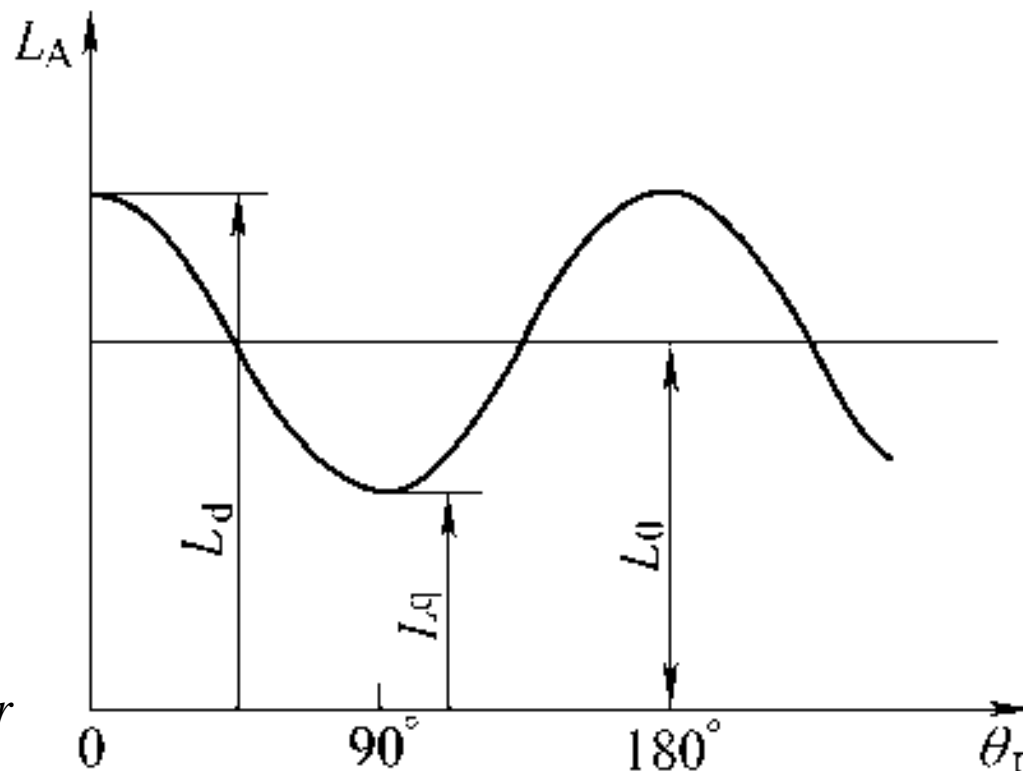
□ 电磁转矩的生成

$$L_A(\theta_r) = L_0 + \Delta L \cos 2\theta_r$$

$$L_0 = \frac{1}{2}(L_d + L_q) \quad \Delta L = \frac{1}{2}(L_d - L_q)$$

$$W_m = W'_m = \frac{1}{2} L_A(\theta_r) i_A^2$$

$$t_e = -\Delta L i_A^2 \sin 2\theta_r = -\frac{1}{2}(L_d - L_q) i_A^2 \sin 2\theta_r$$



□ 电磁转矩方向应倾使磁共能增大的方向；

□ 电磁转矩是由于转子运动使气隙磁导发生变化引起的，将由此产生的电磁转矩称为磁阻转矩；

□ 将由转子励磁产生的电磁转矩称为励磁转矩。

□电磁转矩的生成

定子励磁

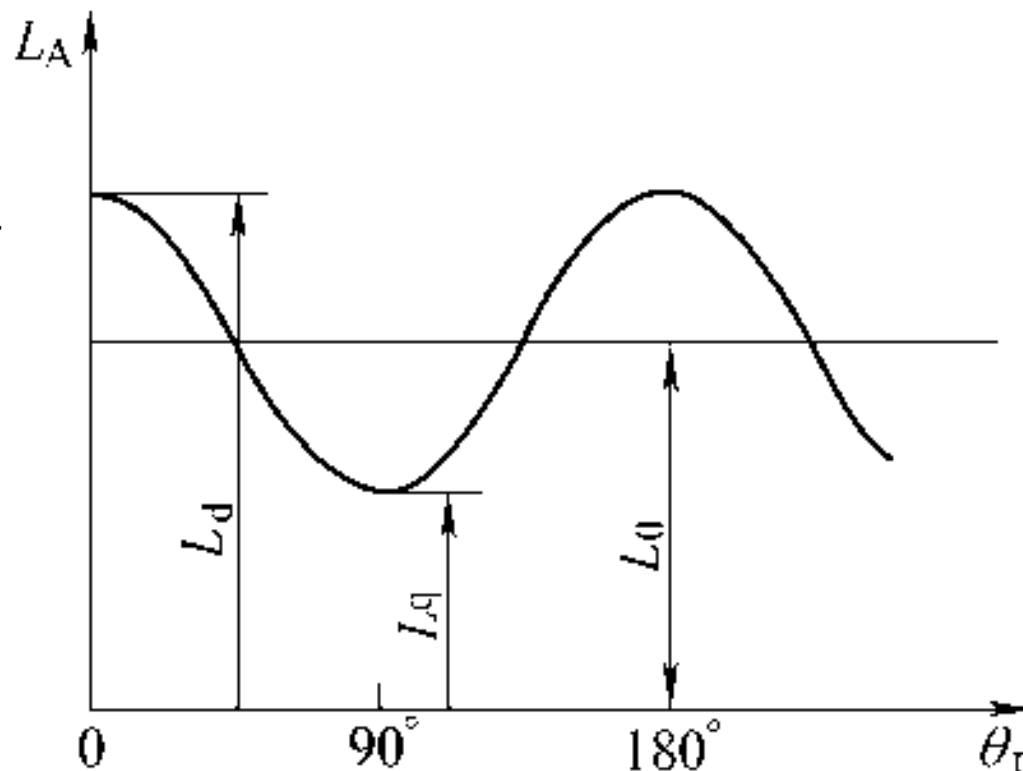
$$t_e = -\Delta L i_A^2 \sin 2\theta_r = -\frac{1}{2}(L_d - L_q)i_A^2 \sin 2\theta_r$$

隐极同步电机

$$t_e = -i_s i_f M_{sf} \sin \beta = -i_s i_f L_m \sin \beta$$

凸极同步电机

$$t_e = i_s i_f L_m \sin \beta + \frac{1}{2}(L_d - L_q)i_s^2 \sin 2\beta$$



□容量一定的情况下，凸极电机能够输出更大的转矩。磁阻转矩的存在能够大幅提升电机的出力矩能力，甚至有的电机为了放大这个分量，把电机的凸极率加大，放大磁阻转矩的大小，更为过分的是只保留这个磁阻转矩，舍弃励磁转矩，最后就成为了久负盛名的开关磁阻电机

内 容 小 结

1、绕组的励磁磁链、漏磁链、互感磁链、全磁链？

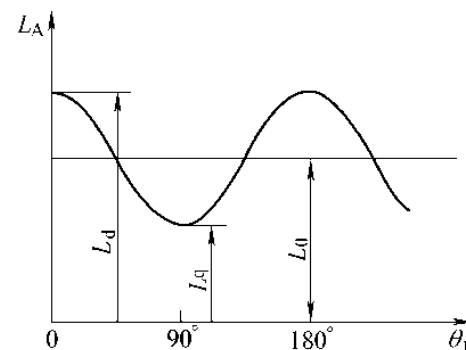
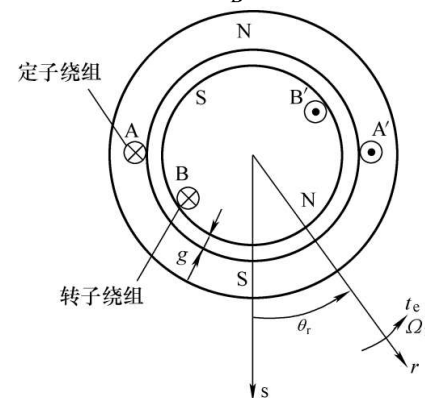
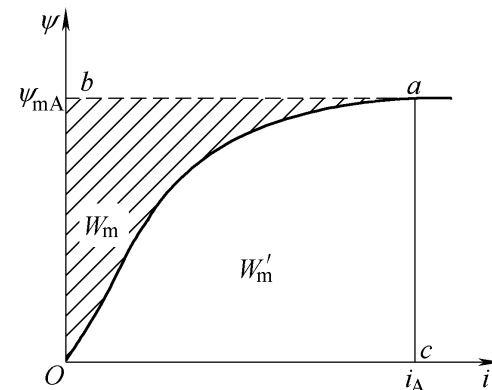
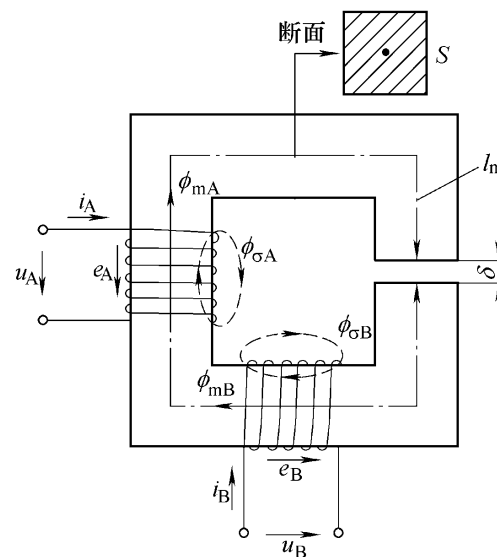
2、绕组的励磁电感、漏电感、互感？

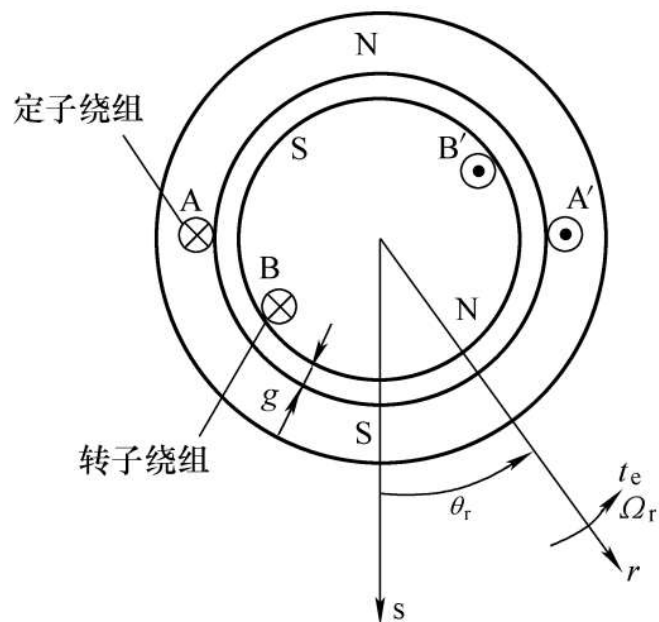
3、磁场能和磁共能？

4、机电能量转换规律及能量平衡？

5、电磁转矩产生的本质？

6、磁阻转矩产生的机理？



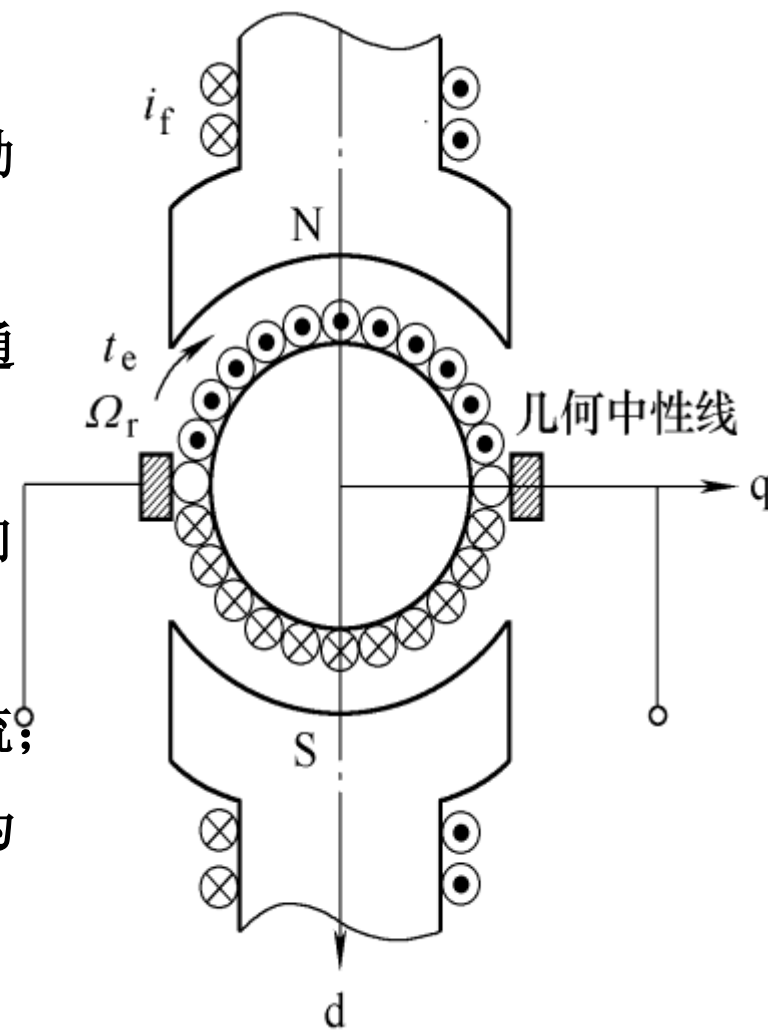


$$t_e = -i_A i_B M_{AB} \sin \theta_r$$

- 上图所示的机电装置，在机电能量转换原理上具有一般性，所以由此得到的结论同样适用于直流电机、同步电机和异步电机
- 若保持 i_A 、 i_B 大小、方向不变，转子转过一周，产生的平均电磁转矩为零，因此该装置还不能称之为“电机”
- 电机产生稳定电磁转矩的必要条件是：**定转子磁场要相对静止，即为 θ_r 恒定值**

□ 直流电机结构

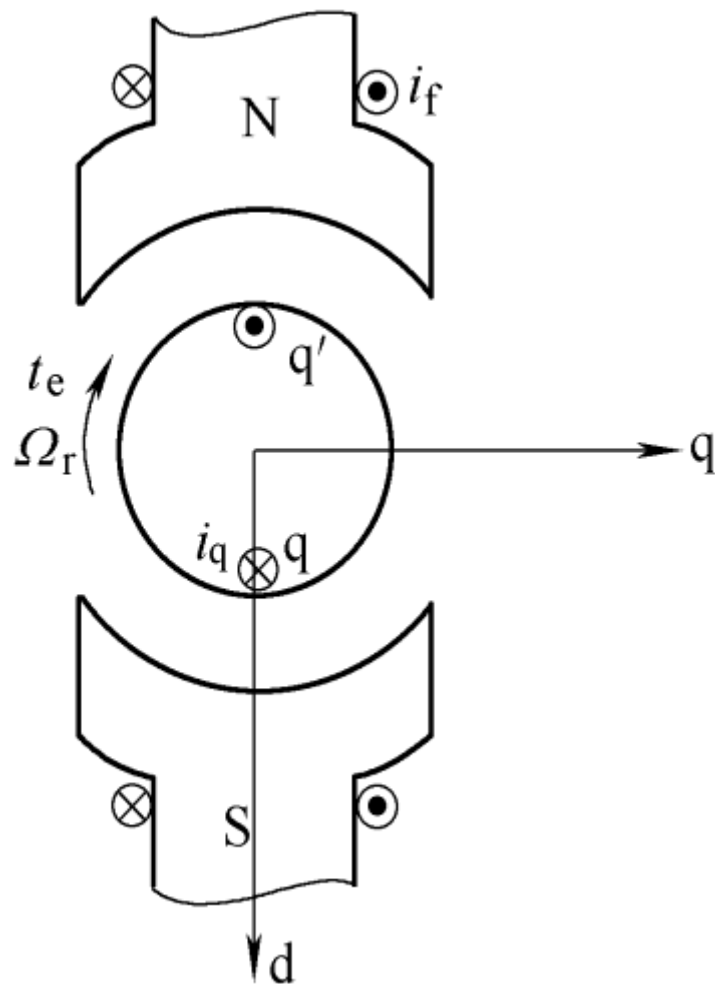
- 绕组A为励磁绕组，励磁电路 i_f 为直流，励磁绕组在气隙中产生的径向励磁磁场为正弦分布（或取其基波），形成主极N和S极；
- 将B绕组分解成多个线圈且均匀分布在转子槽中，构成了电枢绕组，通过电刷和换向器与直流电源相连；
- 由于电刷和换向器的作用，使运动于N极下各线圈边的电流方向始终向外，而运动于S极下的各线圈边的电流方向始终向内
- 单个线圈中的电流为交流，处于N极和S极下两个支路中的电流却是直流；
- 将主磁极基波磁场轴线定义为d轴（直轴），将d轴反时针旋转 90° 定义为q轴（交轴）
- 当电刷放在几何中性线上时，电线绕组产生的基波磁场轴线与q轴一致



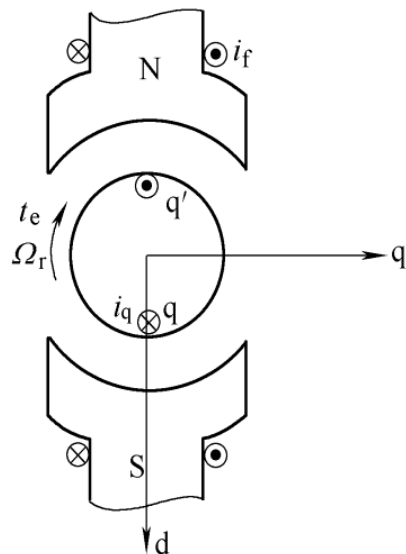
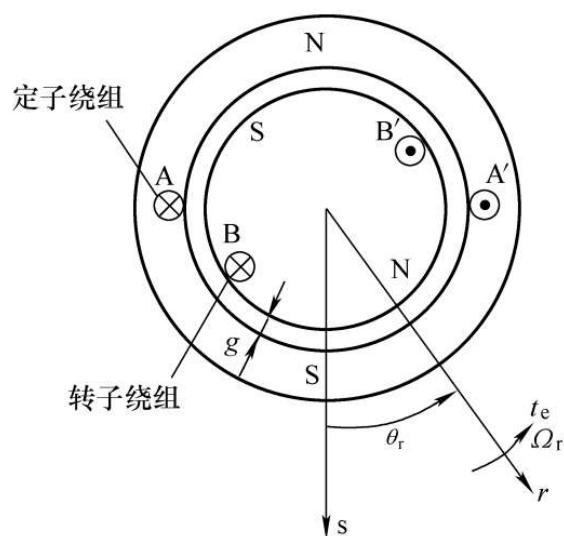
直流电机结构示意图

□换向器绕组

- 直流电动机的电枢绕组又称为换向器绕组
- 电枢绕组是旋转的，但产生的基波磁场轴线在空间上却是固定的
- 将向器绕组等效为一个单线圈，其轴线与换向器绕组轴线一致，产生的径向分布磁场与换向器绕组产生的相同，叫做q轴线圈
- q轴磁场在空间是固定的，当q轴磁场变化时会在电枢绕组中感生变压器电动势；同时它又在旋转，在d轴励磁磁场的作用下，还产生运动电动势，q轴线圈为能表示出换向器绕组这种运动电动势特性，它应该也是旋转的
- 这种实际旋转而在空间产生的磁场却静止的线圈具有伪静止特性，称之为伪静止线圈



□电磁转矩



□ 定子绕组A已经改造为定子励磁绕组，且

有 $N_f = N_A$

□ 转子绕组B改造为换向器绕组后，可将其

等效为伪静止线圈q，其中电流为 i_q ，且有

$N_q = N_B$

□ 定、转子绕组产生的磁场不再是旋转，而

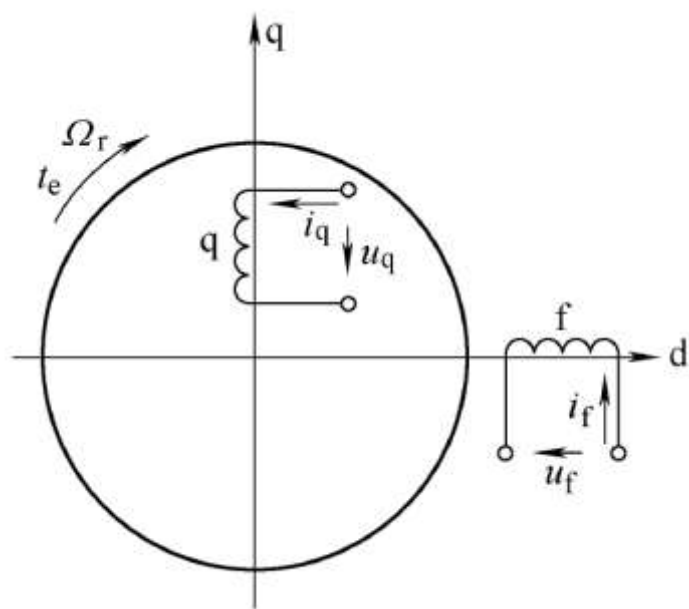
且两者轴线在空间上相差 90° 电角度，

(θ_r 恒为 90°)

$$t_e = -i_A i_B M_{AB} \sin \theta_r$$

$$t_e = i_A i_B M_{AB} \sin \theta_r = i_f i_q L_{mf} \quad t_e = \psi_f i_q$$

□物理模型



□ d 轴为励磁绕组轴线，q 轴为换向器绕组轴线，正向电流 i_f 产生的主磁极磁场和正向电流 i_q 所产生的电枢磁场分别与 d 轴和 q 轴方向一致。

□ q 轴线圈为“伪静止”线圈，它产生的磁场轴线固定在 q 轴上；同时，q 轴线圈又是旋转的，会在 d 轴励磁磁场作用下产生运动电动势。

□ 转子绕组 B 改造为换向器绕组后，可将其等效为伪静止线圈 q，其中电流为 i_q ，且有 $N_q = N_B$

□ 定、转子绕组产生的磁场不再是旋转，而且两者轴线在空间上相差 90° 电角度，（ θ_r 恒为 90° ）

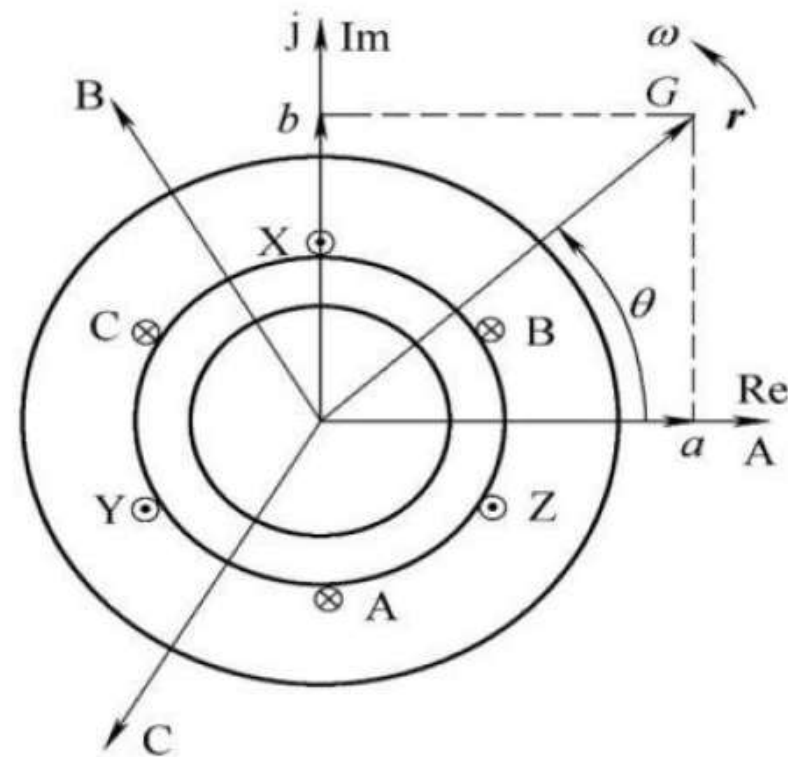
□ 三相隐极同步电机结构

□ 定子绕组为三相对称绕组A-X、B-Y、C-Z，通入三相对称电流，产生的基波合成磁场为圆形旋转磁场，以同步速旋转，其轴线为s；

□ 产生的基波合成磁场为圆形旋转磁场，其转速为同步转速 n_1 。

$$n_1 = \frac{60f}{p}$$

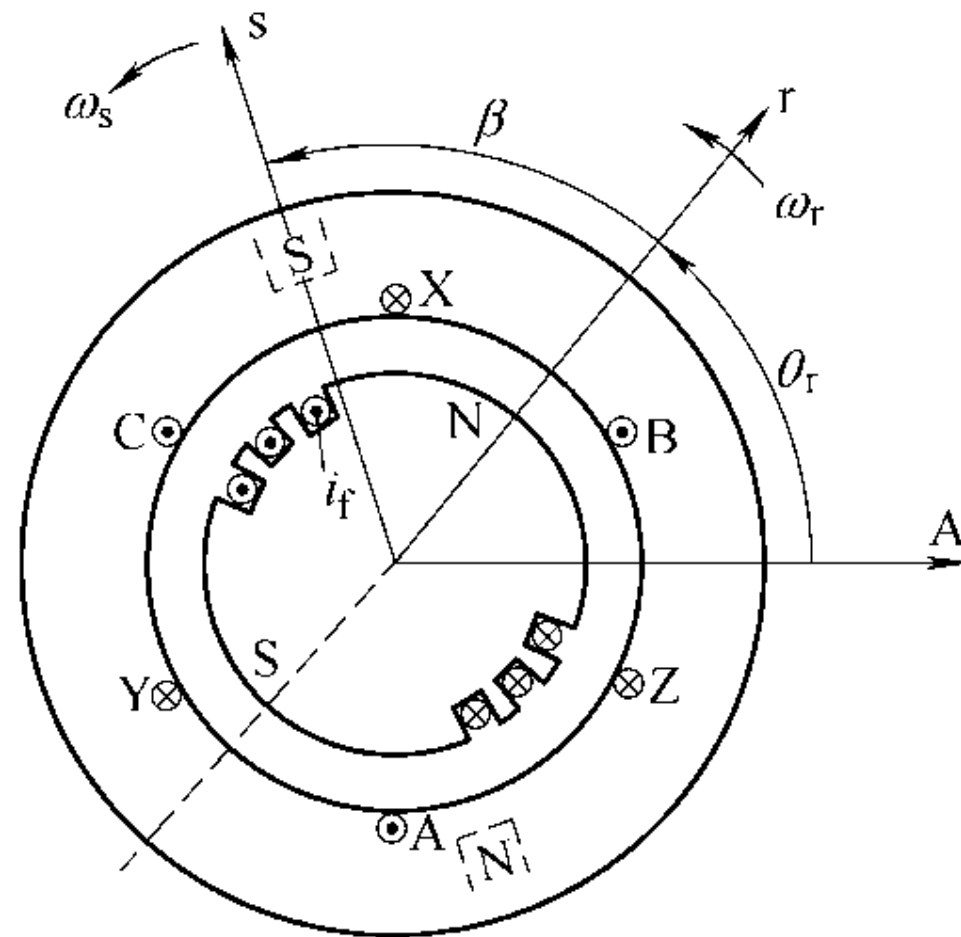
□ f 为电流频率， P 为电机极对数。



三相隐极同步电动机结构

□ 三相隐极同步电机结构

- 转子绕组为分布绕组，通入直流电流励磁，产生恒定磁场，随转子一起以同步速旋转，其轴线为 r ；
- 两个磁场轴线间的电角度为 β ，保持恒定；
- 电磁转矩是定、转子磁场相互作用的结果，其大小和方向取决于这两个磁场的幅值和磁场轴线相对位置；
- 同步电机可以产生恒定的电磁转矩



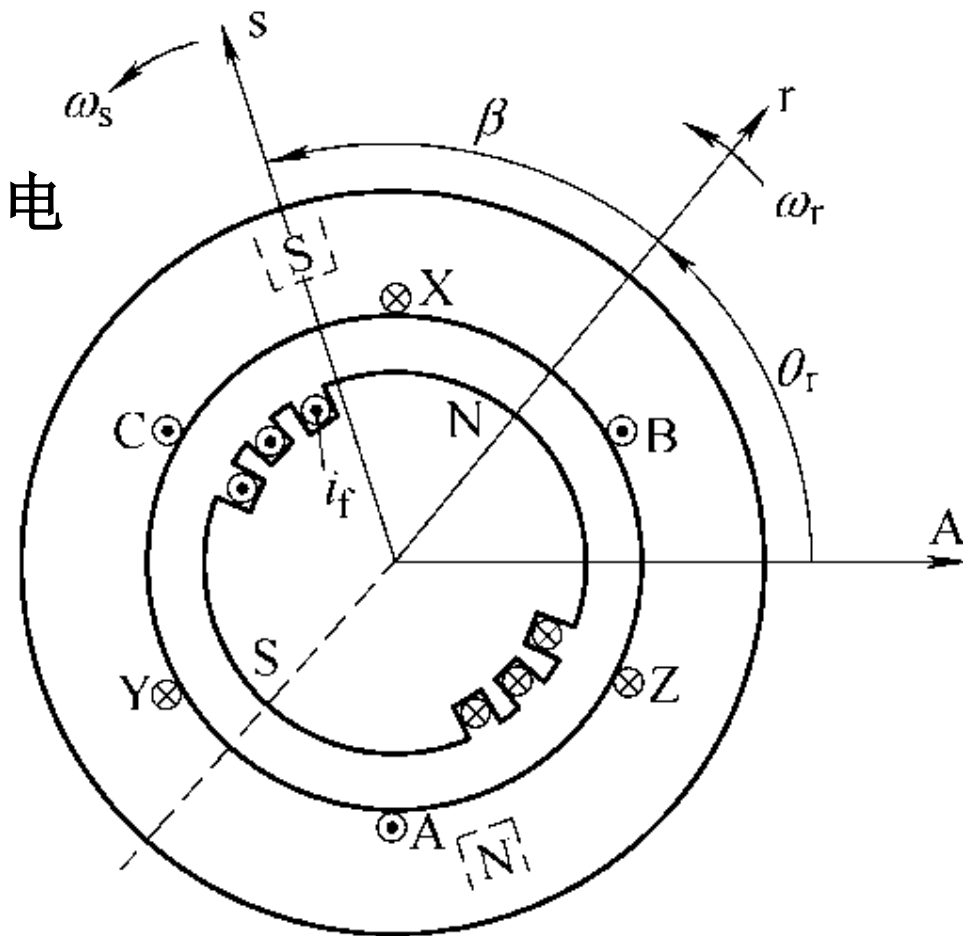
三相隐极同步电动机结构

□ 三相隐极同步电机结构

□ 两个旋转磁场的相对位置保持不变，就会产生恒定的电磁转矩，所以将这种结构的电机称为同步电机。

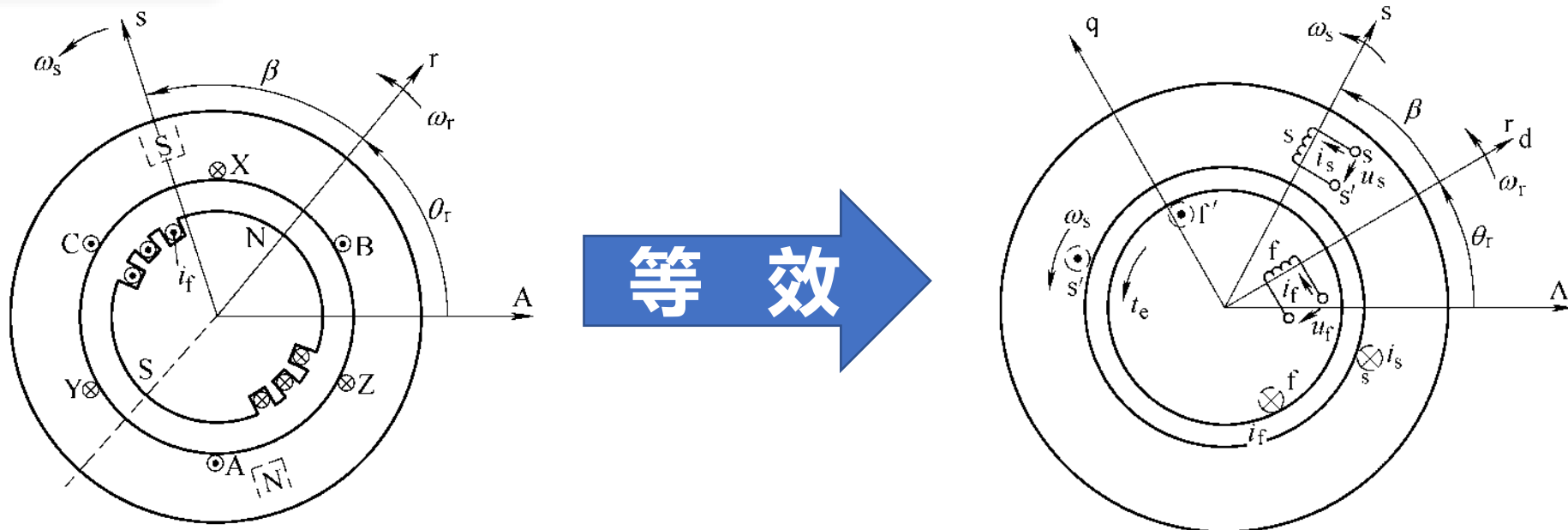
$$t_e = -i_A i_B M_{AB} \sin \theta_r$$

$$t_e = \frac{1}{L_m} (L_m i_A)(L_m i_B) \sin \theta_r = \frac{1}{L_m} \psi_{mA} \psi_{mB} \sin \theta_r$$



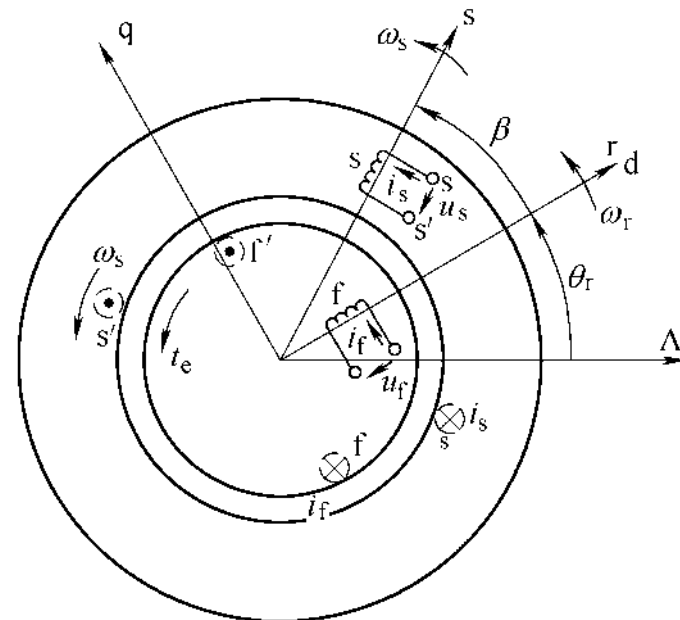
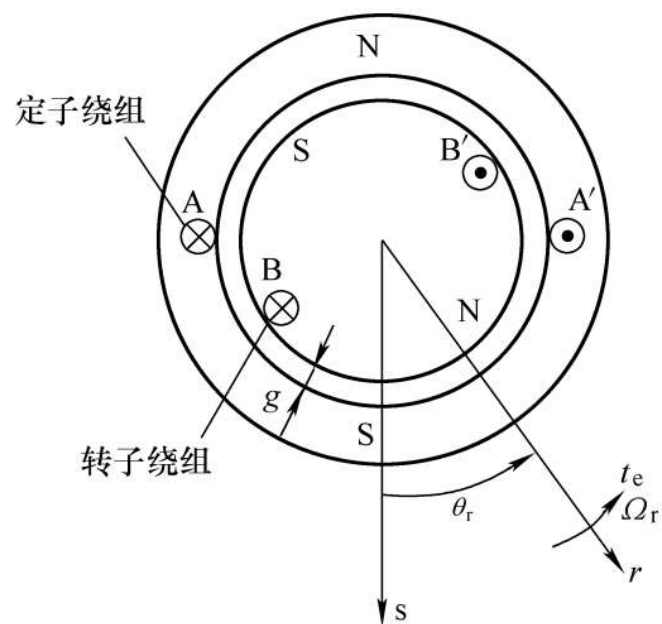
三相隐极同步电动机结构

□ 等效模型



- 在s轴上安置一个单轴线圈s，与s轴一道旋转，通入正向电流 i_s 后，产生的正弦分布径向磁场即为定子旋转磁场，单轴线圈s代替实际的三轴线圈ABC；
- 转子上分布的励磁绕组等效为集中励磁绕组f，通入励磁电流 i_f 后能够产生与原分布绕组相同的正弦分布径向励磁磁场；
- 两磁场轴线的空间相角为 β 。

□ 电磁转矩

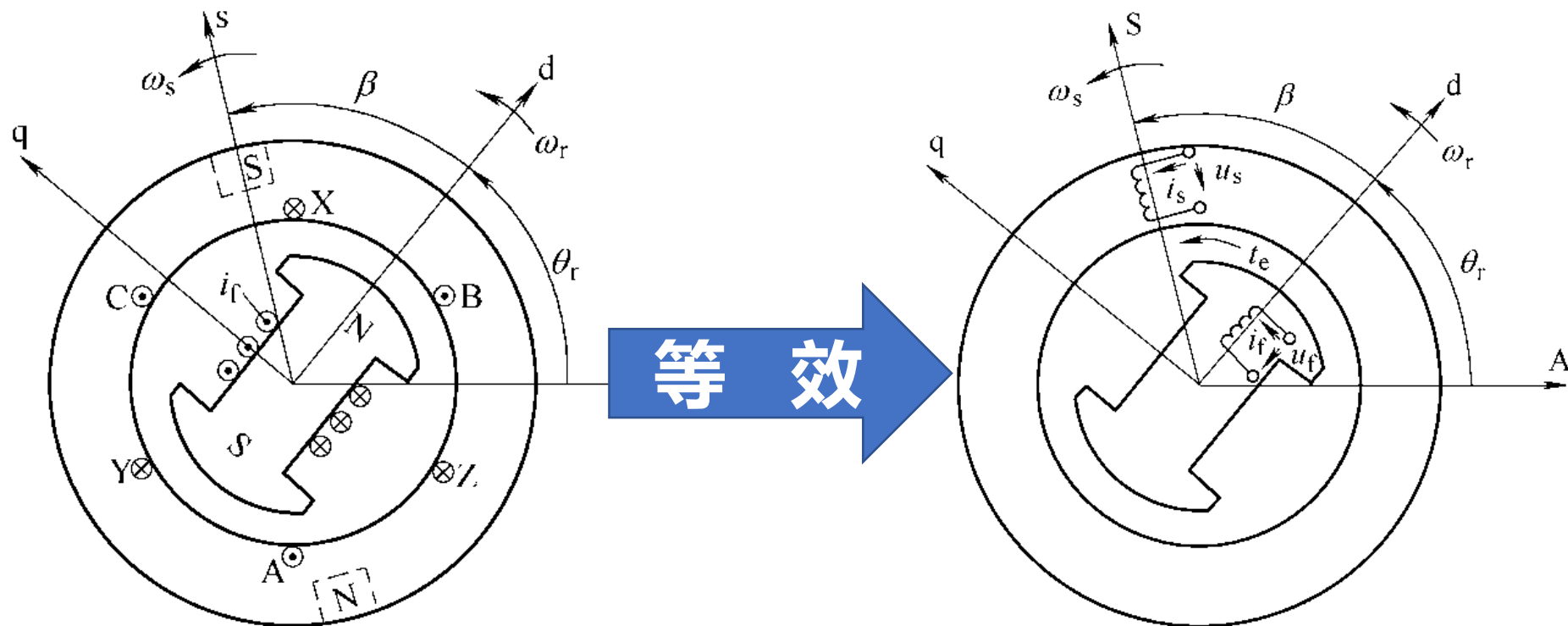


$$t_e = -i_A i_B M_{AB} \sin \theta_r$$

$$t_e = -i_s i_f M_{sf} \sin \beta = -i_s i_f L_m \sin \beta$$

$$M_{sf} = L_{mf} = L_{ms} = L_m$$

□ 凸极同步电动机电磁转矩

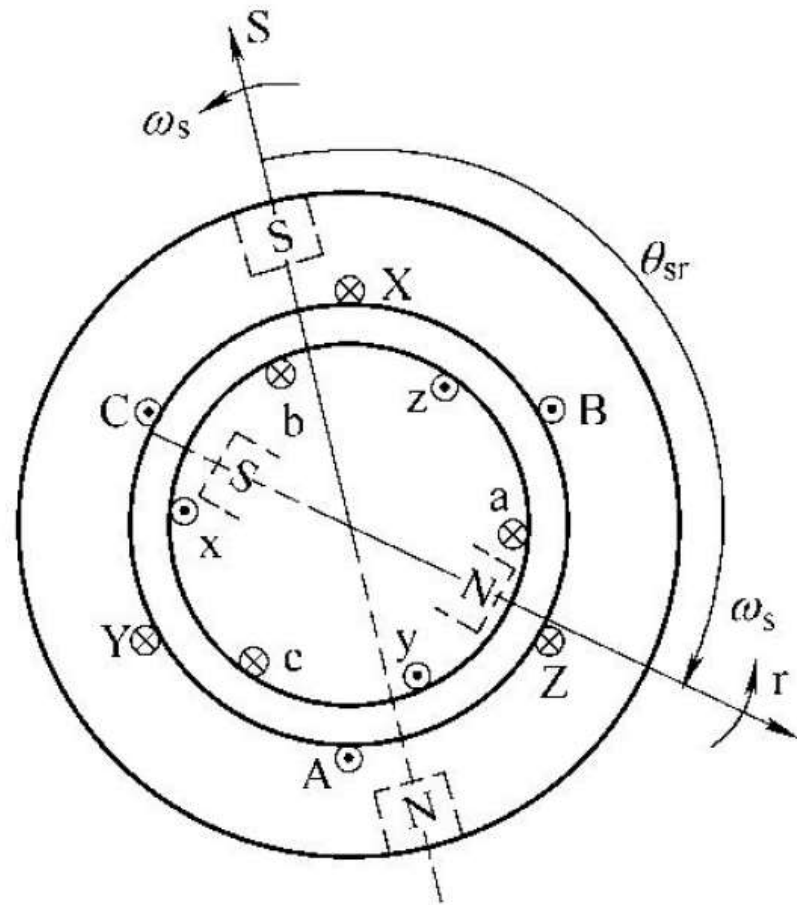


$$t_e = \underbrace{i_s i_f L_m \sin \beta}_{\text{励磁转矩}} + \underbrace{\frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\beta}_{\text{磁阻转矩}}$$

□ 三相异步电机的电磁转矩

- 定子单轴绕组A 已改造成三相对称绕组，这样定子结构便与三相同步电机相同；同时，将转子单相绕组B 也改造成三相对称绕组a-x、b-y、c-z，并将其短接起来，于是就构成了三相异步电机。
- 当定子三相绕组通入三相对称电流时便会在气隙内产生一个正弦分布的2 极旋转磁场，其旋转速度与正弦电流的电角频率 ω_s 相同。

$$S = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$$



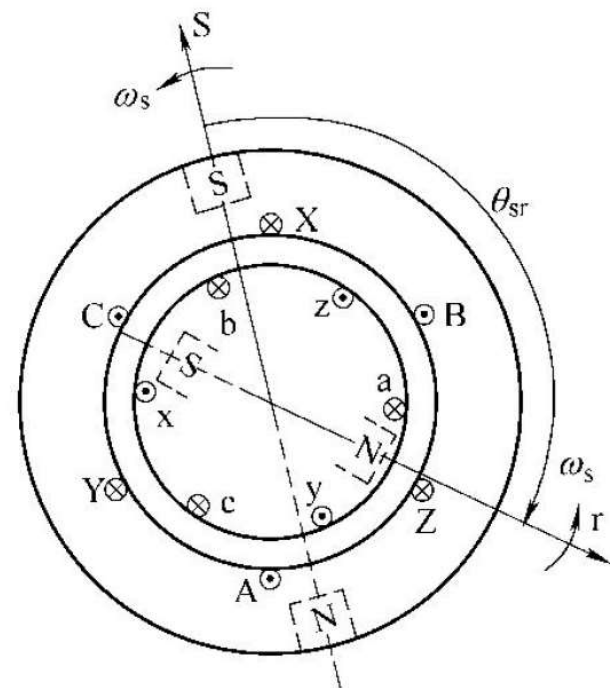
□ 三相异步电机的电磁转矩

□ 那么在转子绕组中感生的三相对称电流频率为 ωf ,

$\omega f = \omega s - \omega r = s\omega s$, 称为转差频率。

□ 转子三相转差频率电流产生的旋转磁场相对于转子的速度为 ωf , 而相对于定子的旋转速度为 ωs , 亦即定、转子旋转磁场在空间仍然相对静止, 只是转子旋转磁场轴线 r 在空间相位上滞后于定子旋转磁场轴线 s , 滞后的空间电角度为 θ_{sr} 。

□ 当定子三相绕组通入三相对称电流时便会在气隙内产生一个正弦分布的2极旋转磁场, 其旋转速度与正弦电流的电角频率 ωs 相同。



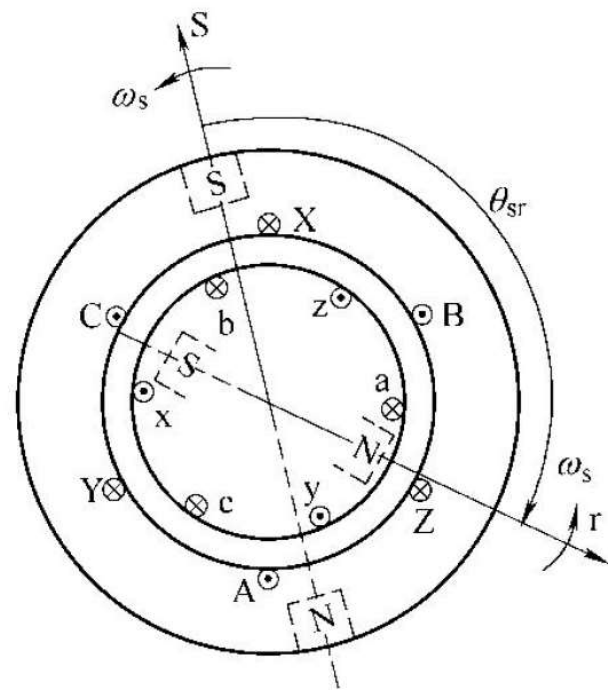
□ 三相异步电机的电磁转矩

□ 那么在转子绕组中感生的三相对称电流频率为 ωf ,

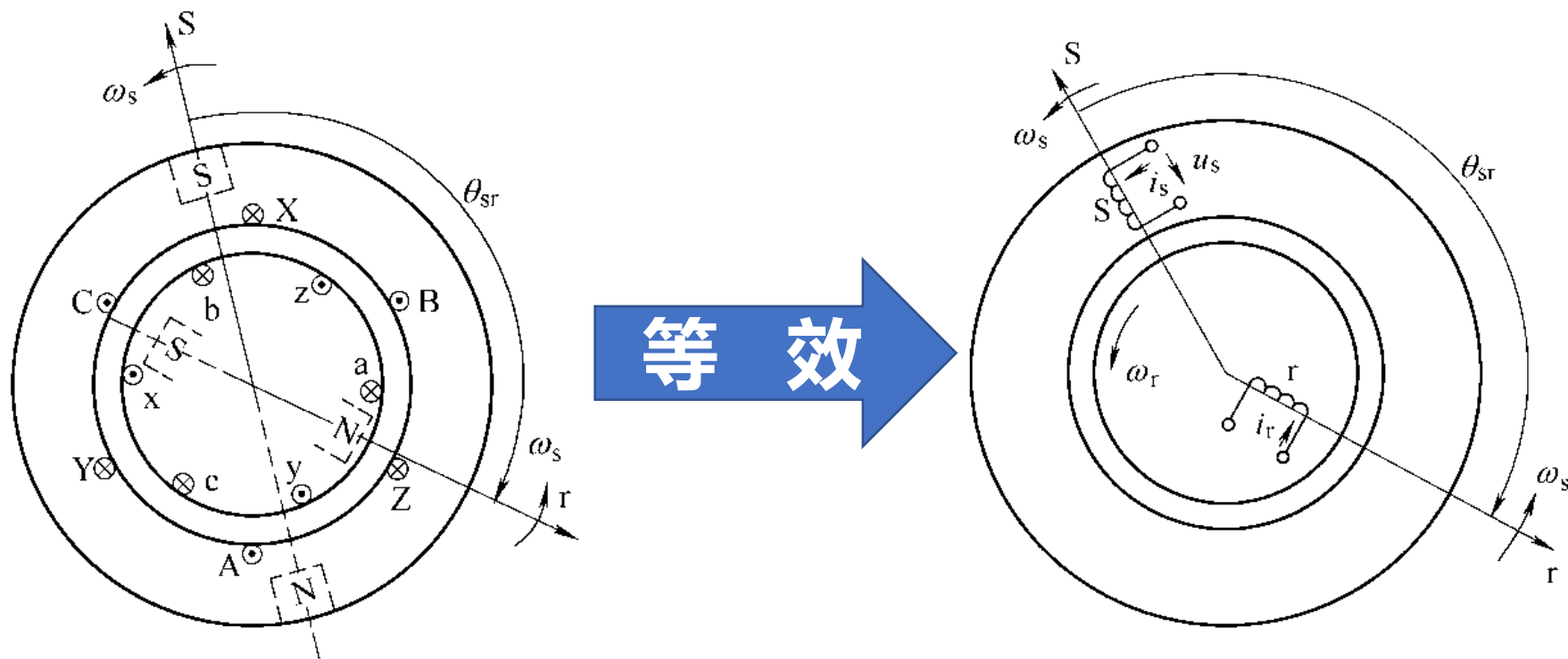
$\omega f = \omega s - \omega r = s\omega s$, 称为转差频率。

□ 转子三相转差频率电流产生的旋转磁场相对于转子的速度为 ωf , 而相对于定子的旋转速度为 ωs , 亦即定、转子旋转磁场在空间仍然相对静止, 只是转子旋转磁场轴线 r 在空间相位上滞后于定子旋转磁场轴线 s , 滞后的空间电角度为 θ_{sr} 。

□ 当定子三相绕组通入三相对称电流时便会在气隙内产生一个正弦分布的2极旋转磁场, 其旋转速度与正弦电流的电角频率 ωs 相同。



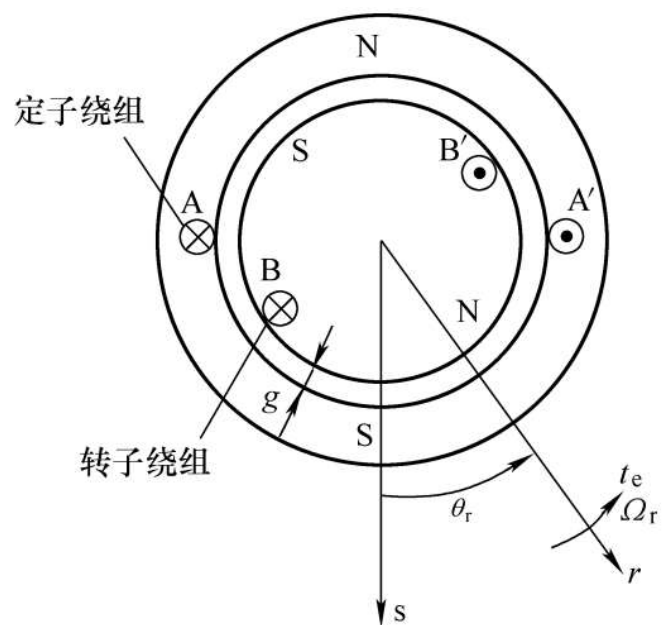
□ 三相异步电机的电磁转矩



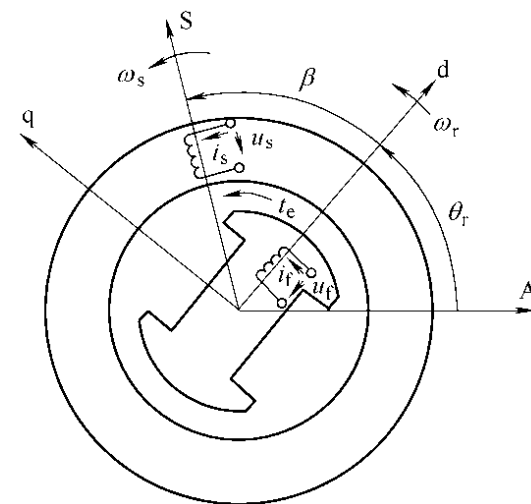
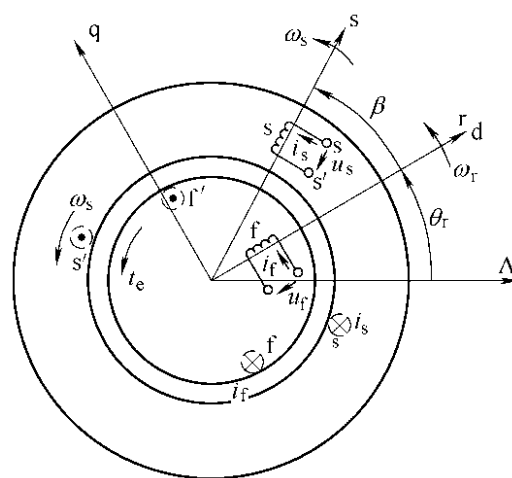
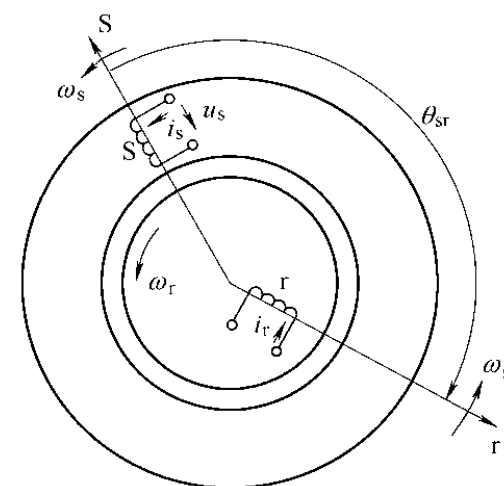
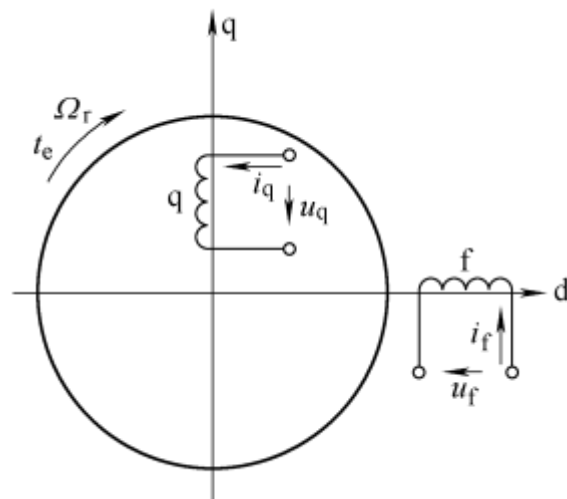
$$t_e = -i_s i_r M_{sr} \sin \theta_{sr} = -i_s i_r L_m \sin \theta_{sr}$$

$$M_{sr} = L_{ms} = L_{mr} = L_m$$

内容小结



$$t_e = -i_A i_B M_{AB} \sin \theta_r$$



目录

「01」 电力传动系统

「02」 电机的电磁转矩

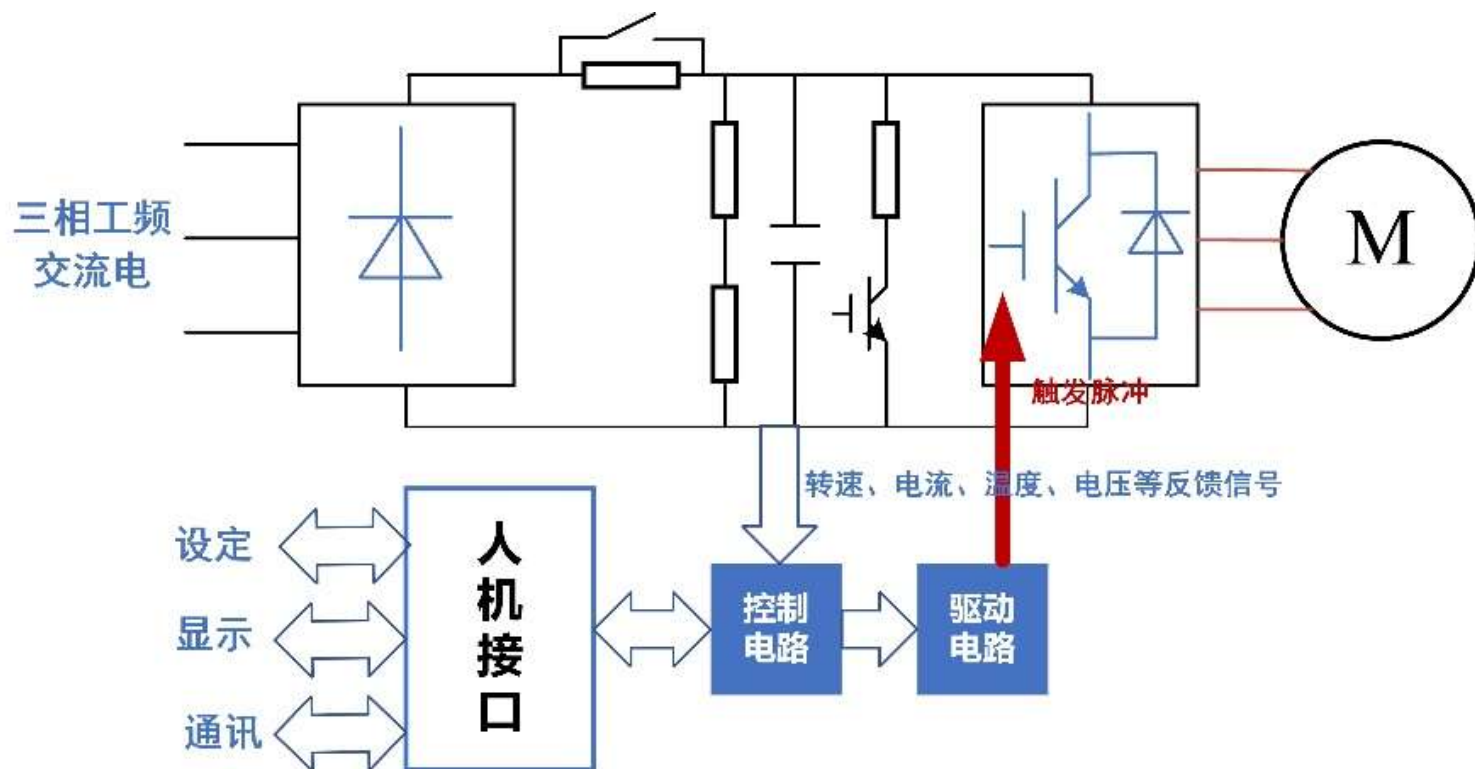
「03」 变频器与PWM控制

CONTENT



三、变频器及其工作原理

3.1 交直交变频器结构及工作原理



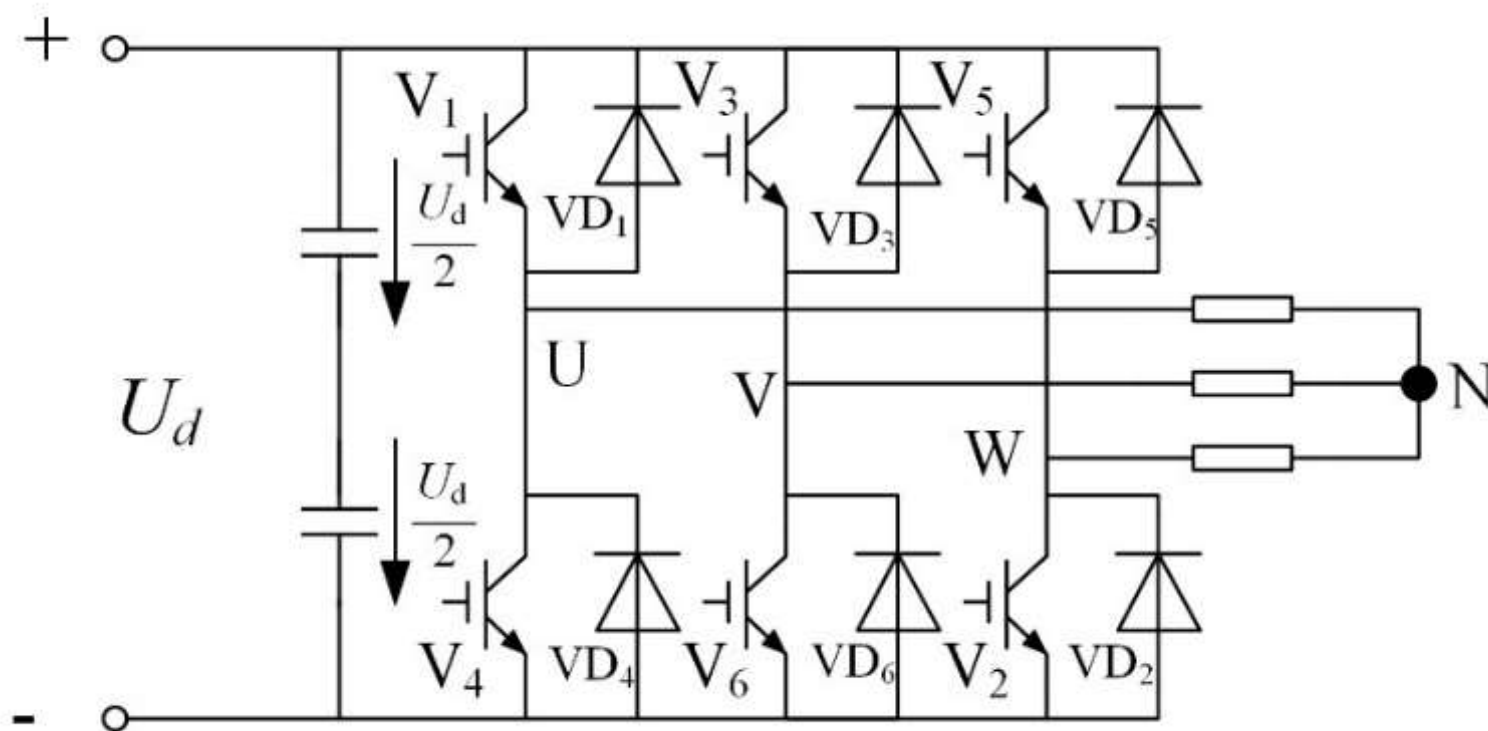
交-直-交变频器结构图

主要由主电路和控制电路两部分构成；

主电路是电能转换和传输的通路，由整流环节、直流环节和逆变环节三部分构成；

控制电路主要包括人机接口和控制电路两部分。

逆变环节是交-直-交变频器中的核心环节，它负责将直流电转换为频率和电压可变的交流电，本小节将介绍几种典型的逆变器的控制方法。

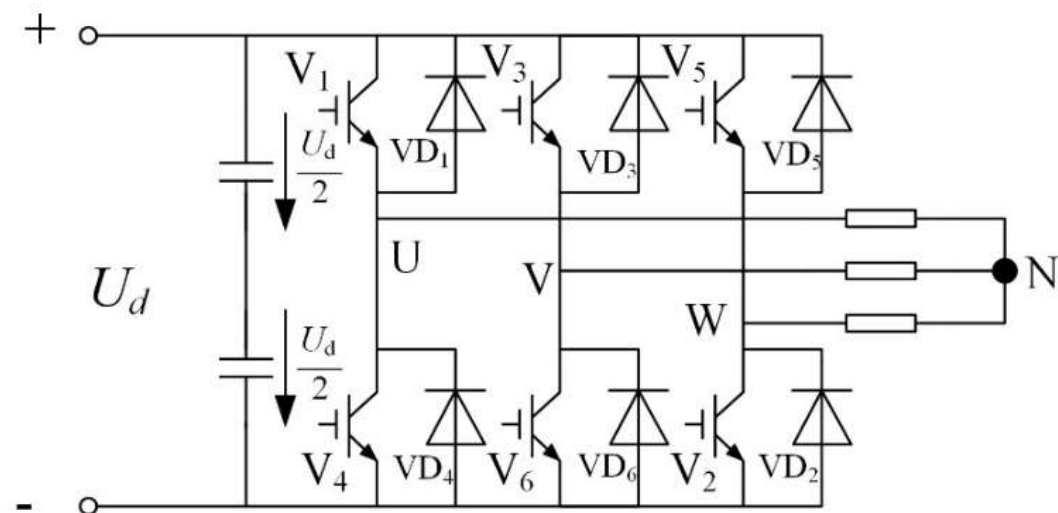


三相桥式逆变电路结构图

□ 180°导通控制方式

其工作方式具体为：

- 六个开关器件以 $V_1-V_2-V_3-V_4-V_5-V_6$ 的顺序开通，
- 依次延迟60°电角度，
- 每个开关维持180°电角度的开通时间



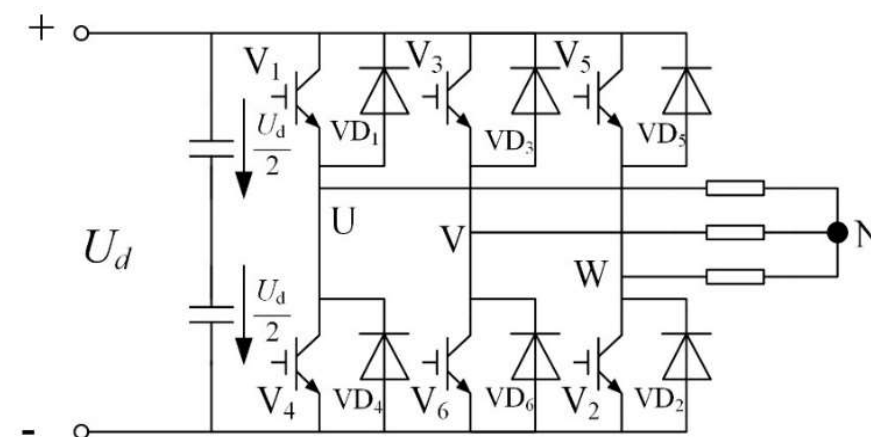
三相桥式逆变电路结构图

序号	状态	导通的器件					
1	0°-60°	V1				V5	V6
2	60°-120°	V1	V2				V6
3	120°-180°	V1	V2	V3			
4	180°-240°		V2	V3	V4		
5	240°-300°			V3	V4	V5	
6	300°-360°				V4	V5	V6

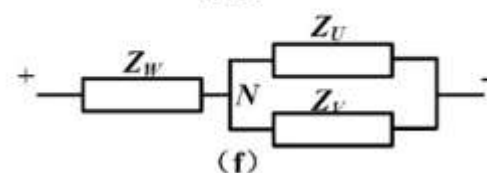
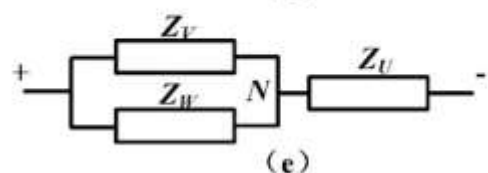
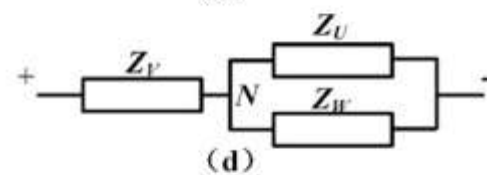
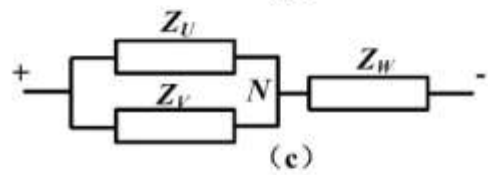
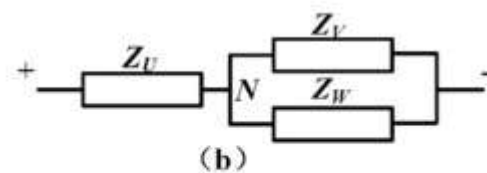
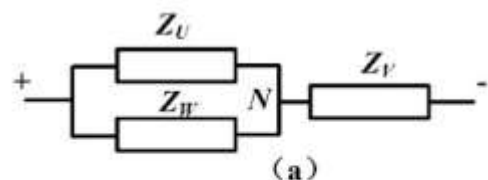
- (1) 在一个电源周期360°电角度内，分为6个状态，每个状态维持1/6周期；
- (2) 每个状态有三个器件同时开通；
- (3) 每个状态切换即换流，是同一桥臂器件间进行，称为纵向换流。

□ 180°导通控制方式

序号	状态	导通的器件					
1	0°-60°	V1				V5	V6
2	60°-120°	V1	V2				V6
3	120°-180°	V1	V2	V3			
4	180°-240°		V2	V3	V4		
5	240°-300°			V3	V4	V5	
6	300°-360°				V4	V5	V6

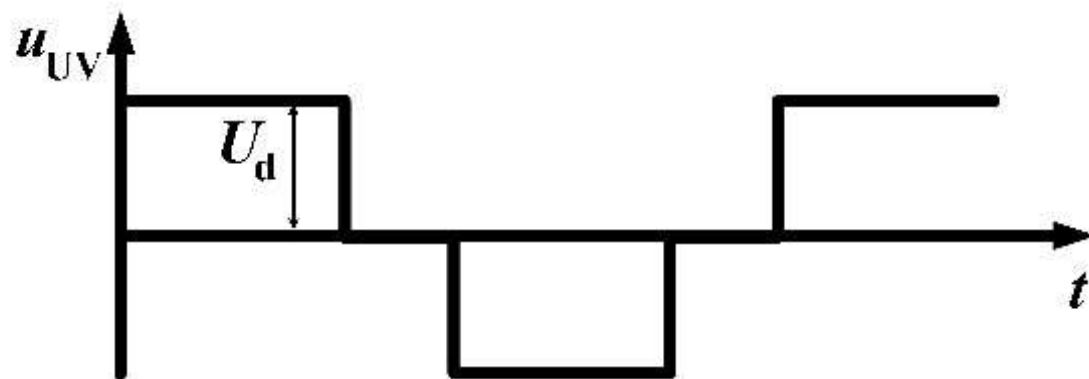
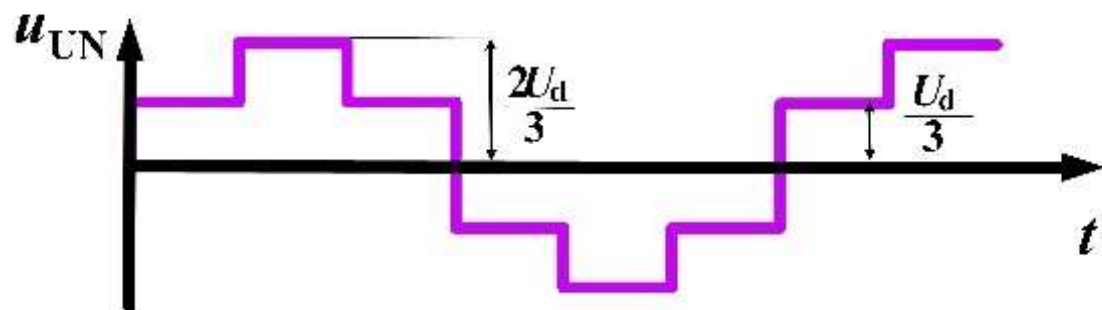


三相桥式逆变电路结构图



序号	状态	$U_{U/N}$	$U_{V/N}$	$U_{W/N}$
1	0°-60°	$1/3U_d$	$-2/3U_d$	$1/3U_d$
2	60°-120°	$2/3U_d$	$-1/3U_d$	$-1/3U_d$
3	120°-180°	$1/3U_d$	$1/3U_d$	$-2/3U_d$
4	180°-240°	$-1/3U_d$	$2/3U_d$	$-1/3U_d$
5	240°-300°	$-2/3U_d$	$1/3U_d$	$1/3U_d$
6	300°-360°	$-1/3U_d$	$-1/3U_d$	$2/3U_d$

□ 180°导通控制方式



把输出相电压 u_{UN} 展开成傅里叶级数得

$$u_{UN} = \frac{2U_d}{\pi} (\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t - \dots)$$

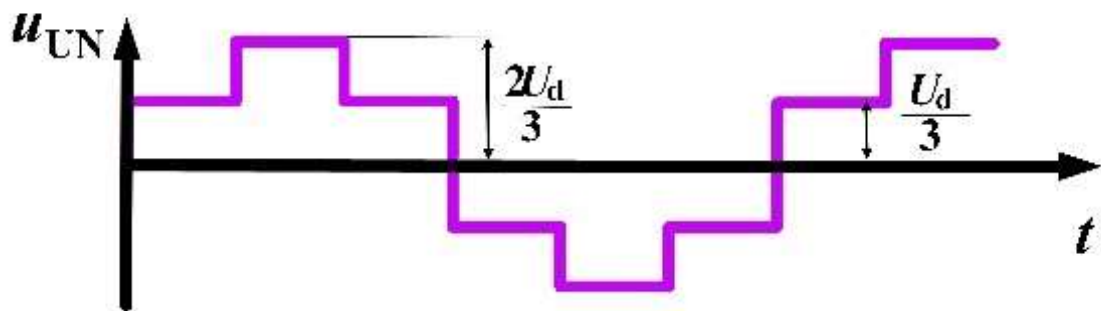
$$= \frac{2U_d}{\pi} [\sin \omega t + \sum_n \frac{1}{n} \sin n\omega t]$$

把输出线电压 u_{UV} 展开成傅里叶级数得

$$u_{UV} = \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} (\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t - \dots)$$

$$= \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} [\sin \omega t + \sum_n \frac{1}{n} (-1)^k \sin n\omega t]$$

□ 180°导通控制方式



输出相电压有效值

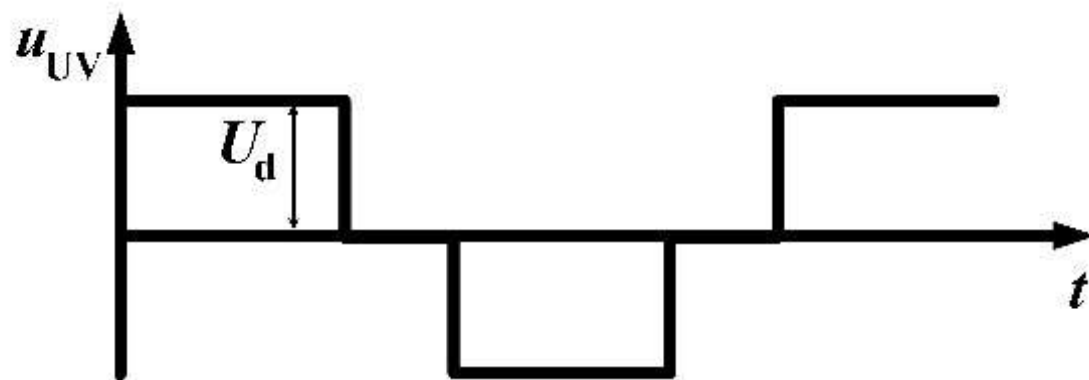
$$U_{UN} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{UN}^2 d\omega t} = 0.471U_d$$

相电压基波幅值

$$U_{UN1m} = \frac{2U_d}{\pi} = 0.637U_d$$

相电压基波有效值

$$U_{UN1} = \frac{U_{UN1m}}{\sqrt{2}} = 0.45U_d$$

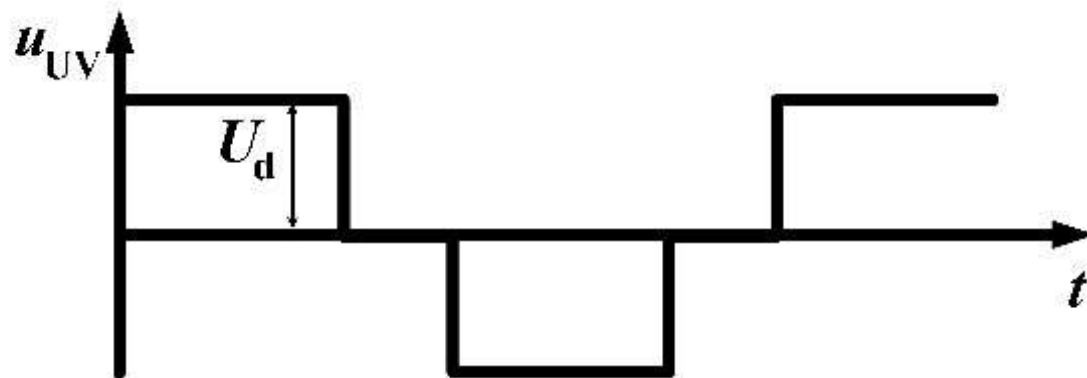
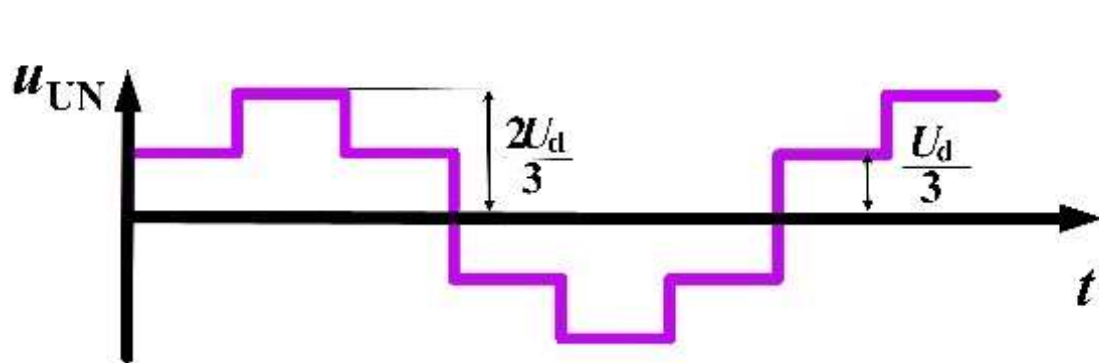


$$U_{UV} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{UV}^2 d\omega t} = 0.816U_d$$

$$U_{UV1m} = \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} = 1.1U_d$$

$$U_{UV1} = \frac{U_{UV1m}}{\sqrt{2}} = 0.78U_d$$

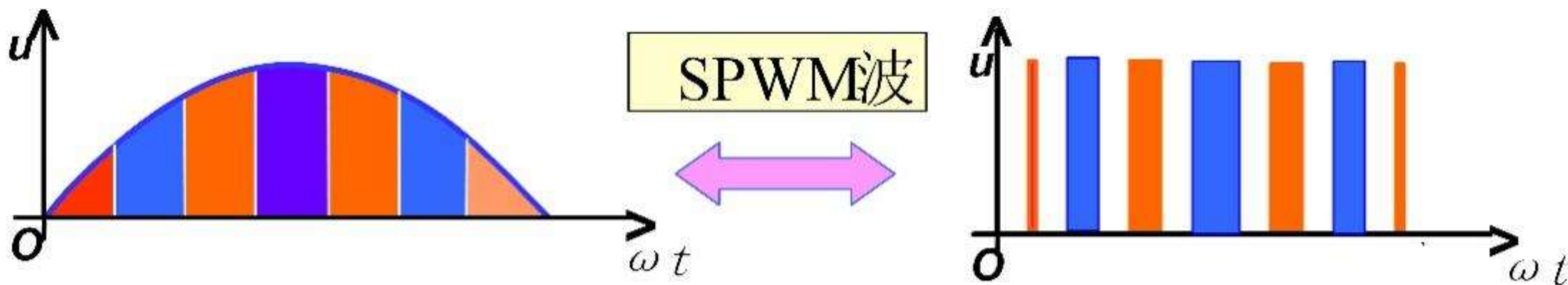
□ 180°导通控制方式



- 当直流母线电压 U_d 恒定时，输出交流电压也恒定，且直流电压利用率较低；
- 交流电压谐波含量高，输出相电压和线电压的畸变率大；
- 器件开关频率低，在一个交流周期内只开关一次，开关频率与输出交流电频率相同。

□ SPWM控制方式

- PWM技术是通过一系列脉冲的宽度进行调制，来等效获得所需要波形的一种技术；
- 理论基础是面积等效原理，即冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时，其效果基本相同；
- SPWM技术的控制思想是用一系统宽度不等但幅值相同的窄脉冲来等效代替一个正弦波



□ SPWM控制方式

载波频率 f_c 与调制信号波频率 f_r 之比 $N=f_c/f_r$ 称为载波比。

异步调制

载波信号和调制波信号不保持同步得调制方式称之为异步调制。

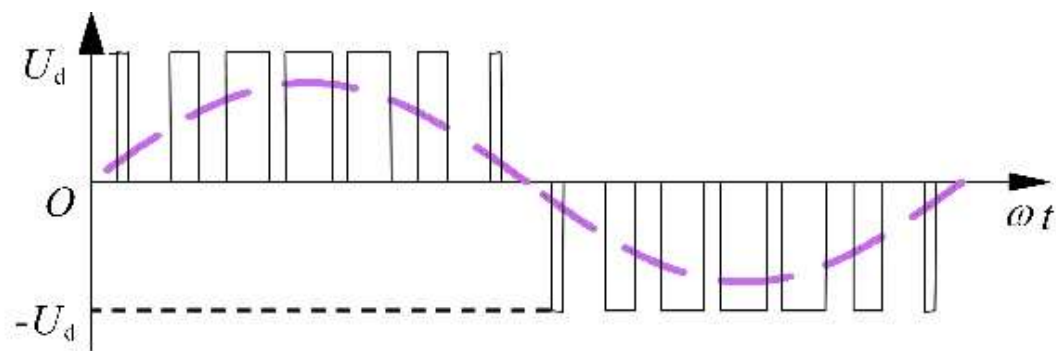
该种调制方式通常保持载波频率 f_c 固定不变，因而当调制波信号频率变化时，载波比 N 是变化的，同时，由于在信号波半个周期内PWM波的脉冲数量不固定，导致PWM脉冲波不对称。当信号波频率较高时，载波比 N 减小，一周期内的脉冲数减少，PWM脉冲的不对称影响变大，使得输出SPWM波形和正弦波差异变大。

同步调制

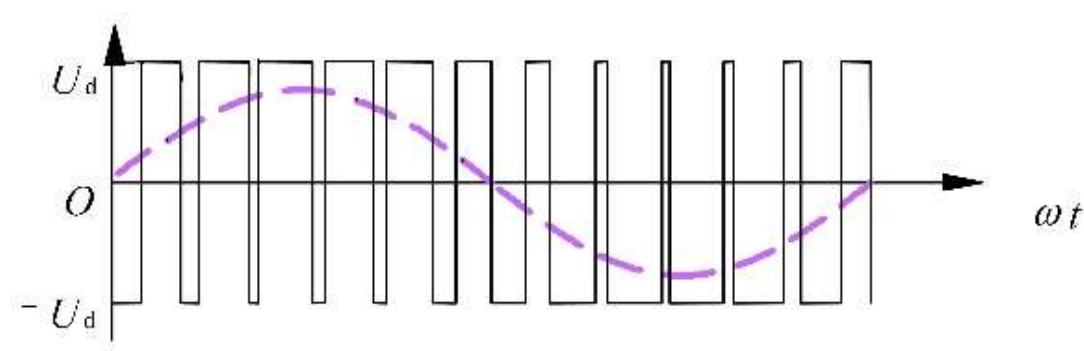
载波比 N 为常数，且在变频时使载波信号和信号波信号保持同步的方式称为同步调制。当采用同步调制方式时，低频时，载波频率 f_c 也很低，导致带来的低频谐波难以滤除；高频时，载波频率 f_c 会过高，功率器件难以承受。

□ SPWM控制方式

- 调制法是生成SPWM波的基本方法，即把希望输出得波形作为调制信号，把接受调制得信号作为载波，通过信号波的调制得到所期望得PWM波形；
- 通常采用等腰三角波或锯齿波作为载波，其中等腰三角波应用最多；
- 当调制信号波为正弦波时，所得到得就是SPWM波。



(a) 单极性调制



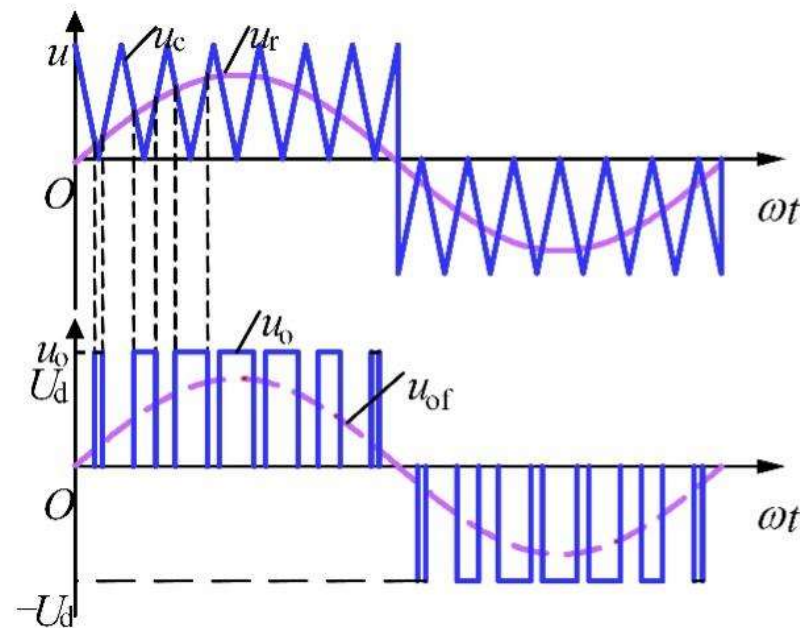
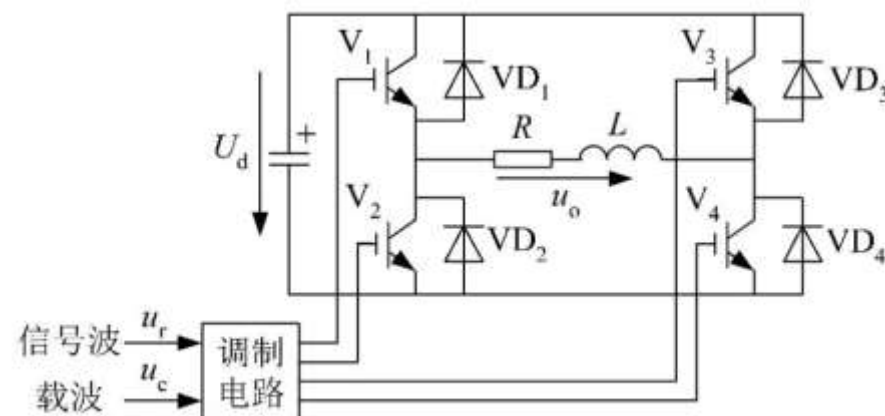
(b) 双极性调制

□ SPWM控制方式

单相桥式逆变电路SPWM调制方法

采用单极性SPWM调制时，通断规律如下：

- 1) u_r 正半周， V_1 保持导通， V_2 保持关断；
当 $u_r > u_c$ 时，便 V_4 开通， V_3 关断，此时， $u_o = U_d$ ；
当 $u_r < u_c$ 时，便 V_4 关断， V_3 开通，此时 $u_o = 0$ 。
- 2) u_r 负半周， V_1 保持关断， V_2 保持导通。
当 $u_r > u_c$ 时，使 V_4 导通， V_3 关断，此时 $u_o = 0$ 。
当 $u_r < u_c$ 时，使 V_4 关断， V_3 导通，此时 $u_o = -U_d$ 。



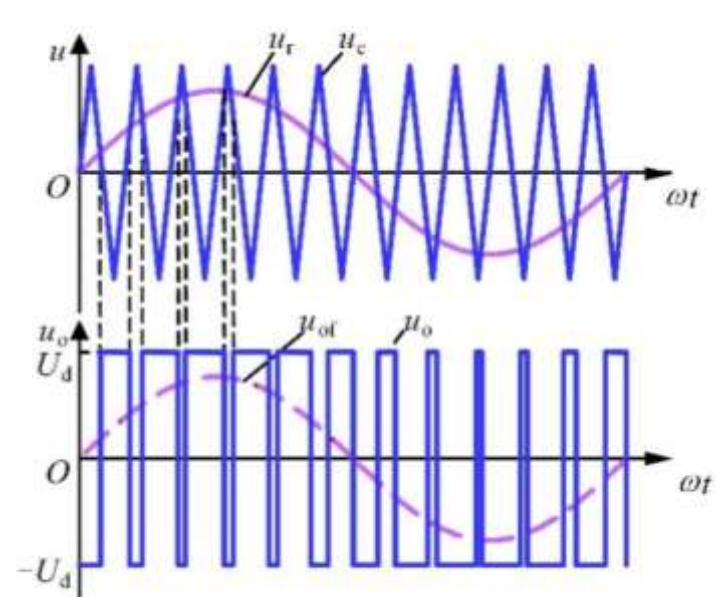
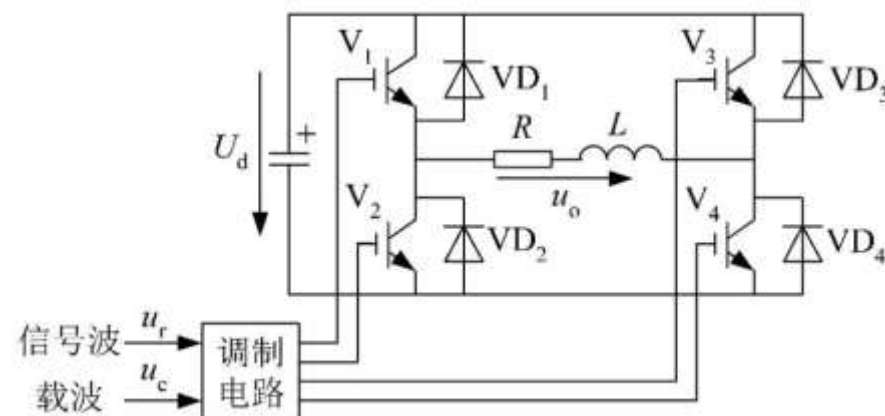
□ SPWM控制方式

单相桥式逆变电路SPWM调制方法

采用双极性SPWM调制时，通断规律如下：

当 $u_r > u_c$ 时， V_1 和 V_4 导通， V_2 、 V_3 关断， $u_o = U_d$ ，

当 $u_r < u_c$ 时， V_1 和 V_4 关断， V_2 、 V_3 导通， $u_o = -U_d$ 。



□ SPWM控制方式

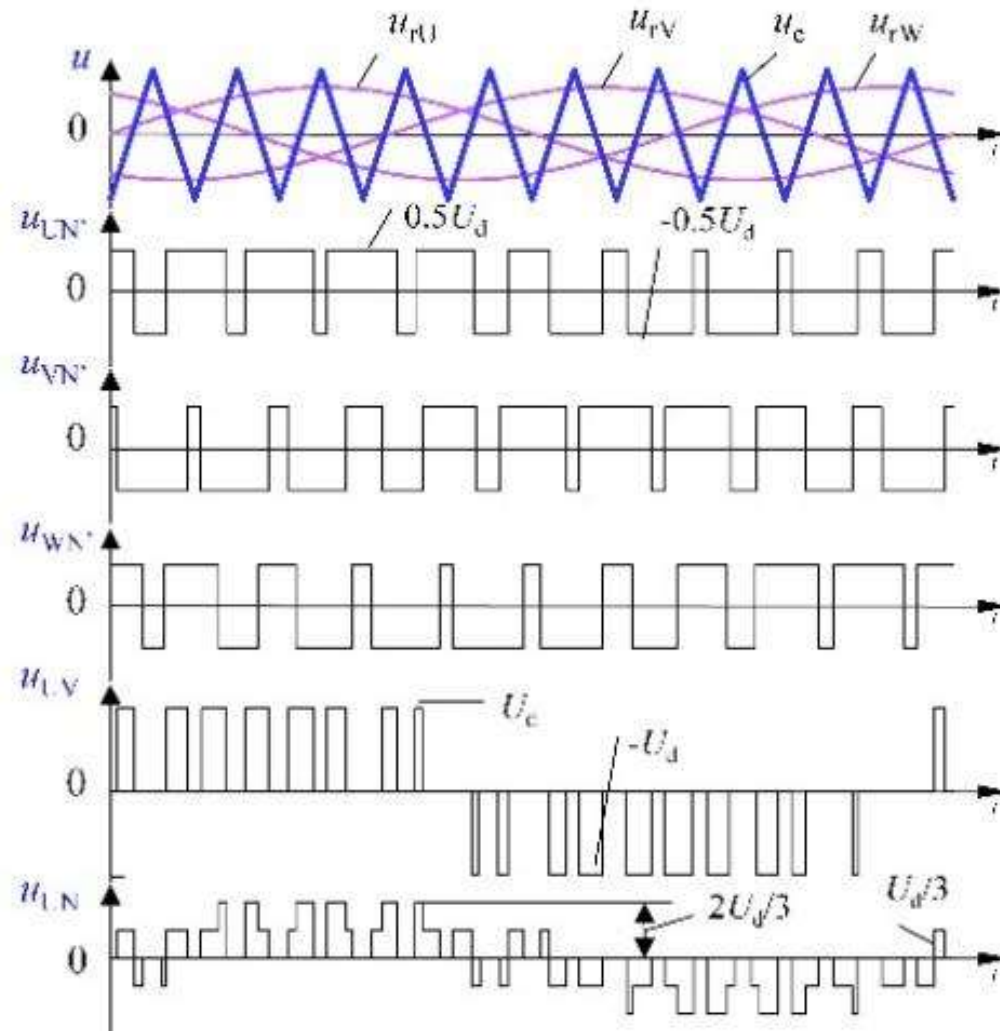
三相桥式逆变电路SPWM调制方法

□ U、V、W三相的PWM控制通常公用一个三角载波 u_c ，而三相调制波 u_{rU} ， u_{rV} ， u_{rW} 依次相差 120° 度。

□ 相电压 $u_{UN'}$ 、 $u_{VN'}$ 、 $u_{WN'}$ 只有 $\pm U_d/2$ 两种电平；

□ 线电压 u_{UV} 由 $\pm U_d$ 、0三种电平组成；

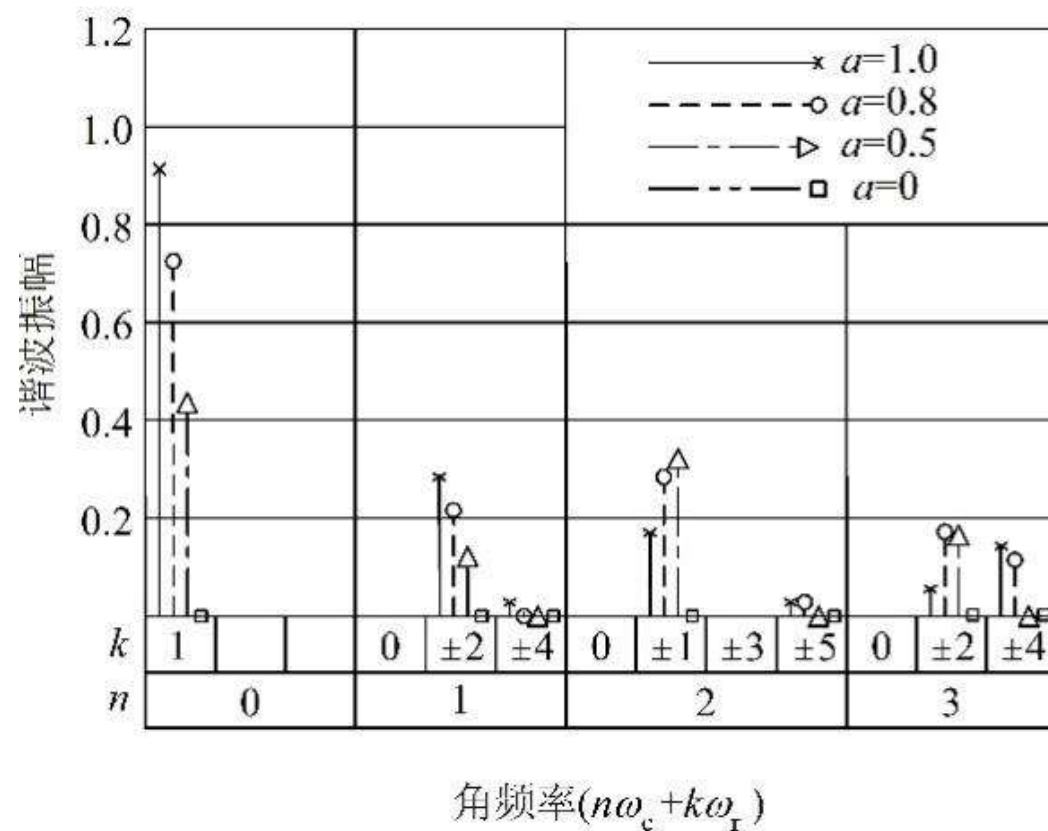
□ 负载相电压的PWM波由 $(\pm 2/3)U_d$ 、 $(\pm 1/3)U_d$ 和0五种电平组成。



□ SPWM控制方式

SPWM调制方法的直流母线利用率与谐波

- 直流电压利用率是指逆变器电路输出交流电压基波最大幅值 U_{1m} 和直流电压 U_d 的比值；
- 三相SPWM逆变电路最大直流电压利用率为0.866；
- SPWM波形中所含的谐波主要是角频率为 ω_c 、 $2\omega_c$ 及其附近的谐波；
- SPWM波形中所含的主要谐波的频率比基波频率高很多，很容易被滤除



□ 空间矢量控制方式

空间矢量的概念

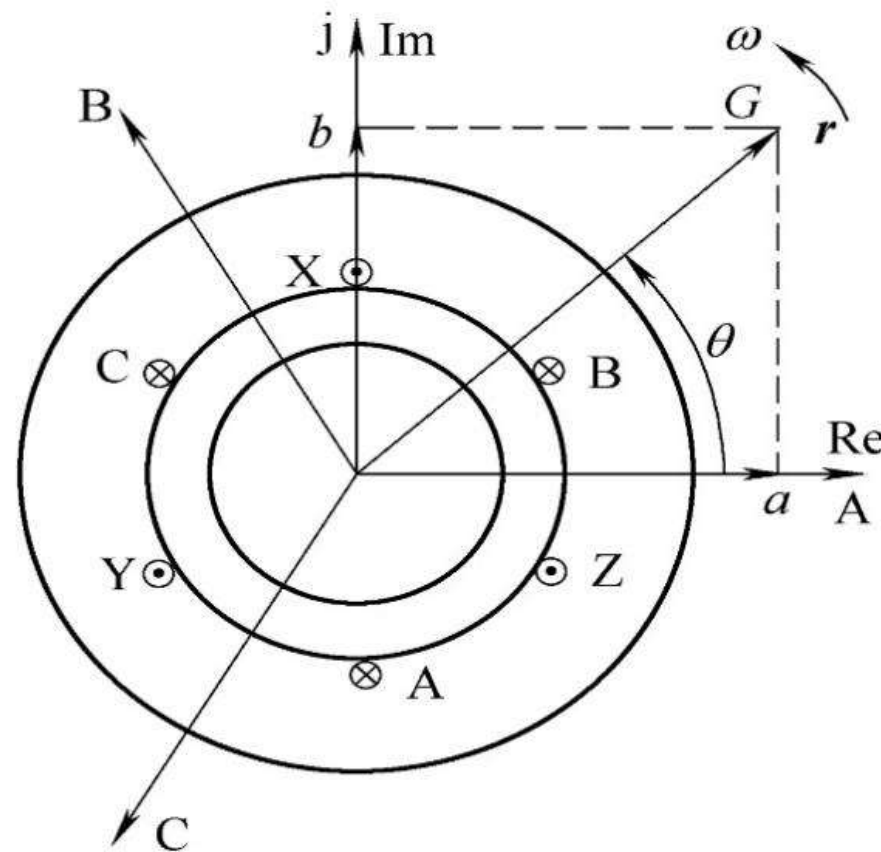
在电机内，可以将**在空间按正弦分布**的物理量表示为空间矢量

$$r = R e^{j\theta}$$

$$r = R \cos \theta + j R \sin \theta$$

$$r = a + jb$$

θ 为该矢量轴线与参考轴Re的空间电角度，即空间矢量的相位



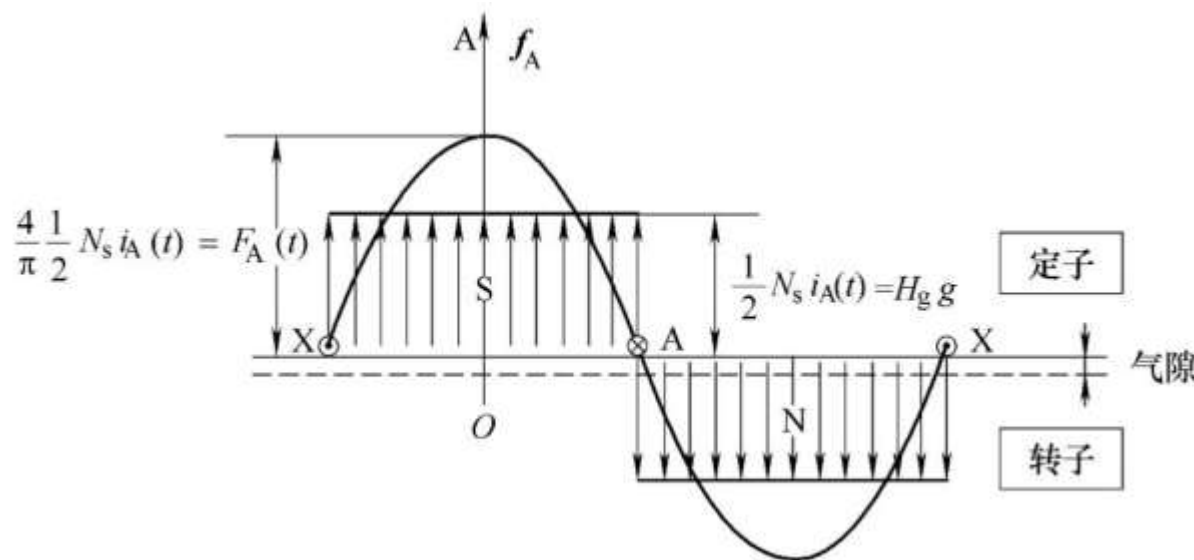
□ 空间矢量控制方式

磁动势空间矢量

在电机定子A相绕组中通入电流 $i_A(t)$ 后，在气隙内形成一个矩形分布的磁动势波，该磁动势波可分解为基波和一系列谐波，其中基波磁动势波的幅值为

$$F_A(t) = \frac{4}{\pi} \frac{1}{2} N_s k_{N1} i_A(t)$$

这个基波磁动势波可以用空间矢量来描述，记为 f_A ，其轴线即为A相绕组轴线



$$f_A = F_A(t) e^{j0^\circ}$$

□ 空间矢量控制方式

磁动势空间矢量

$$f_B = F_B(t)e^{j120^\circ} \quad f_C = F_C(t)e^{j240^\circ}$$

$$F_B(t) = \frac{4}{\pi} \frac{1}{2} N_s k_{N1} i_B(t) \quad F_C(t) = \frac{4}{\pi} \frac{1}{2} N_s k_{N1} i_C(t)$$

- 磁动势空间矢量表示的是空间正弦分布的磁动势整体，而不是作用于气隙某一点的磁动势势值
- 相绕组磁动势波的实际波形决定于空间因数，即决定于绕组形式，而与定子电流无关
- 任意波形的电流都可以产生正弦分布的基波磁动势，只是某时刻该基波磁动势的幅值和方向决定于电流的瞬时值
- 磁动势 f_A 、 f_B 、 f_C 沿轴线脉动的规律取决于相电流 $i_A(t)$ 、 $i_B(t)$ 和 $i_C(t)$ 随时间变化的规律

□ 空间矢量控制方式

$$i_A(t) = \sqrt{2}I_s \cos(\omega_s t + \phi_1)$$

$$i_B(t) = \sqrt{2}I_s \cos(\omega_s t + \phi_1 - 120^\circ)$$

$$i_C(t) = \sqrt{2}I_s \cos(\omega_s t + \phi_1 - 240^\circ)$$

□ f_A 将沿A轴脉动，其脉动规律与A相电流 $i_A(t)$ 在时间上变化规律相同， F_1 是脉动矢量 f_A 的最大幅值， f_B 、 f_C 分别是沿B轴和C轴的脉动矢量

□ 与《电机学》中单相绕组磁动势为脉振磁动势的结论是一致的

磁动势空间矢量

$$\begin{aligned} f_A &= F_A(t)e^{j0^\circ} = \left[\frac{4}{\pi} \frac{1}{2} N_s k_{N1} \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \phi_1) \right] e^{j0^\circ} \\ &= F_1 \cos(\omega_s t + \phi_1) e^{j0^\circ} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f_B &= F_B(t)e^{j120^\circ} = \left[\frac{4}{\pi} \frac{1}{2} N_s k_{N1} \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \phi_1 - 120^\circ) \right] e^{j120^\circ} \\ &= F_1 \cos(\omega_s t + \phi_1 - 120^\circ) e^{j120^\circ} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} f_C &= F_C(t)e^{j240^\circ} = \left[\frac{4}{\pi} \frac{1}{2} N_s k_{N1} \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \phi_1 - 240^\circ) \right] e^{j240^\circ} \\ &= F_1 \cos(\omega_s t + \phi_1 - 240^\circ) e^{j240^\circ} \end{aligned}$$

□ 空间矢量控制方式

三相合成基波磁动势空间矢量

$$f_s = f_A + f_B + f_C$$

$$f_s = \frac{3}{2} F_1 e^{j(\omega_s t + \phi_1)}$$

$$F_1 = \frac{4}{\pi} \frac{1}{2} N_s k_{N1} \sqrt{2} I_s$$

- f_s 运动轨迹为圆形，圆的半径为单相基波磁动势幅值最大值的3/2倍， f_s 旋转的电角速度就是电源角频率 ω_s ，旋转方向为逆时针方向，即是从A轴到B轴再到C轴。
- 此 f_s 在气隙内产生了圆形旋转磁场，这是一个幅值、转速均恒定的正弦分布磁场。
- 这与《电机学》中三相合成基波磁场的相关结论也完全一致。

□ 空间矢量控制方式

在动态情况下，当电流为**非正弦时（任意波形）**，此时

$$f_s = \frac{4}{\pi} \frac{1}{2} N_s k_{N1} [a^0 i_A(t) + a i_B(t) + a^2 i_C(t)]$$

f_s 的运动轨迹不再为圆形，具体的运动轨迹取决于 $i_A(t)$ 、 $i_B(t)$ 和 $i_C(t)$ 的时变规律。换句话说，**通过控制 $i_A(t)$ 、 $i_B(t)$ 和 $i_C(t)$ 可以实现控制 f_s 运动轨迹的目的**，这是实现交流电机矢量控制的基础。

□ 空间矢量控制方式

电流和电压空间矢量

$$f_s = \frac{4}{\pi} \frac{1}{2} N_s k_{N1} \underline{(a^0 i_A + a i_B + a^2 i_C)}$$

定义

$$i_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_A + a i_B + a^2 i_C)$$

为电流空间矢量

$\sqrt{2/3}$ 是由于功率不变约束而引入的常数

$$\textcircled{f_s} = \frac{4}{\pi} \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} N_s k_{N1} \textcircled{i_s}$$

i_s 和 f_s 方向一致，在空间上位置重合，它们之间仅存在固定的倍比关系，所示电流矢量既是表示电流空间矢量，也是三相绕组磁动势矢量的合成

□ 空间矢量控制方式

电流和电压空间矢量

定义 $i_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_A + ai_B + a^2i_C)$ **为电流空间矢量**

在正弦稳态下 $i_s = \sqrt{3}I_s e^{j(\omega_s t + \phi_1)}$

在正弦条件下， i_s 和 f_s 都是幅值恒定的旋转波，轨迹都是圆

$$u_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(u_A + au_B + a^2u_C) \xrightarrow{\text{正弦稳态}} u_s = \sqrt{3}U_s e^{j(\omega_s t + \phi_1)}$$

□ 空间矢量控制方式

电流和电压空间矢量

定义 $i_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_A + ai_B + a^2i_C)$ 为电流空间矢量

在正弦稳态下 $i_s = \sqrt{3}I_s e^{j(\omega_s t + \phi_1)}$

在正弦条件下， i_s 和 f_s 都是幅值恒定的旋转波，轨迹都是圆

$$u_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(u_A + au_B + a^2u_C) \xrightarrow{\text{正弦稳态}} u_s = \sqrt{3}U_s e^{j(\omega_s t + \phi_1)}$$

□ 空间矢量控制方式

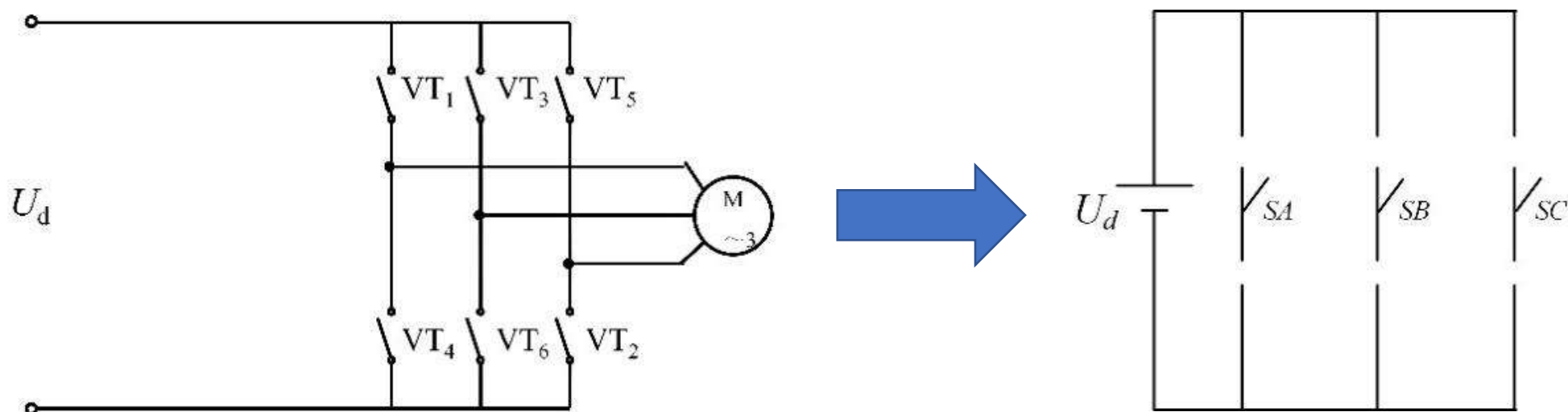
电流和电压空间矢量

电流和电压空间矢量几点注意

- 磁动势空间矢量 f_s 是存在在电机气隙中的物理量，沿气隙圆周呈正弦分布；而电流空间矢量 i_s 或者电压空间矢量 u_s 则是通过三相定子绕组电流 $i_A(t)$ 、 $i_B(t)$ 和 $i_C(t)$ 、电压 $u_A(t)$ 、 $u_B(t)$ 和 $u_C(t)$ **构造出来的**
- 在任一时刻，电流空间矢量 i_s 在A、B、C轴线上投影的 $\frac{\sqrt{2}}{3}$ 即为该时刻三相定子绕组电流 $i_A(t)$ 、 $i_B(t)$ 和 $i_C(t)$ 的瞬时值。也就是说，**电流空间矢量 i_s 包含了三相定子电流 $i_A(t)$ 、 $i_B(t)$ 和 $i_C(t)$ 瞬时值的信息**，通过控制 i_s ，就能控制 $i_A(t)$ 、 $i_B(t)$ 和 $i_C(t)$ 的瞬时值。电压空间矢量 u_s 亦是如此
- 三相合成电压空间矢量 u_s **与相电压 $u_A(t)$ 、 $u_B(t)$ 和 $u_C(t)$ 的参考点无关**

□ 空间矢量控制方式

逆变器供电条件下的电压空间矢量



□ 当上桥臂导通时， $s=1$ ，反之 $s=0$ 。

□ 逆变器的8种工作状态用开关 $[s_A \ s_B \ s_C]$ 表示，

为 $[0 \ 0 \ 0]$ 、 $[0 \ 0 \ 1]$ 、 $[0 \ 1 \ 0]$ 、 $[0 \ 1 \ 1]$ 、 $[1 \ 0 \ 0]$ 、 $[1 \ 0 \ 1]$ 、 $[1 \ 1 \ 0]$ 和 $[1 \ 1 \ 1]$

□ 空间矢量控制方式

逆变器供电条件下的电压空间矢量

由于状态[0 0 0]和[1 1 1]将三相绕组短路， $u_A(t)$ 、 $u_B(t)$ 和 $u_C(t)$ 均为0，所对应的空间矢量为零

[0 0 1]状态为例，求取该状态下的电压空间矢量。在该状态下，器件VT4、VT5、VT6导通，根据表II可得各相电压的值

$$u_A = -\frac{1}{3}U_d \quad u_B = -\frac{1}{3}U_d \quad u_C = \frac{2}{3}U_d$$
$$u_{s(001)} = \sqrt{\frac{2}{3}}(u_A + au_B + a^2u_C) = \sqrt{\frac{2}{3}}U_d e^{j240^\circ}$$

幅值恒定，空间固定的空间矢量

□ 空间矢量控制方式

逆变器供电条件下的电压空间矢量

同理，可得到所有6种开关状态下的矢量

$$u_{s(001)} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_d e^{j240^\circ}$$

$$u_{s(100)} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_d e^{j0^\circ}$$

$$u_{s(010)} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_d e^{j120^\circ}$$

$$u_{s(101)} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_d e^{j300^\circ}$$

$$u_{s(011)} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_d e^{j180^\circ}$$

$$u_{s(110)} = \sqrt{\frac{2}{3}}U_d e^{j60^\circ}$$

通过上面的分析，我们可以得到逆变器供电条件下基本空间矢量（有效矢量）有如下特点：

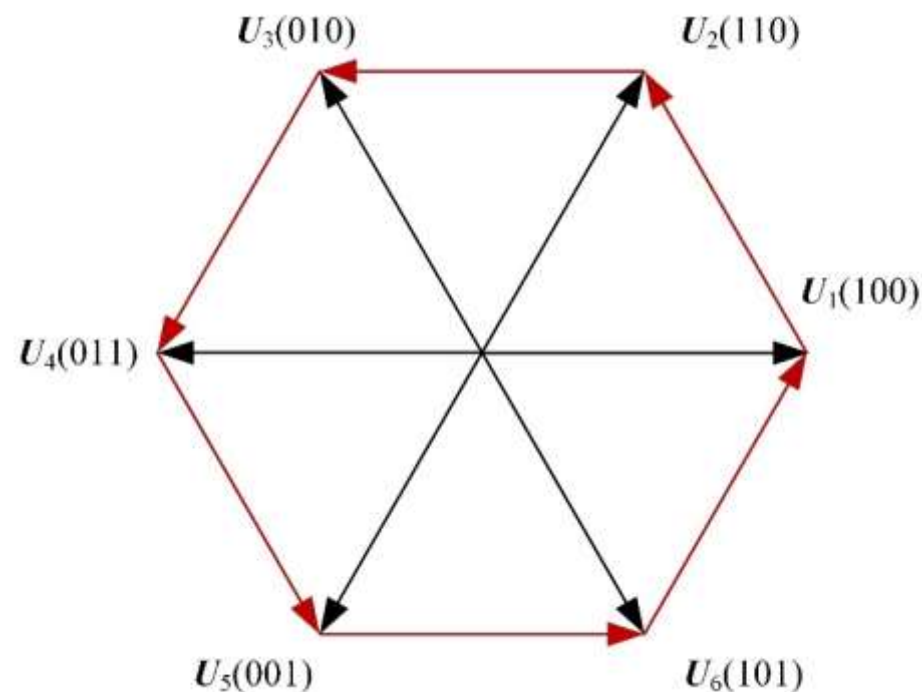
- (1) 每个有效矢量幅值相同，均为 $\sqrt{2/3}U_d$
- (2) 有效矢量空间相位依次相差 60°
- (3) 每个时刻只可能出现一个空间矢量

□ 空间矢量控制方式

逆变器供电条件下的电压空间矢量

采用 180° 导通方式控制开关器件时，每种状态维持 $1/6$ 周期，六种有效矢量按 $[1, 0, 1]$ 、 $[1, 0, 0]$ 、 $[1, 1, 0]$ 、 $[0, 0, 1]$ 、 $[0, 1, 1]$ 、 $[0, 0, 1]$ 依次循环出现，此时空间矢量的轨迹为一个正六边形

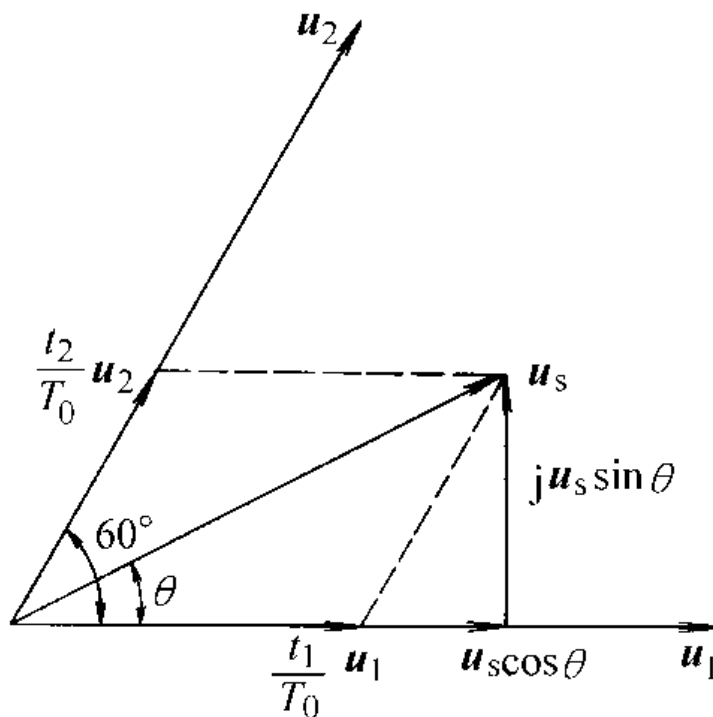
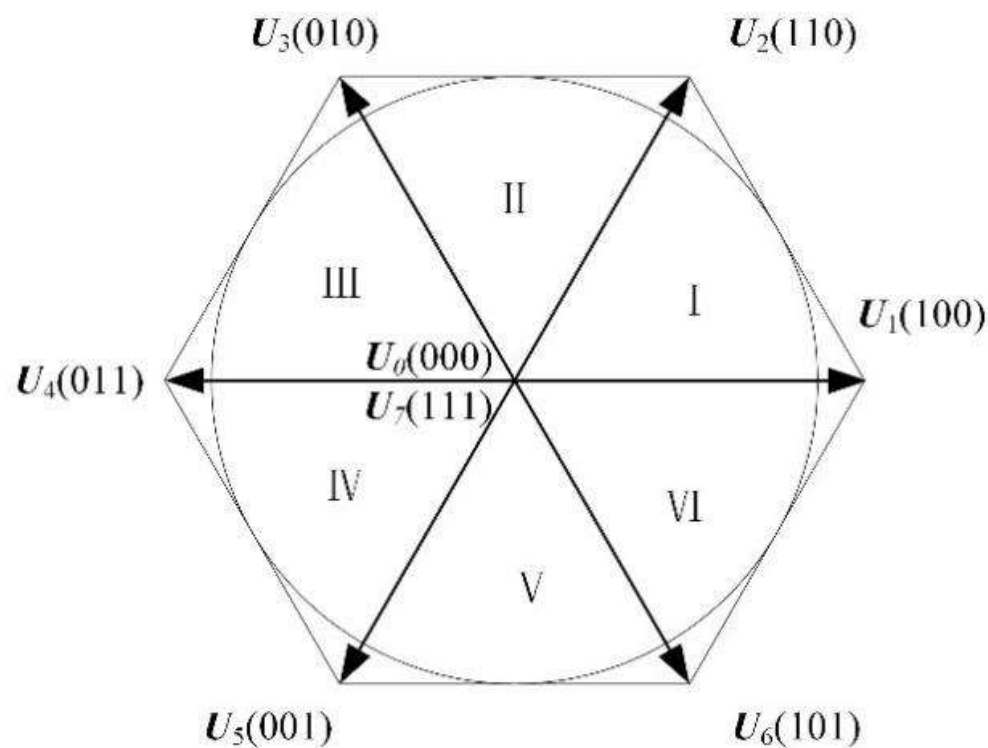
序号	状态	导通的器件					
1	$0^\circ-60^\circ$	V1				V5	V6
2	$60^\circ-120^\circ$	V1	V2				V6
3	$120^\circ-180^\circ$	V1	V2	V3			
4	$180^\circ-240^\circ$		V2	V3	V4		
5	$240^\circ-300^\circ$			V3	V4	V5	
6	$300^\circ-360^\circ$				V4	V5	V6



□ 空间矢量控制方式

电压空间矢量调制

空间矢量调制是电机矢量控制中使用最广泛的一种调制方法，其本质就是利用六种有效电压矢量和零电压矢量来合成所需要的电压空间矢量



$$T_0 u_s = t_1 u_1 + t_2 u_2$$

$$t_1 = \frac{\sqrt{2} u_s T_0}{U_d} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$$

$$t_2 = \frac{\sqrt{2} u_s T_0}{U_d} \sin \theta$$

$$t_0 = T_0 - t_1 - t_2$$