



运动控制系统的分析与设计

毛维杰

wjmao@zju.edu.cn

浙江大学控制科学与工程学院



交流运动控制系统的特点

- 直流电机具有优越的调速性能，早期高性能调速系统都采用直流电机，而约占电力拖动总容量80%以上的不变速拖动系统则采用交流电机，这种分工在一段时期内已成为一种举世公认的格局。
- 随着电力电子技术的发展，使得采用电力电子变换器的交流调速系统得以实现，特别是大规模集成电路和计算机控制的出现，高性能交流调速系统便应运而生，一直被认为是天经地义的交直流拖动按调速性能分工的格局终于被打破了。



交流运动控制系统的特点

- 直流电机具有电刷和换相器因而必须经常检查维修、换向火花使直流电机的应用环境受到限制、以及换向能力限制了直流电机的容量和速度等缺点，用交流调速系统取代直流调速系统的呼声越来越强烈，交流运动控制系统已经成为当前电力拖动自动控制系统的主要发展方向。

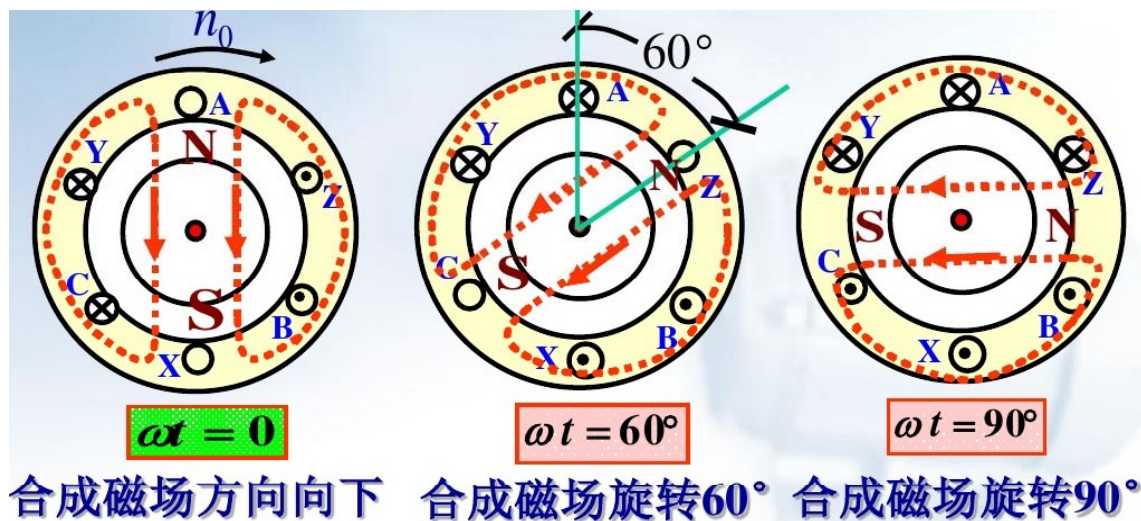
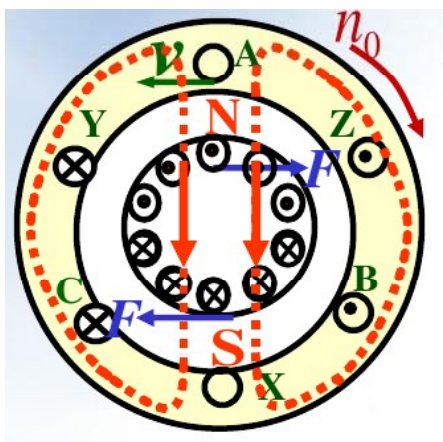
交流电动机的工作原理

交流电动机与直流电动机工作原理大致相似，都是基于**电磁感应原理**。

$$i_A = I_m \sin \omega t$$

$$i_B = I_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$i_C = I_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3})$$



- 定子三相电流合成旋转磁场；
- 定子磁场与转子磁场相互作用产生旋转运动 ($\psi_s \times \psi_r$) 。

交流运动控制系统的主要类型

交流电机主要分为**异步电机**（即感应电机）和**同步电机**两大类，每类电机又有不同类型的调速系统。

现有文献中介绍的异步电机调速系统种类繁多，可按照不同的角度进行分类。





交流运动控制系统的主要类型

常见的交流调速方法有：

- ①降电压调速；
- ②转差离合器调速（通过电磁离合器传递转矩）；
- ③转子串电阻调速；
- ④绕线电机串级调速或双馈电机调速；
- ⑤变极对数调速；
- ⑥变压变频调速等等。



交流运动控制系统的主要类型

- **同步电机**没有像异步电机那样的多种调速方法。在同步电机的**变压变频调速**方法中，从频率控制的方式来看，可分为**他控变频调速**和**自控变频调速**两类。
- **他控变频调速系统**是用独立的变压变频装置给同步电动机供电的系统。
- **自控变频调速**利用转子磁极位置的检测信号来控制变压变频装置换相，类似于直流电机中电刷和换向器的作用，因此有时又称作无换向器电机调速，或**无刷直流电机调速**。



交流运动控制系统

1. 交流同步电机的数学模型
2. 交流PWM变频器
3. 梯形波永磁同步电机（无刷直流电机）
变频控制系统
4. 正弦波永磁同步电机矢量控制系统



同步电机的稳态模型与调速方法

- 同步电机历来是以转速与电源频率保持严格同步著称的。只要电源频率保持恒定，同步电动机的转速就绝对不变，机械特性硬

$$n_1 = \frac{60f_1}{n_p} = \frac{60\omega_1}{2\pi n_p}$$

- 采用电力电子装置实现电压-频率协调控制，改变了同步电动机历来只能恒速运行不能调速的面貌。起动费事、重载时振荡或失步等问题也已不再是同步电动机广泛应用的障碍。

同步电机的稳态模型与调速方法

- 忽略定子电阻时，同步电动机从定子侧输入的电磁功率

$$P_M = P_1 = 3U_s I_s \cos \phi = 3U_s I_s \cos(\phi - \theta)$$

$$= 3U_s I_s \cos \phi \cos \theta + 3U_s I_s \sin \phi \sin \theta$$

$$I_{sd} = I_s \sin \phi$$

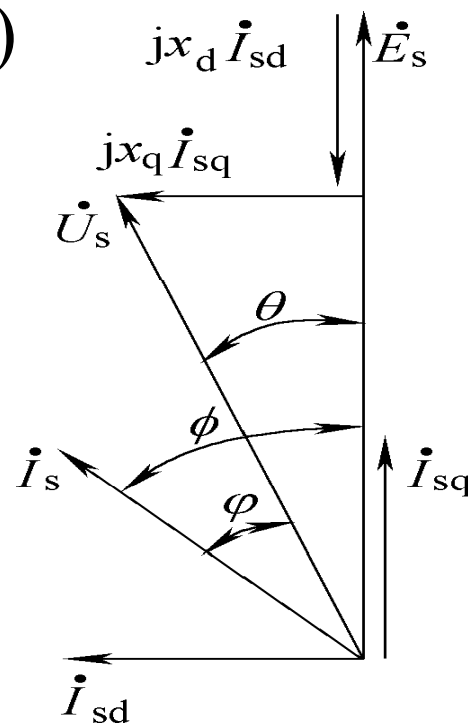
$$I_{sq} = I_s \cos \phi$$

$$x_d I_{sd} = E_s - U_s \cos \theta$$

$$x_q I_{sq} = U_s \sin \theta$$

ϕ -功率因数角

θ -功角或功率角

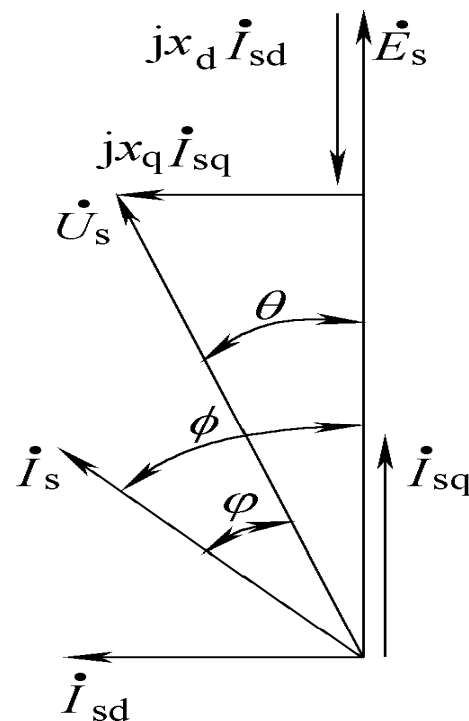


同步电动机稳定运行相量图

同步电机的稳态模型与调速方法

■ 电磁功率

$$\begin{aligned} P_M &= 3U_s I_s \cos \phi \cos \theta + 3U_s I_s \sin \phi \sin \theta \\ &= 3U_s I_{sq} \cos \theta + 3U_s I_{sd} \sin \theta \\ &= 3U_s \frac{U_s \sin \theta}{x_q} \cos \theta + 3U_s \frac{(E_s - U_s \cos \theta)}{x_d} \sin \theta \\ &= 3U_s \frac{E_s}{x_d} \sin \theta + 3U_s^2 \left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cos \theta \sin \theta \\ &= \frac{3U_s E_s}{x_d} \sin \theta + \frac{3U_s^2 (x_d - x_q)}{2x_d x_q} \sin 2\theta \end{aligned}$$

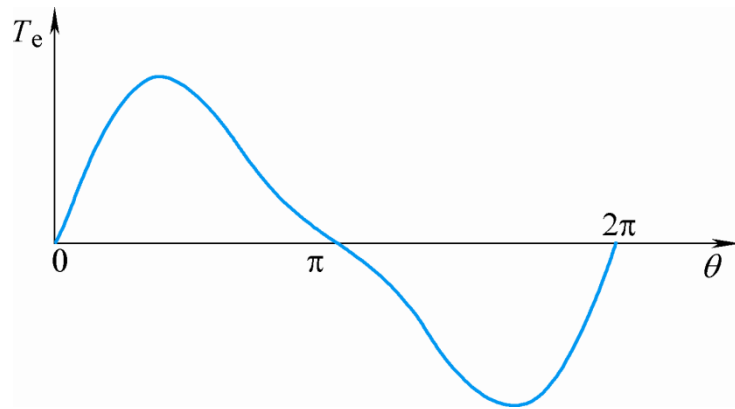


同步电机的稳态模型与调速方法

■ 电磁转矩

$$T_e = \frac{3U_s E_s}{\omega_m x_d} \sin \theta + \frac{3U_s^2 (x_d - x_q)}{2\omega_m x_d x_q} \sin 2\theta$$

- 第**1**部分由转子磁动势产生，是同步电动机的主转矩；
- 第**2**部分由于磁路不对称产生，称作磁阻反应转矩。



凸极同步电动机的矩角特性

同步电机的稳态模型与调速方法

- 隐极同步电动机 $x_d = x_q$

- 电磁功率

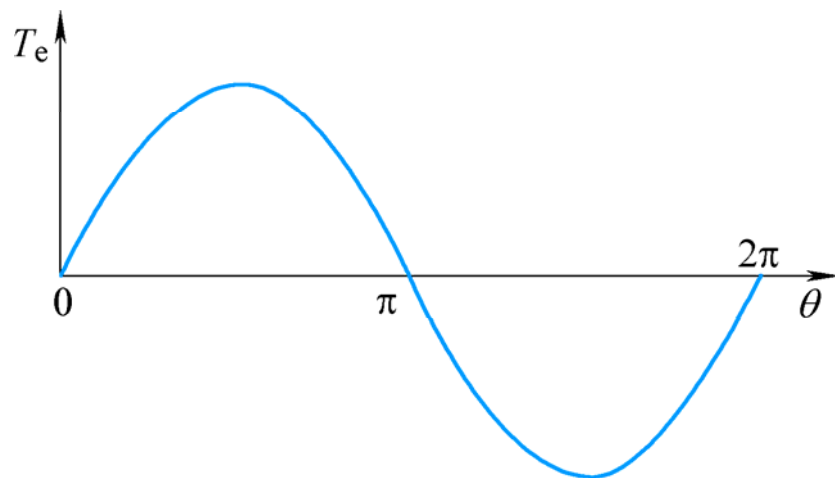
$$P_M = \frac{3U_s E_s}{x_d} \sin \theta$$

- 电磁转矩

$$T_e = \frac{3U_s E_s}{\omega_m x_d} \sin \theta$$

$\theta = \frac{\pi}{2}$ 时, 电磁转矩最大

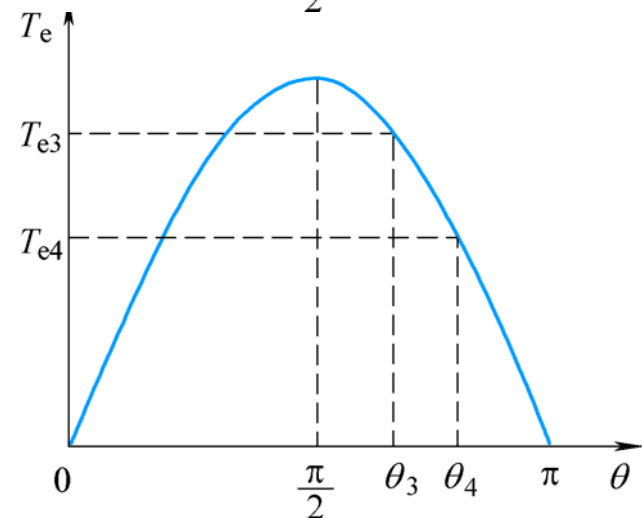
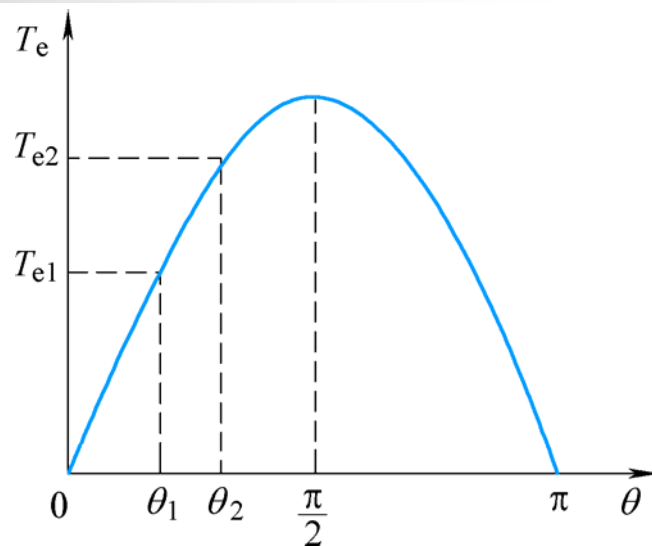
$$T_{e\max} = \frac{3U_s E_s}{\omega_m x_d}$$



隐极同步电动机的矩角特性

同步电机的稳态模型与调速方法

- $0 < \theta < \frac{\pi}{2}$, 能够稳定运行
- $\frac{\pi}{2} < \theta < \pi$, 不能稳定运行,
产生失步现象





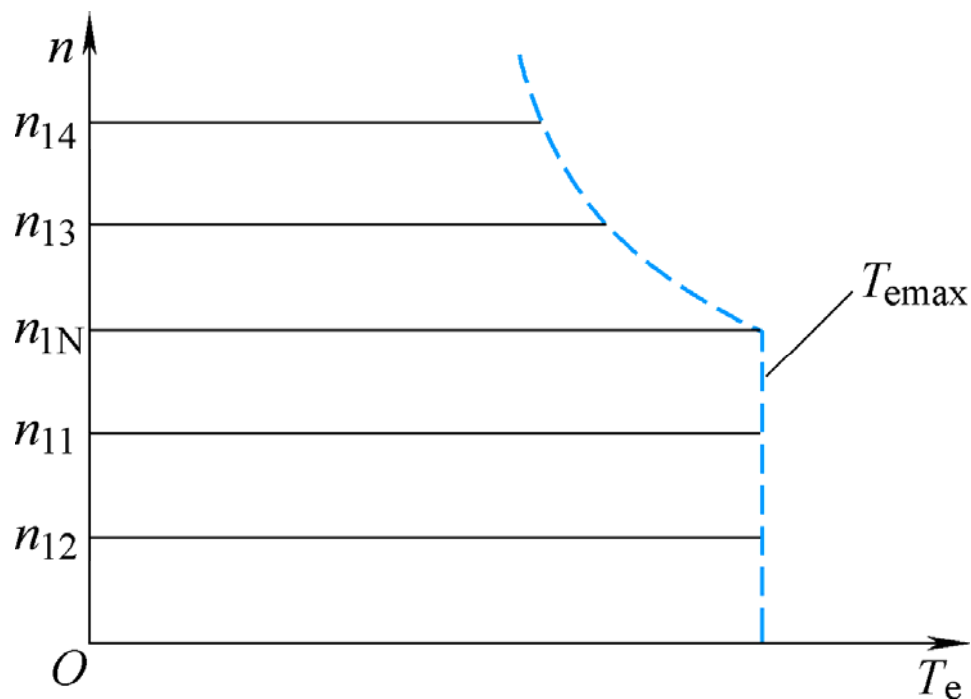
同步电机的稳态模型与调速方法

- 忽略定子漏阻抗压降，则定子电压

$$U_s \approx 4.44 f_1 N_s k_{N_s} \Phi_m$$

- 同步电动机变频调速的电压频率特性与异步电动机变频调速相同，最好是保持每极磁通量为额定值不变。
- 基频以下采用带定子压降补偿的恒压频比控制方式，基频以上采用电压恒定的控制方式。

同步电机的稳态模型与调速方法



基频以下

$$T_{e\max} = \frac{3E_s}{x_d} \frac{U_s}{\omega_m} = \text{常数}$$

基频以上

$$T_{e\max} = \frac{3U_{sN}E_s}{\omega_m x_d} \propto \frac{1}{\omega_m} \propto \frac{1}{n_1}$$

同步电动机变频调速机械特性

同步电机的动态数学模型

直流电机数学模型的性质

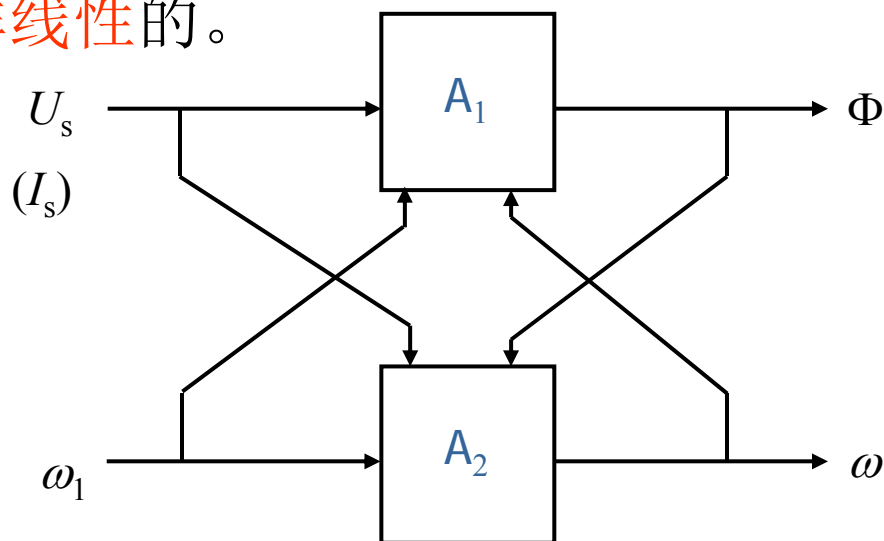
励磁绕组和电枢绕组相互独立，忽略电枢反应或通过补偿绕组抵消电枢反应，励磁和电枢各自产生磁动势空间相差90度，无交叉耦合，通过励磁电流控制磁通，通过电枢电流控制电磁转矩。因此，它的动态数学模型可用单输入单输出的线性系统描述。



同步电机的动态数学模型

交流电机数学模型的性质

交流电机变压变频调速时需要进行电压（或电流）和频率的协调控制，有电压（电流）和频率两种独立的输入变量。在输出变量中，除转速外，磁通也是一个输出变量；两者存在严重交叉耦合，不能对磁通单独控制，即使不考虑磁路饱和等因素，数学模型也是非线性的。



交流电机的多变量、强耦合、非线性模型结构

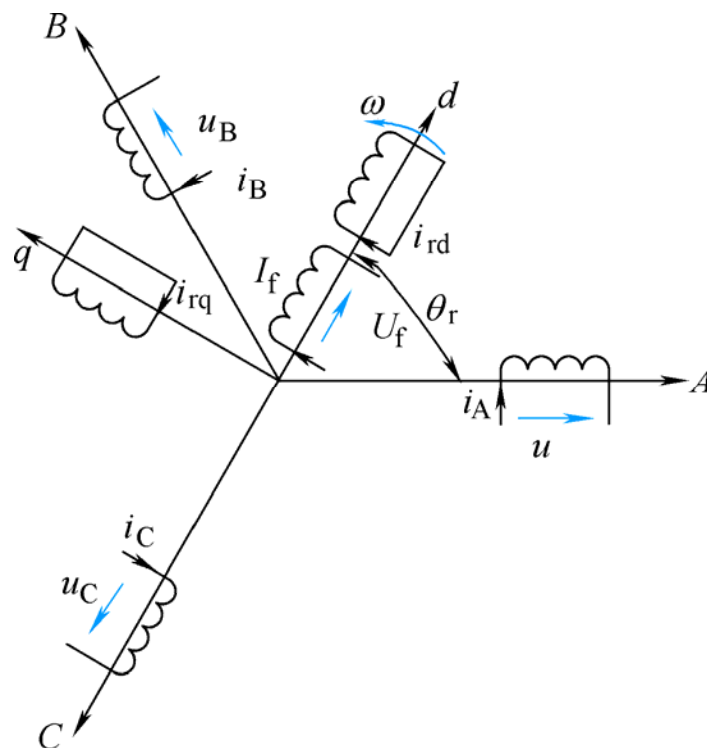


同步电机的动态数学模型

■ 假定条件

- (1) 忽略空间谐波，设定子三相绕组对称，所产生的磁动势沿气隙按正弦规律分布；
- (2) 忽略磁路饱和，各绕组的自感和互感都是恒定的；
- (3) 忽略铁心损耗；
- (4) 不考虑频率变化和温度变化对绕组电阻的影响。

同步电机的动态数学模型



带有阻尼绕组的同步电机物理模型



同步电机的动态数学模型

- 定子三相绕组是静止的，转子以角速度旋转，转子上的励磁绕组在励磁电压供电下流过励磁电流。
- 沿励磁磁极的轴线为 d 轴，与 d 轴正交的是 q 轴， dq 坐标系固定在转子上，与转子同步旋转。
- 阻尼绕组是多导条类似笼型的绕组，等效成在 d 轴和 q 轴各自短路的两个独立的绕组。

同步电机的动态数学模型

- 考虑同步电动机的凸极效应和阻尼绕组，同步电动机的定子电压方程为

$$u_A = R_s i_A + \frac{d\psi_A}{dt}$$

$$u_B = R_s i_B + \frac{d\psi_B}{dt}$$

$$u_C = R_s i_C + \frac{d\psi_C}{dt}$$

- 转子电压方程为

$$U_f = R_f I_f + \frac{d\psi_f}{dt}$$

$$0 = R_{rd} i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt}$$

$$0 = R_{rq} i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt}$$

同步电机的动态数学模型

- 交流电机的数学模型之所以复杂，关键是因为有一个复杂的**磁链关系**（电感矩阵），它体现了电磁耦合和能量转换的复杂关系

$$\begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \\ \psi_f \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & L_{Af} & L_{Ard} & L_{Arq} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} & L_{Bf} & L_{Brd} & L_{Brq} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} & L_{Cf} & L_{Crd} & L_{Crq} \\ L_{fA} & L_{fB} & L_{fC} & L_{ff} & L_{frd} & L_{frq} \\ L_{rdA} & L_{rdB} & L_{rdC} & L_{rdf} & L_{rdrd} & L_{rdrq} \\ L_{rqA} & L_{rqB} & L_{rqC} & L_{rqf} & L_{rqrd} & L_{rqrq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_f \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}$$

定子与转子之间的位置是变化的，互感是角位移的函数

- 因此，要简化数学模型，须从简化磁链关系入手。借助坐标变换对数学模型进行简化以便进行控制。



同步电机的动态数学模型

- 定子三相变量中只有两相是独立的。因此，三相原始数学模型并不是物理对象最简洁的描述。

$$\psi_A + \psi_B + \psi_C = 0$$

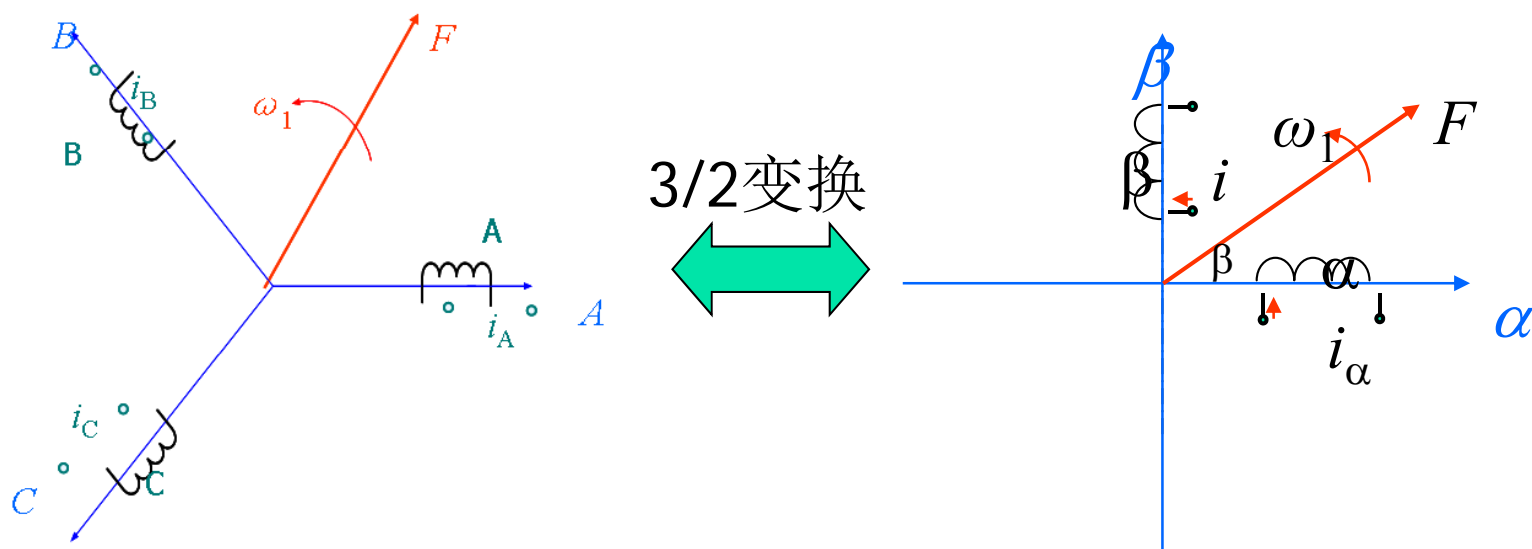
$$i_A + i_B + i_C = 0$$

$$u_A + u_B + u_C = 0$$

- 完全可以而且也有必要用两相模型代替。

同步电机的动态数学模型

- 三相绕组A、B、C和两相绕组之间的等效变换，称作三相坐标系和两相正交坐标系间的变换，简称3/2变换。
- 将两个坐标系原点重合，并使A轴和 α 轴重合。
变换原则：变换前后磁动势相等。

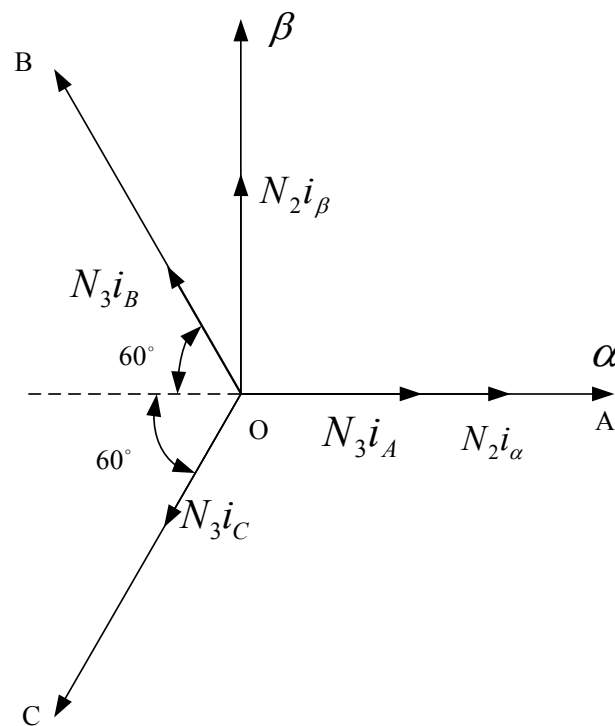


同步电机的动态数学模型

- 按照坐标变换原理，将定子电压方程从**ABC**三相坐标系变换到 **$\alpha\beta$** 二相坐标系（**3/2**变换）：

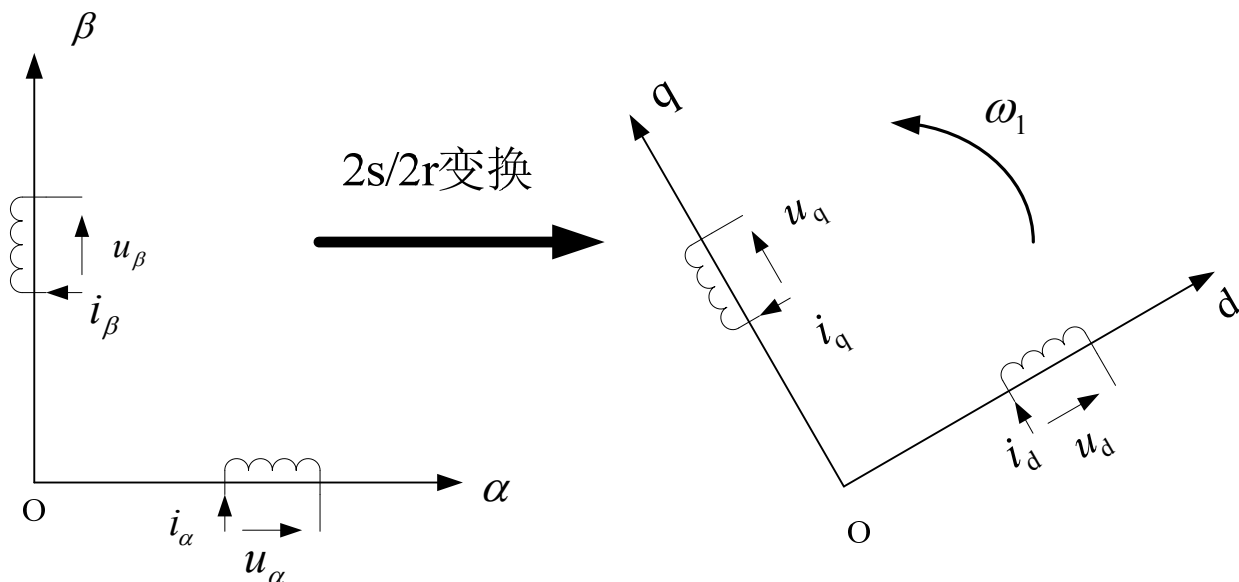
$$C_{3/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} = C_{3/2} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix}$$



同步电机的动态数学模型

- 两相静止绕组，通以两相平衡交流电流，产生旋转磁动势。如果令两相绕组转起来，且旋转角速度等于合成磁动势的旋转角速度，则两相绕组通以直流电流就产生空间旋转磁动势。



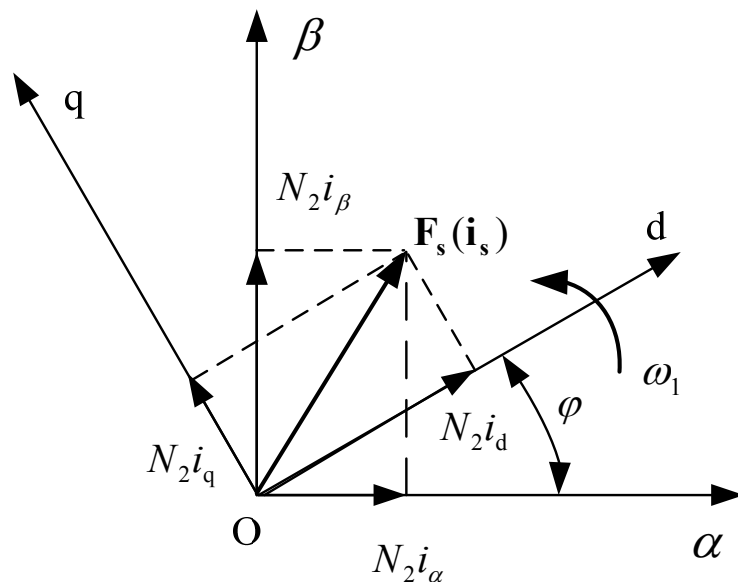
静止两相坐标系到旋转两相坐标系变换

同步电机的动态数学模型

- 按照坐标变换原理，将定子电压方程从 $\alpha\beta$ 二相坐标系变换到 dq 二相旋转坐标系（ $2s/2r$ 旋转变换）：

$$C_{2s/2r} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = C_{2s/2r} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$$



同步电机的动态数学模型

- 定子电压方程变换为
$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega \psi_{sq}$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega \psi_{sd}$$

- 在dq两相旋转坐标系上的磁链方程为

$$\psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + L_{md} I_f + L_{md} i_{rd}$$

$$\psi_{sq} = L_{sq} i_{sq} + L_{mq} i_{rq}$$

$$\psi_f = L_{md} i_{sd} + L_f I_f + L_{md} i_{rd}$$

$$\psi_{rd} = L_{md} i_{sd} + L_{md} I_f + L_{rd} i_{rd}$$

$$\psi_{rq} = L_{mq} i_{sq} + L_{rq} i_{rq}$$



同步电机的动态数学模型

- 同步电动机在 \mathbf{dq} 坐标系上的转矩和运动方程分别为

$$T_e = n_p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd})$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p}{J} (T_e - T_L) = \frac{n_p^2}{J} (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) - \frac{n_p}{J} T_L$$

- 转矩方程整理后得

$$\begin{aligned} T_e = & n_p L_{md} I_f i_{sq} + n_p (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} \\ & + n_p (L_{md} i_{rd} i_{sq} - L_{mq} i_{rq} i_{sd}) \end{aligned}$$



同步电机的动态数学模型

- 第一项是转子励磁磁动势和定子电枢反应磁动势转矩分量相互作用所产生的转矩，是同步电动机主要的电磁转矩。
- 第二项是由凸极效应造成的磁阻变化在电枢反应磁动势作用下产生的转矩，称作反应转矩或磁阻转矩。
- 第三项是电枢反应磁动势与阻尼绕组磁动势相互作用的转矩。

同步电机的动态数学模型

■ 同步电动机的电压矩阵方程式

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ U_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_{sq} & 0 & 0 & -\omega L_{mq} \\ \omega L_{sd} & R_s & \omega L_{md} & \omega L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{rd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{rq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ I_f \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 & L_{md} & L_{md} & 0 \\ 0 & L_{sq} & 0 & 0 & L_{mq} \\ L_{md} & 0 & L_f & L_{md} & 0 \\ L_{md} & 0 & L_{md} & L_{rd} & 0 \\ 0 & L_{mq} & 0 & 0 & L_{rq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ I_f \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}$$



同步电机的动态数学模型

■ 运动方程

$$\begin{aligned} \frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p}{J} (T_e - T_L) = \frac{n_p^2}{J} [L_{md} I_f i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} \\ + (L_{md} i_{rd} i_{sq} - L_{mq} i_{rq} i_{sd})] - \frac{n_p}{J} T_L \end{aligned}$$

- 励磁绕组的存在，增加了状态变量的维数，提高了微分方程的阶次，而凸极效应使得d轴和q轴参数不等，增加了数学模型的复杂性。

同步电机的动态数学模型

- 隐极式同步电动机的 dq 轴对称

$$L_{sd} = L_{sq} = L_s, L_{md} = L_{mq} = L_m$$

- 忽略阻尼绕组的作用，则动态数学模型为

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \\ U_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_s & 0 \\ \omega L_s & R_s & \omega L_m \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m \\ 0 & L_s & 0 \\ L_m & 0 & L_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ I_f \end{bmatrix}$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p}{J} (T_e - T_L) = \frac{n_p^2}{J} L_m I_f i_{sq} - \frac{n_p}{J} T_L$$

同步电机的动态数学模型

■ 隐极式同步电动机的状态方程

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p}{J} (T_e - T_L) = \frac{n_p^2}{J} L_m I_f i_{sq} - \frac{n_p}{J} T_L$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sd} + \frac{1}{\sigma} \omega i_{sq} + \frac{L_m R_f}{\sigma L_s L_f} I_f + \frac{1}{\sigma L_s} u_{sd} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_f} U_f$$

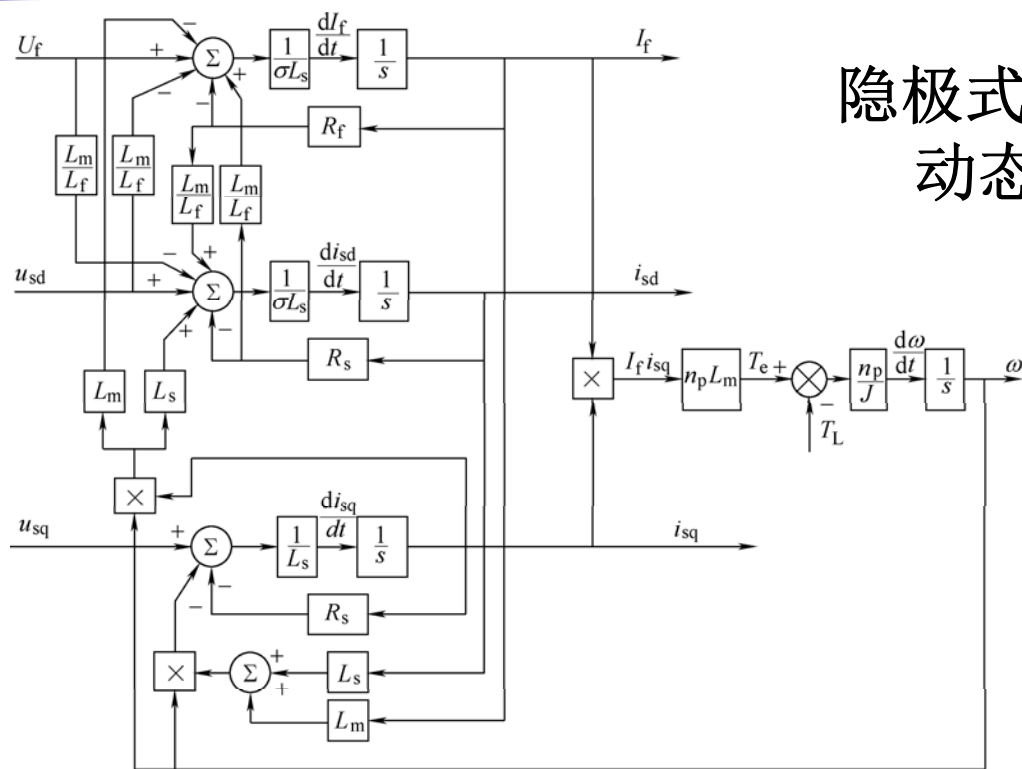
$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\omega i_{sd} - \frac{R_s}{L_s} i_{sq} - \frac{L_m}{L_s} \omega I_f + \frac{1}{L_s} u_{sq}$$

$$\frac{dI_f}{dt} = \frac{L_m R_s}{\sigma L_s L_f} i_{sd} - \frac{L_m}{\sigma L_s} \omega i_{sq} - \frac{R_f}{\sigma L_f} I_f - \frac{L_m}{\sigma L_s L_f} u_{sd} + \frac{1}{\sigma L_f} U_f$$

■ 漏磁系数

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_f}$$

同步电机的动态数学模型



隐极式同步电机
动态结构图

- 同步电机是非线性、强耦合的多变量系统，若考虑阻尼绕组的作用和凸极效应时，动态模型更为复杂。

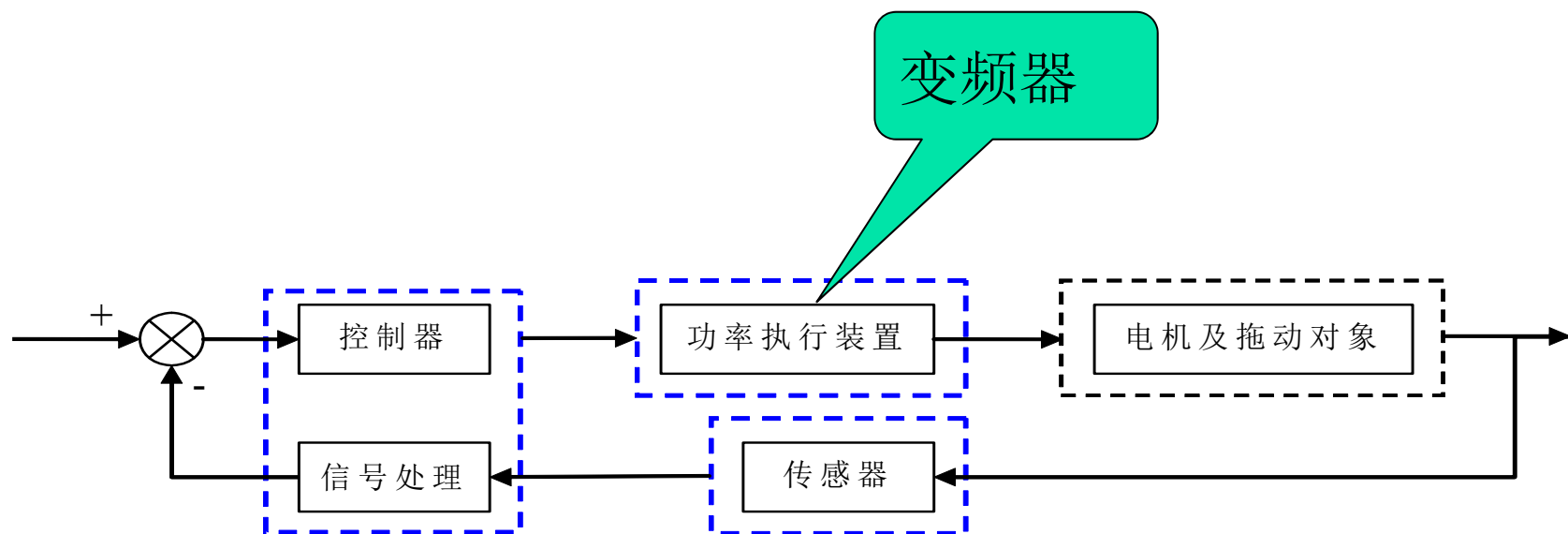


交流运动控制系统

1. 交流同步电机的数学模型
- 2. 交流PWM变频器**
3. 梯形波永磁同步电机（无刷直流电机）
变频控制系统
4. 正弦波永磁同步电机矢量控制系统

交流变压变频器

- ❖ 交流电机变频调速需要**电压与频率均可调**的交流电源，常用的交流可调电源是由**电力电子器件构成**的静止式功率变换器，一般称为**变频器**。



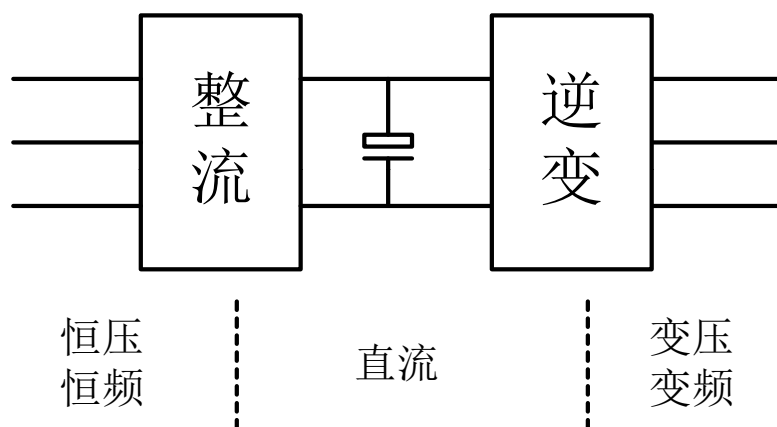


交流变压变频器

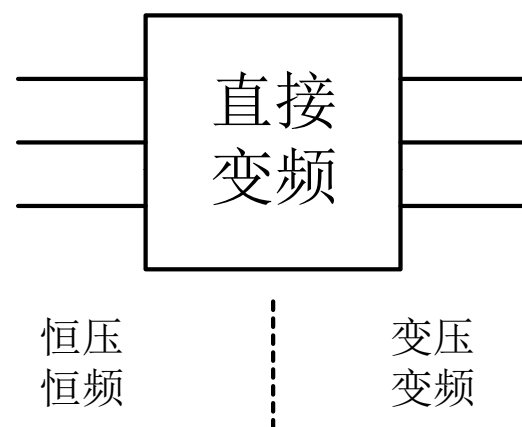
❖ 问题：

- 变频器输出电压的幅值、频率应当为多少？（电机的控制问题）
- 为了得到上面的三相交流输出电压，变频器的各可控功率器件的开关状态如何确定？（变频器的控制问题，交流PWM变频技术）
- 如何控制功率器件的导通关断？（电力电子技术，功率器件的驱动问题）

交流变压变频器



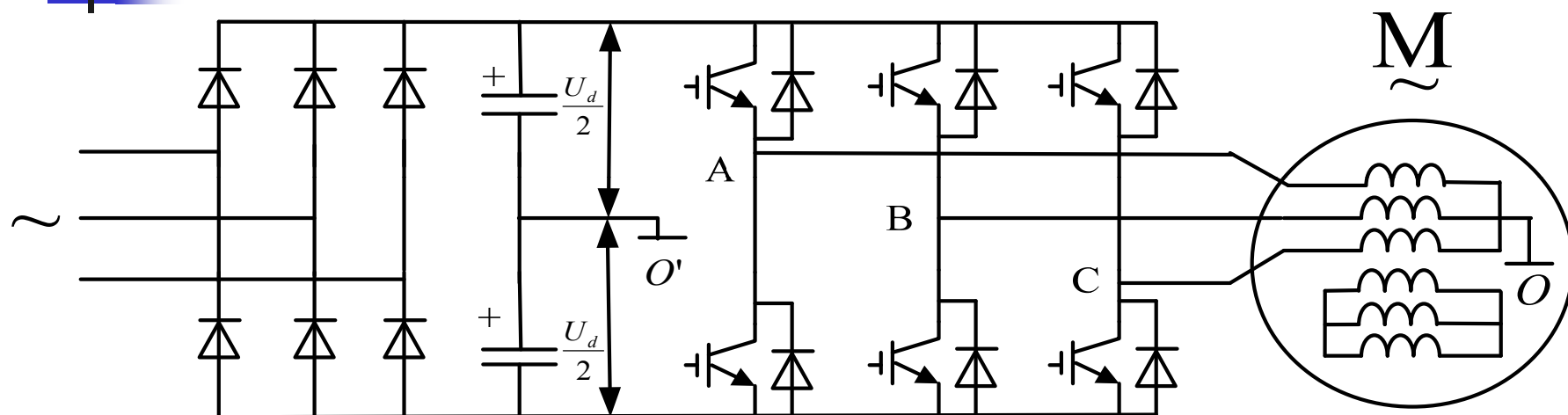
a) 交-直-交变频器



b) 交-交变频器

- 交-交变压变频器虽然在结构上只有一个变换环节，省去了中间直流环节，看似简单，但所用的器件数量却多很多，控制复杂。

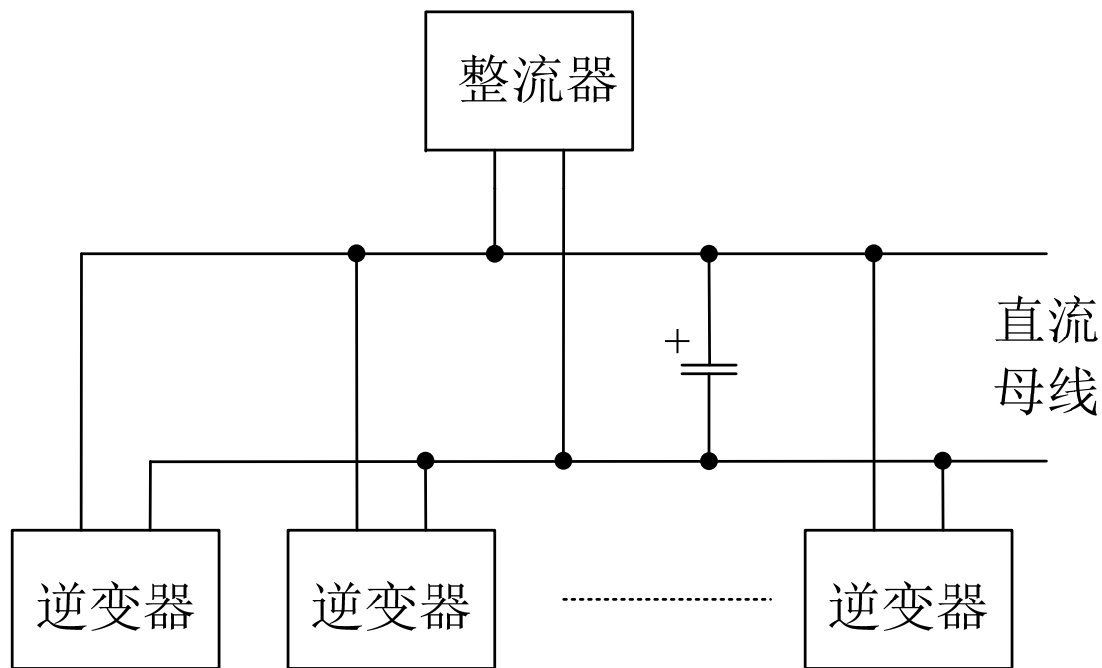
交流变压变频器



交-直-交变频器主回路结构图

- 交-直-交变频变压器主回路只有一套可控功率电路，具有结构简单、控制方便的优点。
- 缺点：当电动机工作在回馈制动状态时能量不能回馈至电网，造成直流侧电压上升，称作泵升电压。

交流变压变频器



直流母线方式的变频器主回路结构图



交流变压变频器

- 采用直流母线供电给多台逆变器，可以减少整流装置的电力电子器件，逆变器从直流母线上汲取能量，还可以通过直流母线来实现能量平衡，提高整流装置的工作效率。
- 当某个电动机工作在回馈制动状态时，直流母线能将回馈的能量送至其他负载，实现能量交换，有效地抑制泵升电压。



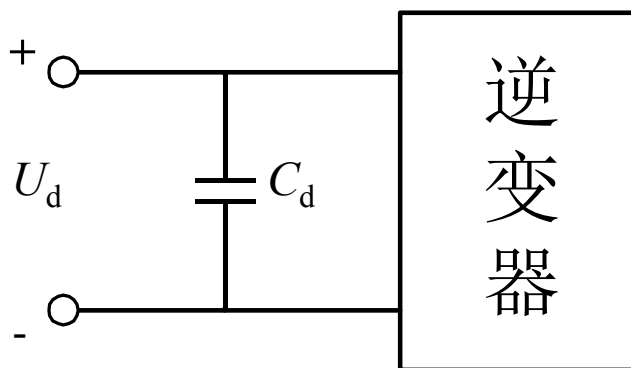
交流变压变频器

电压源型和电流源型逆变器

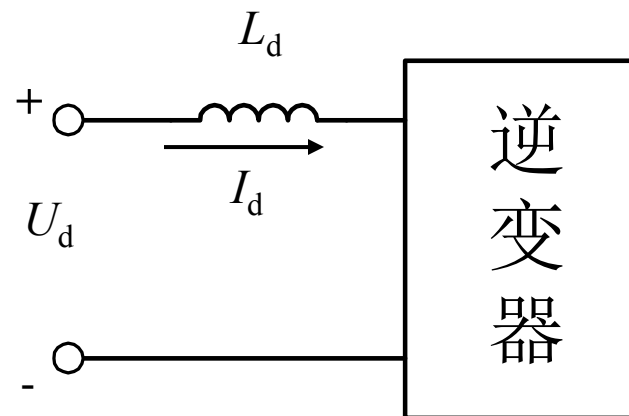
在交-直-交变压变频器中，按照中间直流环节直流电源性质不同，逆变器可以分成**电压源型**和**电流源型**两类，两种类型的**实际区别在于直流环节采用怎样的滤波器**。下图绘出了电压源型和电流源型逆变器的示意图。

交流变压变频器

a) 电压源逆变器



b) 电流源逆变器



电压源型和电流源型逆变器示意图



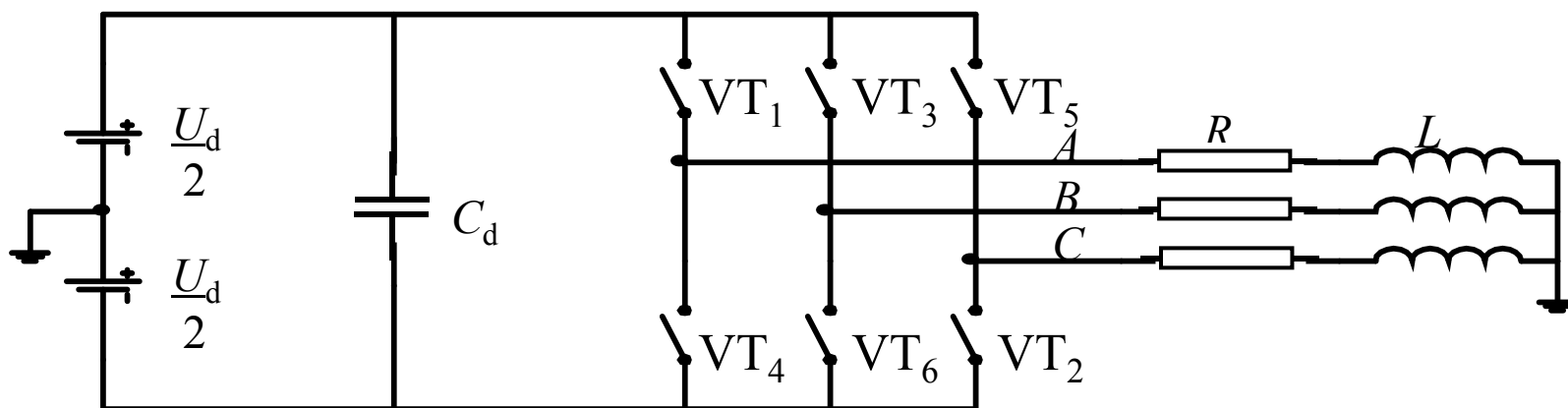
交流变压变频器

- **电压源型逆变器：**直流环节采用大电容滤波，因而直流电压波形比较平直，在理想情况下是一个内阻为零的恒压源，输出交流电压是矩形波或阶梯波，有时简称电压型逆变器。
- **电流源型逆变器：**直流环节采用大电感滤波，直流电流波形比较平直，相当于一个恒流源，输出交流电流是矩形波或阶梯波，或简称电流型逆变器。

交流变压变频器

180°导通型和120°导通型逆变器

交-直-交变压变频器中的逆变器一般接成三相桥式电路，以便输出三相交流变频电源，下图为6个电力电子开关器件VT1 ~ VT6 组成的三相逆变器主电路，图中用开关符号代表任何一种电力电子开关器件。





交流变压变频器

180°导通型和120°导通型逆变器

控制各开关器件轮流导通和关断，可使输出端得到三相交流电压。在某一瞬间，控制一个开关器件关断，同时使另一个器件导通，就实现了两个器件之间的换流。在三相桥式逆变器中，有180°导通型和120°导通型两种换流方式。



交流变压变频器

180°导通型逆变器

同一桥臂上、下两管之间互相换流的逆变器称作180° 导通型逆变器。

- 例如，当 VT_1 关断后，使 VT_4 导通，而当 VT_4 关断后，又使 VT_1 导通。这时，每个开关器件在一个周期内导通的区间是180°，其他各相亦均如此。由于每隔60°有一个器件开关，在180°导通型逆变器中，除换流期间外，每一时刻总有3个开关器件同时导通。
- 但须注意，必须防止同一桥臂的上、下两管同时导通，否则将造成直流电源短路，谓之“直通”，必须采取“先断后通”的方法。



交流变压变频器

120°导通型逆变器

120° 导通型逆变器的换流是在不同桥臂中同一排左、右两管之间进行的。

- 例如，VT1关断后使VT3导通，VT3关断后使VT5导通，VT4关断后使VT6导通等等。这时，每个开关器件一次连续导通120°，在同一时刻只有两个器件导通，如果负载电机绕组是Y联结，则只有两相导电，另一相悬空。



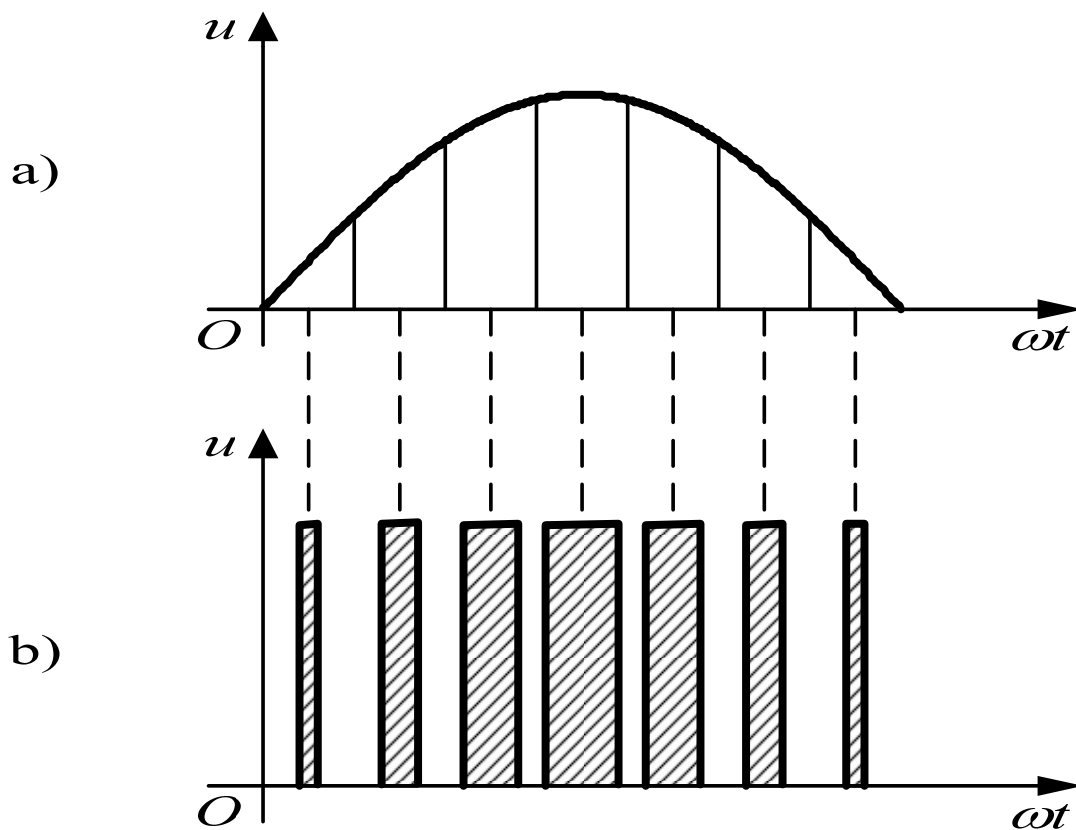
交流PWM变压变频器

正弦波脉宽调制技术

- 以频率与期望的输出电压波相同的正弦波作为调制波，以频率比期望波高得多的等腰三角波作为载波，当调制波与载波相交时，由它们的交点确定逆变器开关器件的通断时刻，从而获得高度相等、宽度按正弦规律变化的脉冲序列，这种调制方法称作正弦波脉宽调制（**Sinusoidal pulse Width Modulation**），简称**SPWM**。

交流PWM变压变频器

正弦波脉宽调制技术





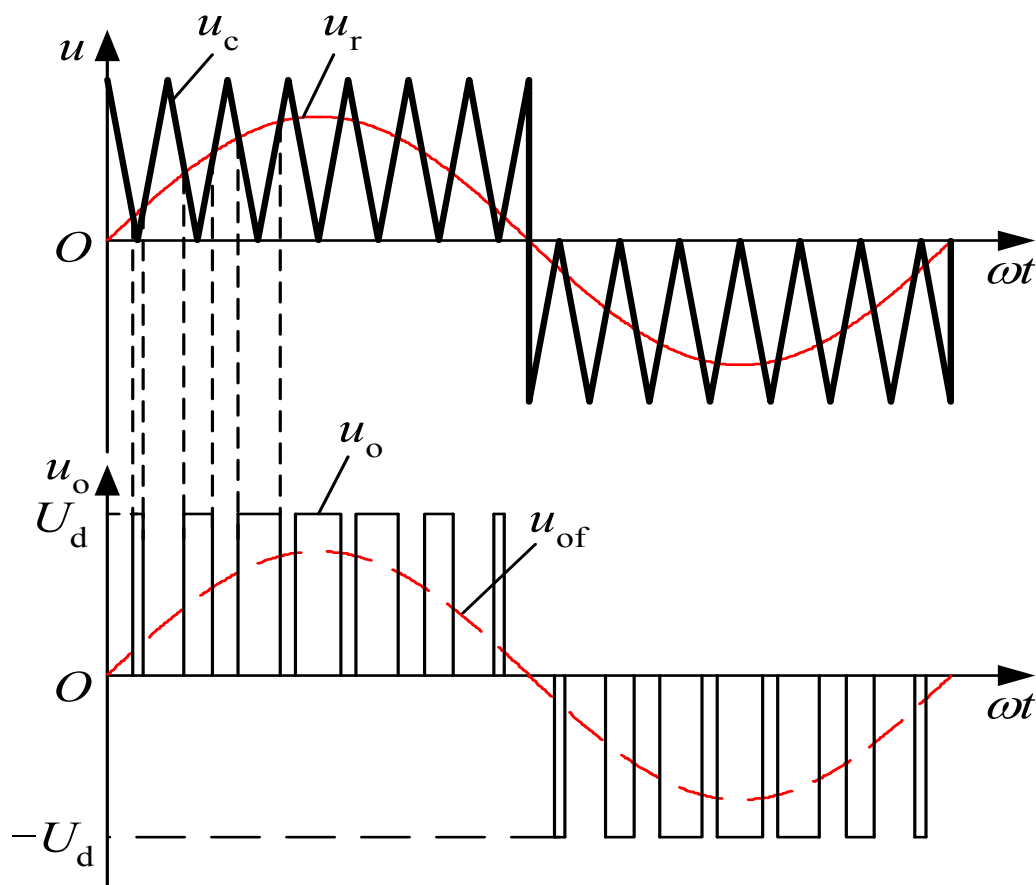
交流PWM变压变频器

SPWM控制方式:

- 单极式控制方式: 在正弦调制波的半个周期内, 三角载波只在正或负的一种极性范围内变化, 所得的**SPWM**波也只处于一个极性的范围内。
- 双极式控制方式: 在正弦调制波的半个周期内, 三角载波在正负极性之间连续变化, 则**SPWM**波也在正负之间变化。

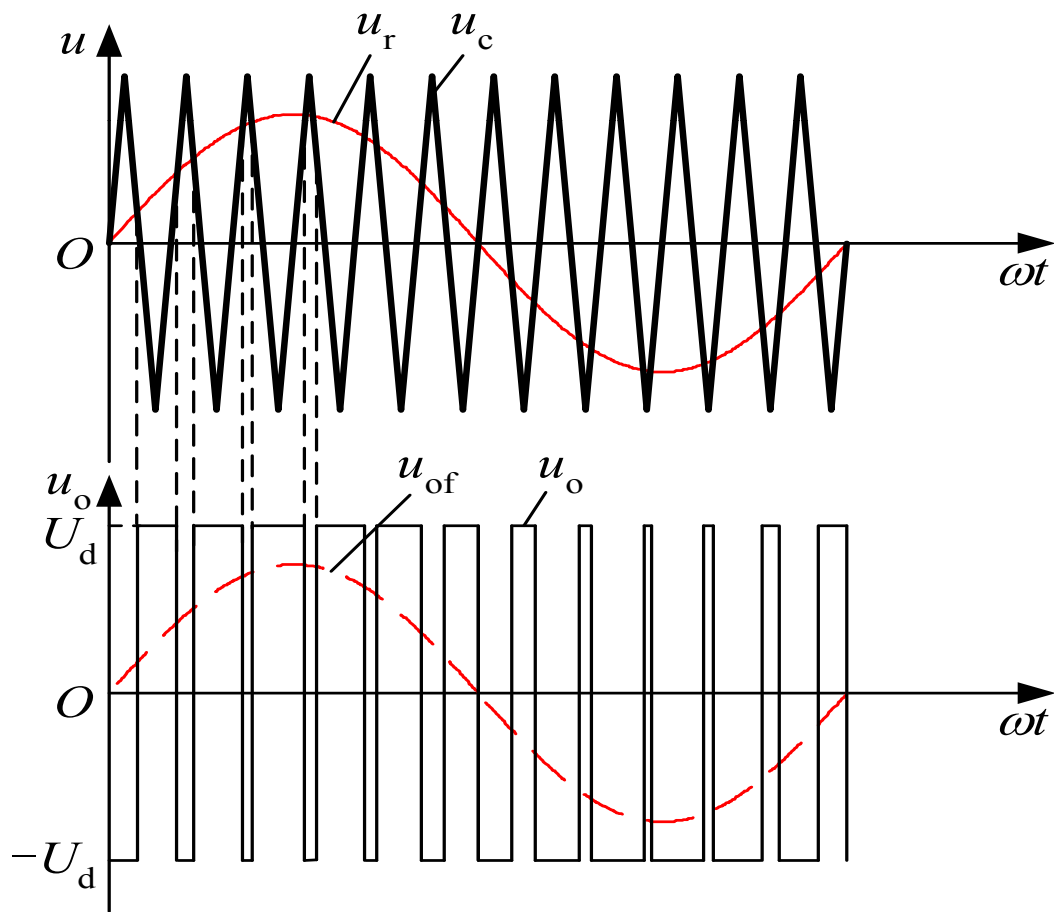
交流PWM变压变频器

(1) 单极性PWM控制方式



交流PWM变压变频器

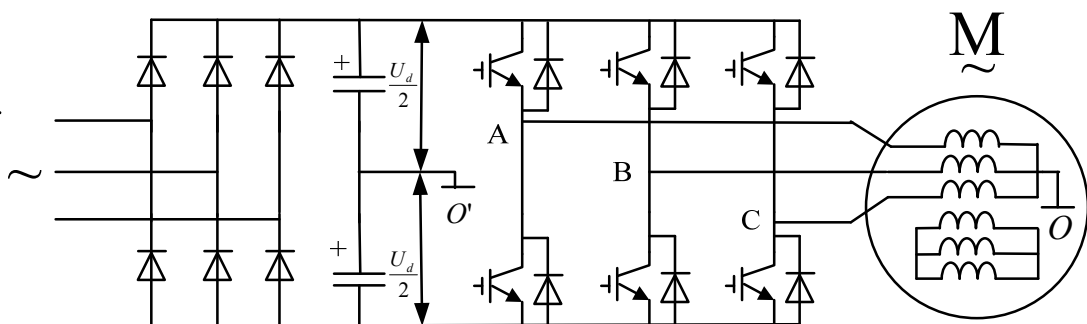
(2) 双极性PWM控制方式



交流PWM变压变频器

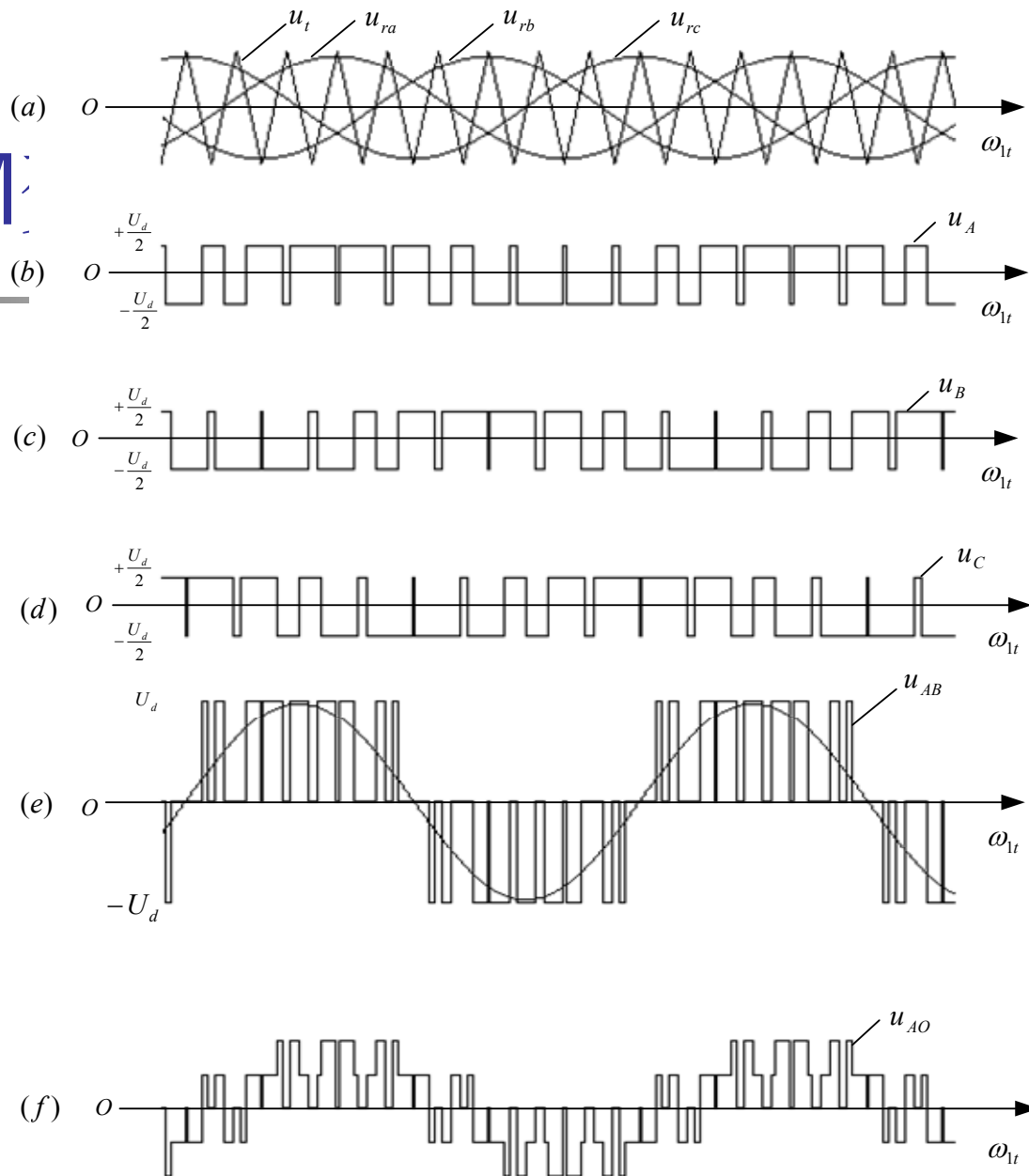
- 双极性控制方式的**PWM**方式，三相输出电压共有**8**个状态， S_A 、 S_B 、 S_C 分别表示**A**、**B**、**C**三相的开关状态，“**1**”表示上桥臂导通，“**0**”表示下桥臂导通。
- u_A 、 u_B 、 u_C 分别为以电源中点参考点的三相输出电压， u_{AO} 、 u_{BO} 、 u_{CO} 为电动机三相电压。
- 电动机中点电压

$$u_O = \frac{u_A + u_B + u_C}{3}$$



交流PWM

■ 双极性控制方式的三相SPWM波形



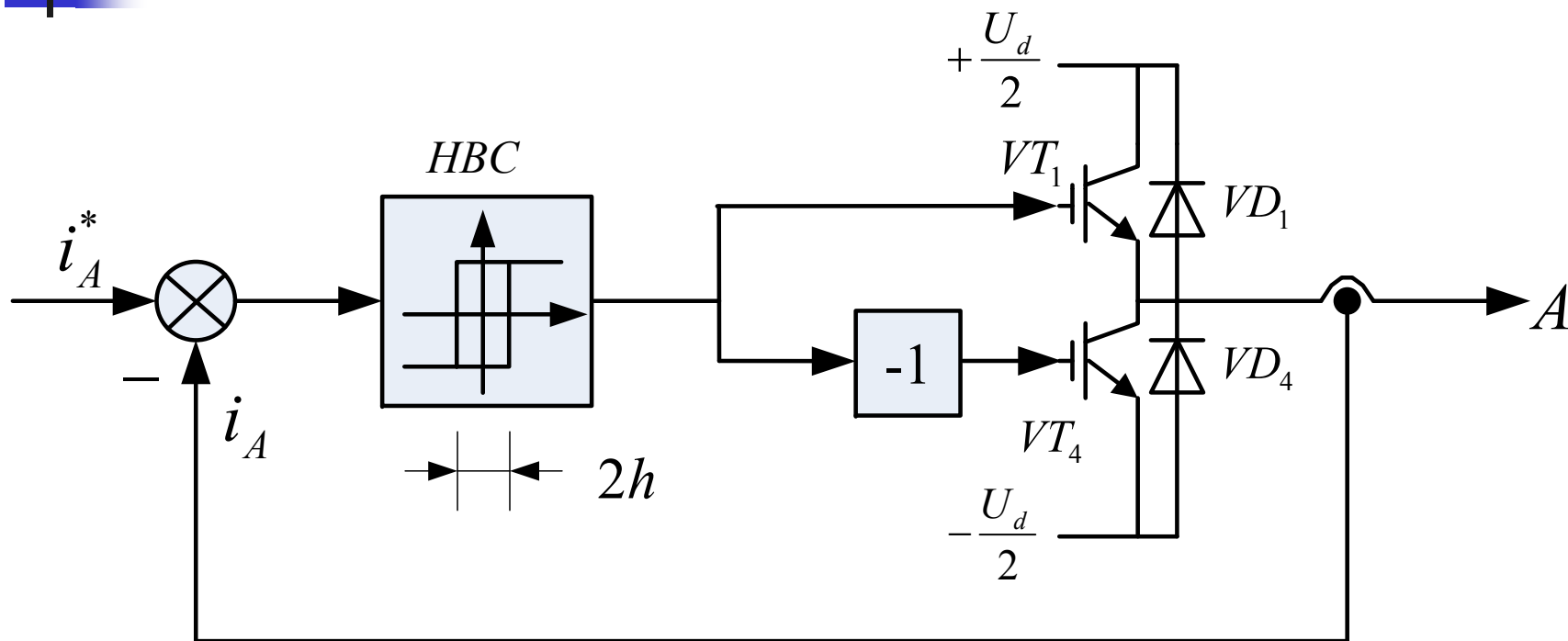


电流跟踪PWM控制技术

SPWM控制技术是以输出电压近似正弦波为目标。对电流实行闭环控制，使其接近正弦波形，常用的一种方法是**电流滞环跟踪 PWM控制**。

- 在原来主回路的基础上，采用电流闭环控制，使实际电流快速跟随给定值，在稳态时，尽可能使实际电流接近正弦波形，这就能比电压控制的SPWM获得更好的性能。

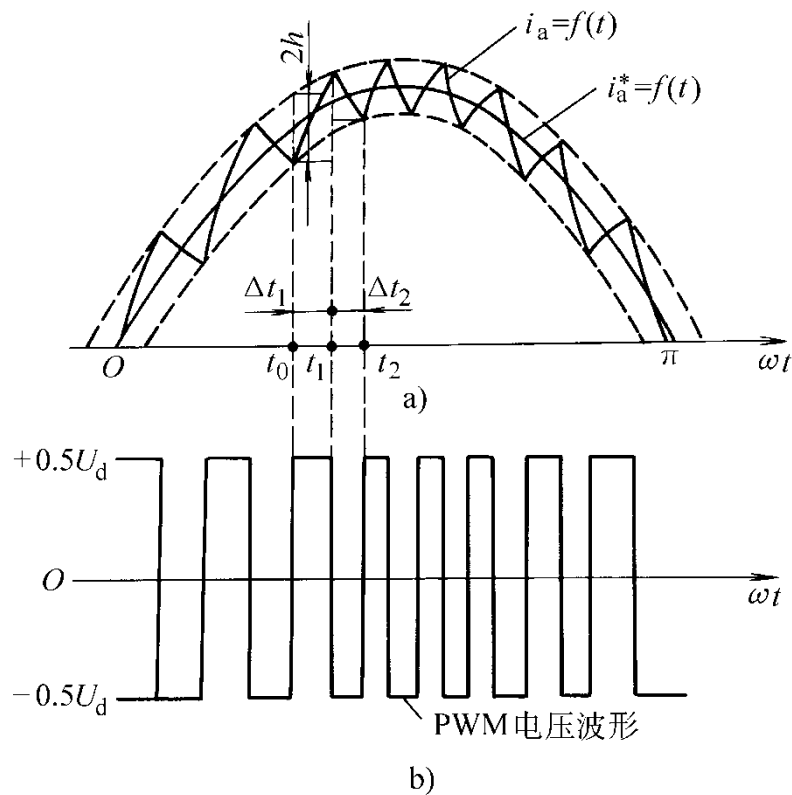
电流跟踪PWM控制技术



电流滞环跟踪控制的**A**相原理图

电流跟踪PWM控制技术

- 将给定电流 i_a^* 与输出电流 i_a 进行比较，电流偏差 Δi_a 超过 $\pm h$ ，经滞环控制器HBC控制逆变器 A 相上（或下）桥臂的功率器件动作。B、C 二相的原理图均与此相同。



电流滞环控制时的相电流和
逆变器输出端电压波形

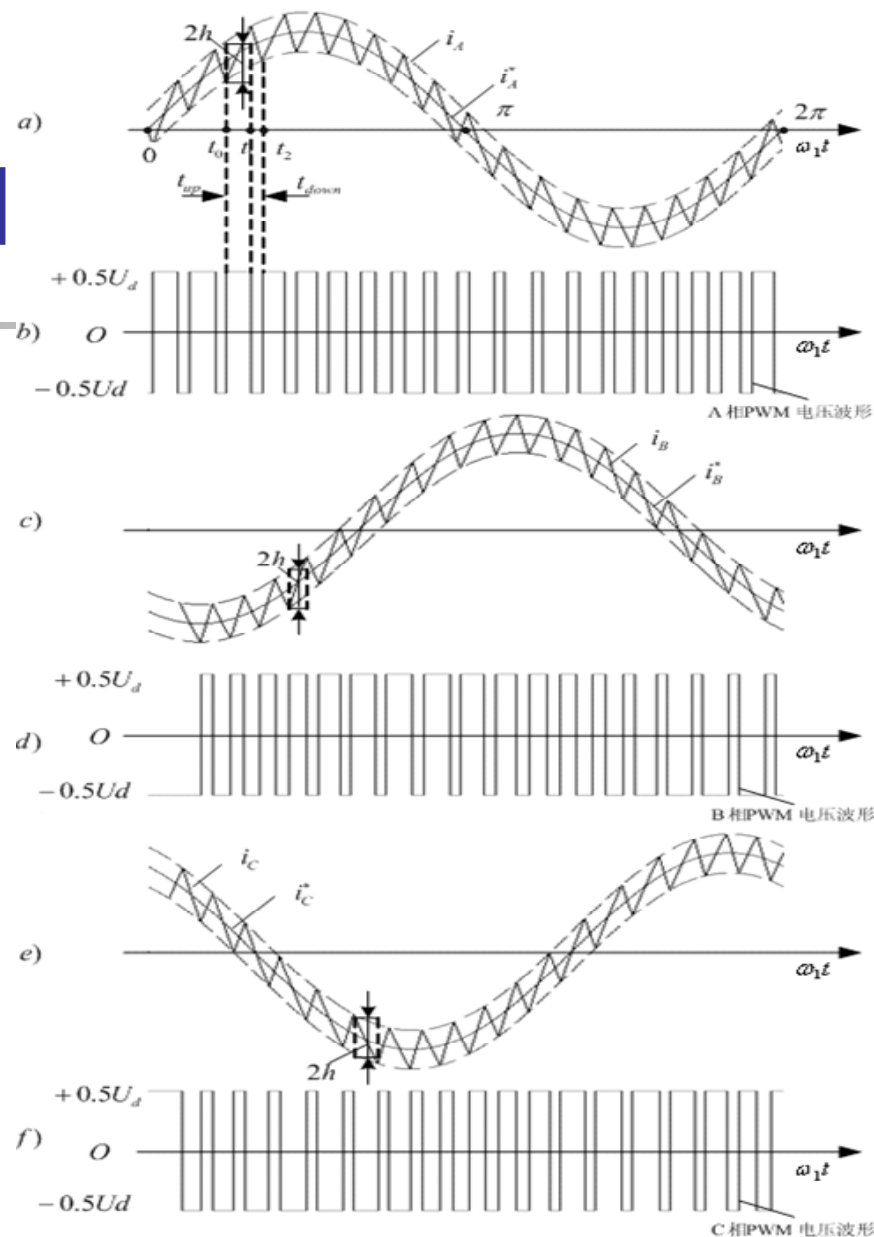
电流跟踪PWM控制技术

- 如果, $i_a < i_a^*$, 且 $i_a^* - i_a \geq h$, 滞环控制器 HBC 输出正电平, 驱动上桥臂功率开关器件 VT_1 导通, 变压变频器输出正电压, 使 i_a 增大。当增长到与给定相等时, HBC 仍保持正电平输出, 保持导通, 使继续增大;
- 直到达到 $i_a = i_a^* + h$, $\Delta i_a = -h$, 使滞环翻转, HBC 输出负电平, 关断 VT_1 , 并经延时后驱动 VT_4 ;
- 但此时 VT_4 未必能够导通, 由于电机绕组的电感作用, 电流不会反向, 而是通过二极管续流。电流逐渐减小, 直到到达滞环偏差的下限值, 使 HBC 再翻转, 又重复使导通。

这样交替工作, 使输出电流与给定值之间的偏差保持在范围内, 在正弦波上下作锯齿状变化。

电流跟踪PWM

- 电流滞环跟踪控制时的三相电流波形与相电压PWM波形





电流跟踪PWM控制技术

- 电流跟踪控制的精度与滞环的宽度有关，同时还受到功率开关器件允许开关频率的制约。
- 当环宽选得较大时，开关频率低，但电流波形失真较多，谐波分量高；如果环宽小，电流跟踪性能好，但开关频率却增大了。

实际使用中，应在器件开关频率允许的前提下，尽可能选择小的环宽。

问题讨论与练习

1. 交流电机有哪几种调速方法？
2. 简述交流PWM变频器的电路结构与原理。

作业（文件以“学号+姓名.pdf”上传）：



已知三相隐极式同步电动机的参数为：额定电压 $U_N=380V$ ，额定电流 $I_N=23A$ ，额定频率 $f_N=50Hz$ ，额定功率因数 $\cos\varphi=0.8$ (超前)，定子绕组Y联接，电机极对数 $n_p=2$ ，同步电抗 $x_c=10.4\Omega$ ，忽略定子电阻。求：

额定状态时，电磁功率 P_M ，电磁转矩 T_e ，功角 θ ，转子磁势在定子绕组产生的感应电动势 E_s ，最大转矩 T_{emax} 。

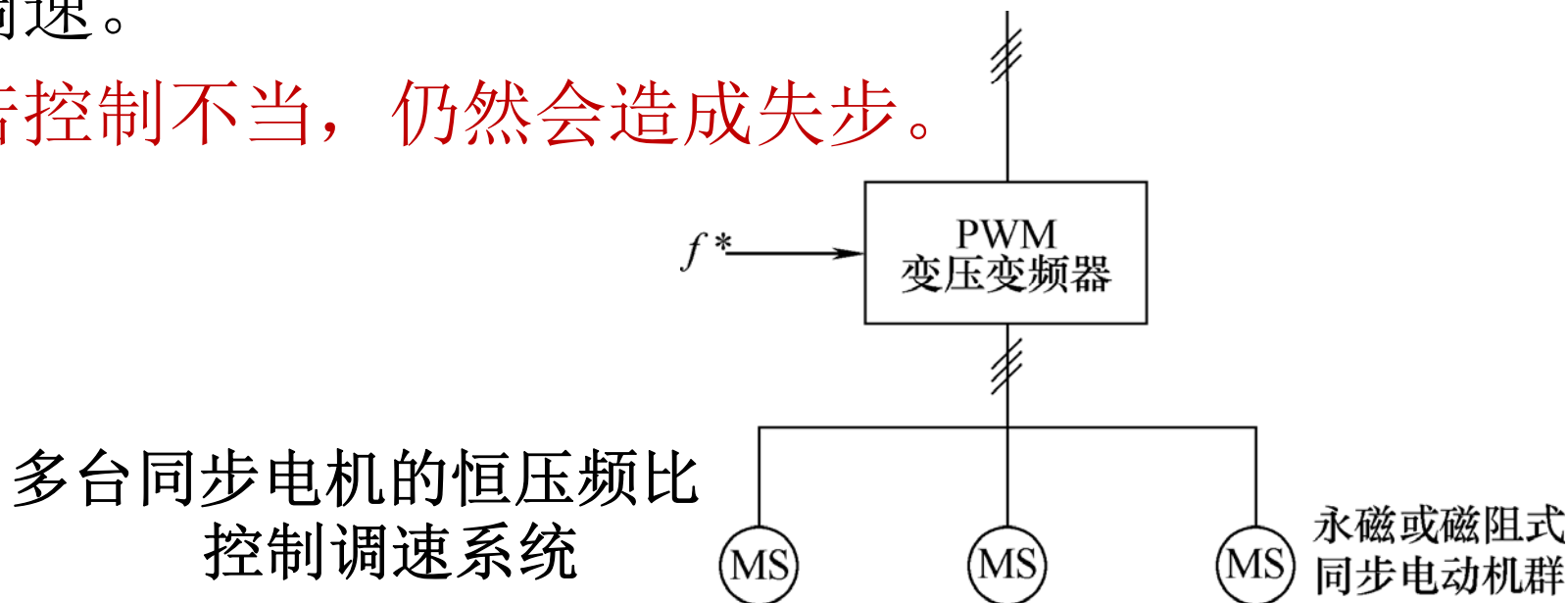


交流运动控制系统

1. 交流同步电机的数学模型
2. 交流PWM变频器
- 3. 梯形波永磁同步电机（无刷直流电机）
变频控制系统**
4. 正弦波永磁同步电机矢量控制系统

自控变频同步电机调速系统

- 他控变频同步电动机调速系统变频器的输出频率与转子转速或位置无直接的关系；
- 控制系统结构简单，可以同时实现多台同步电机调速。
- 若控制不当，仍然会造成失步。

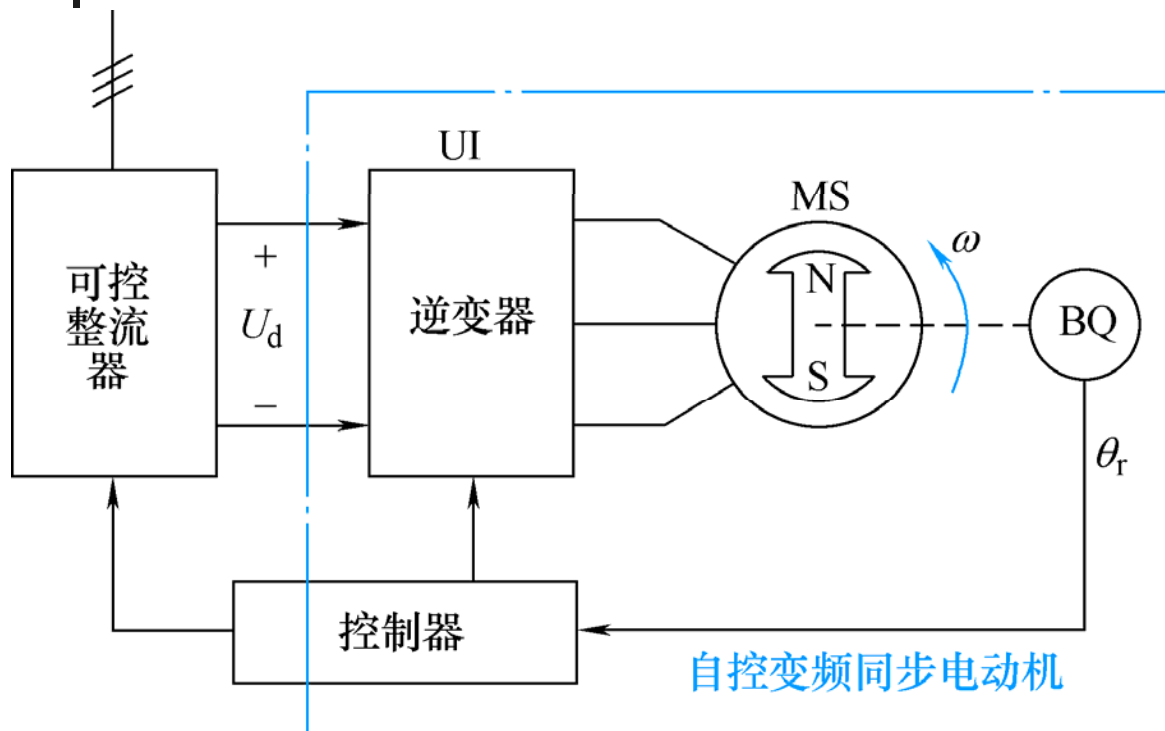




自控变频同步电机调速系统

- 根据转子位置直接控制变频装置的输出电压或电流的相位，就能从根本上杜绝失步现象，这就是自控变频同步电机的初衷。
- **方案1：两套可控功率单元，系统结构复杂。**
 - 在基频以下调速时，需要电压频率协调控制。
 - 需要一套直流调压装置，为逆变器提供可调的直流电源。
 - 调速时改变直流电压，转速将随之变化，逆变器的输出频率自动跟踪转速。
 - 在表面上只控制了电压，实际上也自动地控制了频率，这就是自控变频同步电动机变压变频调速。

自控变频同步电机调速系统



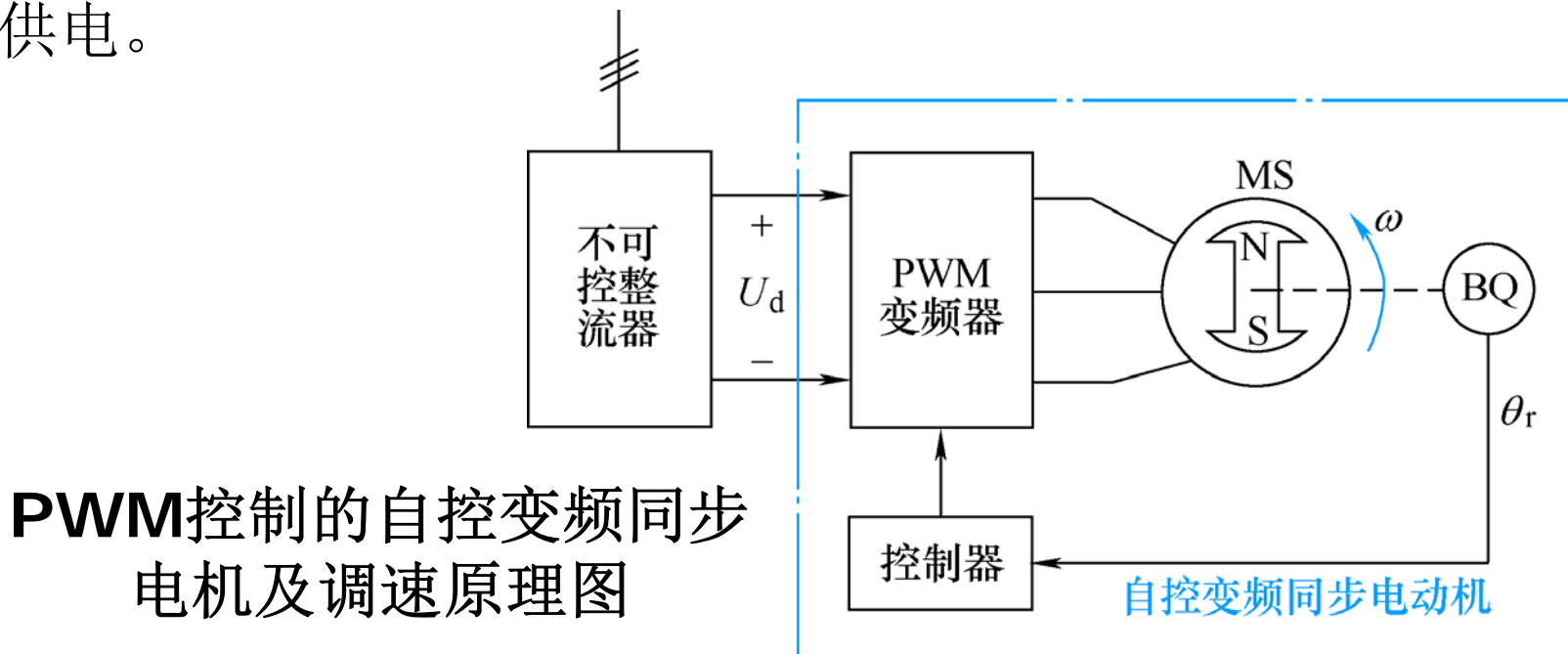
需要两套可控功率单元，系统结构复杂。

自控变频同步电机调速原理图

UI——逆变器 **BQ**——转子位置检测器

自控变频同步电机调速系统

- **方案2：** 只需一套可控功率单元，系统结构简单。
- 采用PWM逆变器，既完成变频，又实现调压。
- 可控整流器就可以用不可控整流器，或直接用直流母线供电。





自控变频同步电机调速系统

- 从电机本身看，自控变频同步电机是一台同步电机，可以是永磁式的，容量大时也可以用励磁式的。
- 把电机和逆变器、转子位置检测器BQ合起来看，如同是一台直流电机。
- 从外部看来，改变直流电压，就可实现调速，相当于直流电机的调压调速。
- 电力电子逆变器和转子位置检测器就相当于电子式换向器，用静止的电力电子电路代替了容易产生火花的旋转接触式换向器，用电子换向取代机械换向。



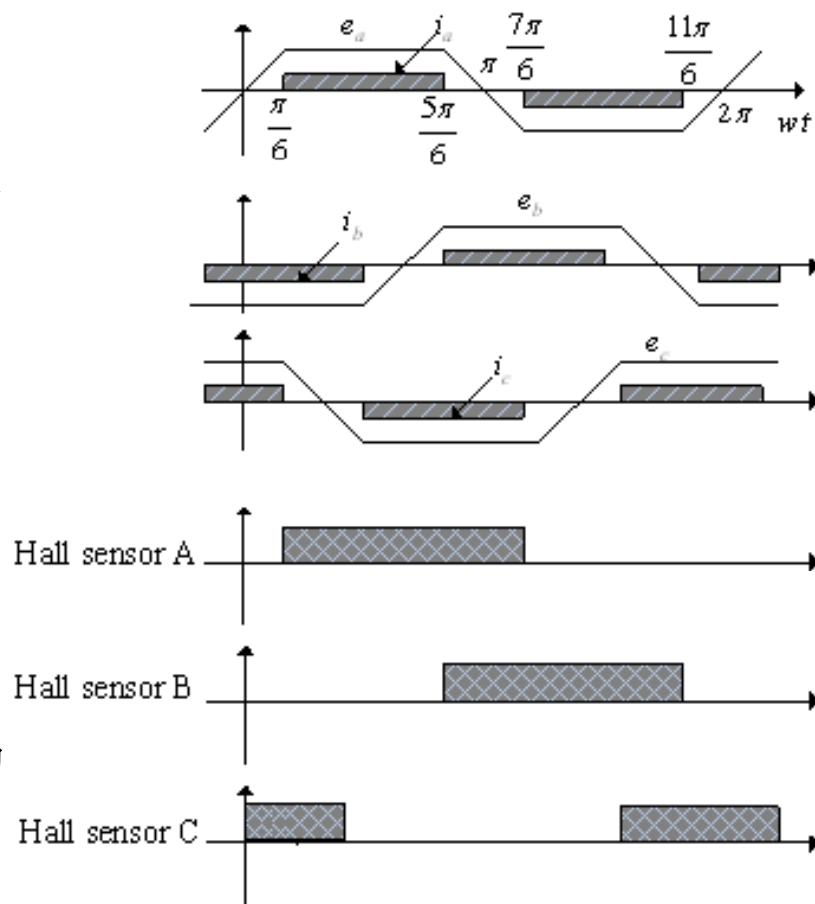
自控变频同步电机调速系统

- **无换向器电动机**——由于采用电子换相取代了机械式的换向器，多用于带直流励磁的同步电机。
- **正弦波永磁自控变频同步电机**——以正弦波永磁同步电机为核心，构成的自控变频同步电机。
- **梯形波永磁自控变频同步电机**——以梯形波永磁同步电机为核心的自控变频同步电机，性能更接近于直流电机。但没有电刷，故称无刷直流电机。
- 尽管在名称上有区别，本质上都是一样的，所以统称作“**自控变频同步电机**”。

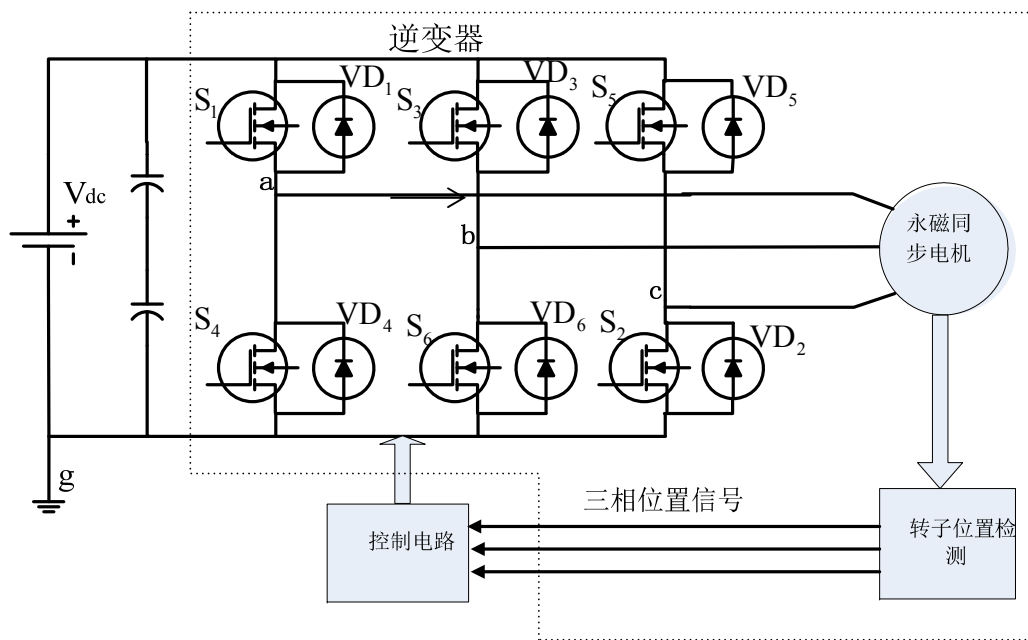
梯形波永磁同步电机变频调速系统

- 无刷直流电机实质上是一种特定类型的永磁同步电机，转子磁极采用瓦形磁钢，经专门的磁路设计，可获得梯形波的气隙磁场，感应的电动势也是梯形波的。
- 逆变器提供与电动势严格同相的方波电流。

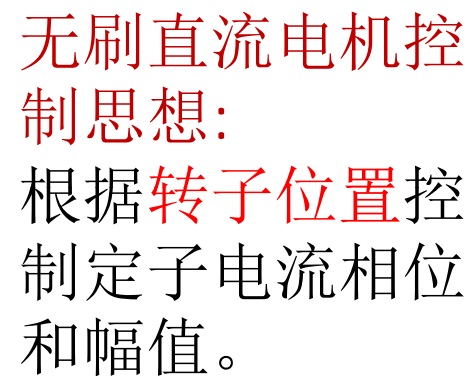
A. 梯形波永磁同步电机反电动势、相电流和霍尔信号波形



梯形波永磁同步电机变频调速系统

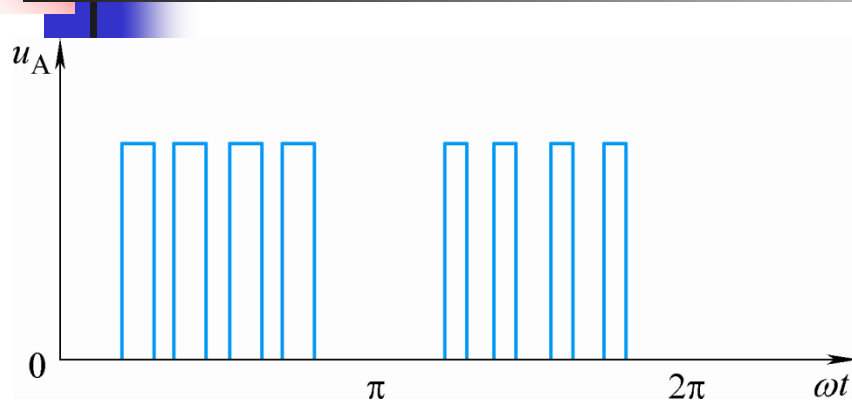


B. 梯形波永磁同步电机的系统组成框图

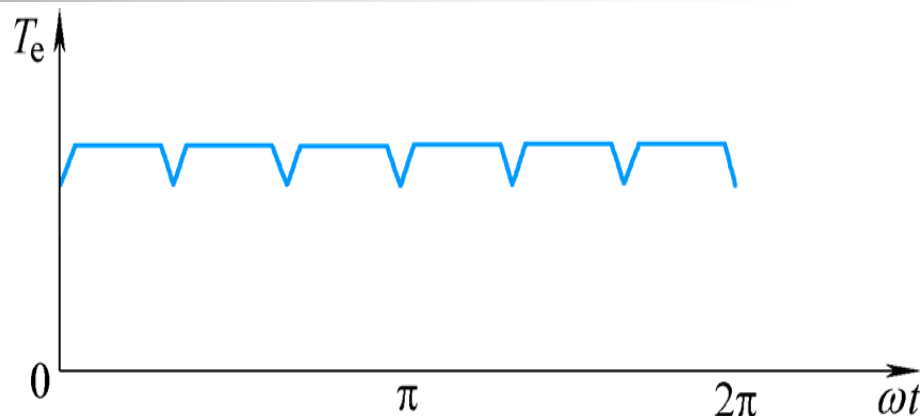


三相无刷直流电机工作原理示意图

梯形波永磁同步电机变频调速系统



PWM逆变器输出电压
(补充端电压和电流波形)



梯形波永磁同步电机的
转矩脉动

- **PWM**逆变器输出电压为调制方波序列，并按直流**PWM**的方法对方波进行调制，同时完成变压变频功能。
- 换相时电流波形不可能突跳，其波形只能是近似梯形的，因而通过气隙传送到转子的电磁功率也是梯形波。

梯形波永磁同步电机变频调速系统

- 梯形波永磁同步电动机的电压方程

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_\sigma & 0 & 0 \\ 0 & L_\sigma & 0 \\ 0 & 0 & L_\sigma \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix}$$

- 在非换相情况下，同时只有两相导通，从逆变器直流侧看进去，为两相绕组串联，则电磁功率

$$P_m = 2E_p I_p$$

- 电磁转矩

$$T_e = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{P_m}{\omega / n_p} = \frac{2n_p E_p I_p}{\omega} = 2n_p \psi_p I_p$$



梯形波永磁同步电机变频调速系统

- 不考虑换相过程及PWM调制等因素的影响，VT1和VT6导通时，A、B两相导通，而C相关断

$$i_A = -i_B = I_p$$

$$i_C = 0$$

$$e_A = -e_B = E_p$$

- 无刷直流电机的电压方程

$$u_A - u_B = 2R_s I_p + 2L_\sigma \frac{dI_p}{dt} + 2E_p$$



梯形波永磁同步电机变频调速系统

- 采用PWM控制

$$u_A - u_B = \rho U_d$$

- 电压方程

$$2R_s I_p + 2L_\sigma \frac{dI_p}{dt} = \rho U_d - 2E_p$$

- 状态方程

$$\frac{dI_p}{dt} = -\frac{1}{T_l} I_p - \frac{E_p}{L_\sigma} + \frac{\rho U_d}{2L_\sigma}$$

- 电枢漏磁时间常数

$$T_l = \frac{L_\sigma}{R_s}$$

梯形波永磁同步电机变频调速系统

- 根据电机和电力拖动系统基本理论

$$E_p = k_e \omega$$

$$T_e = \frac{n_p}{\omega} 2E_p I_p = 2n_p k_e I_p$$

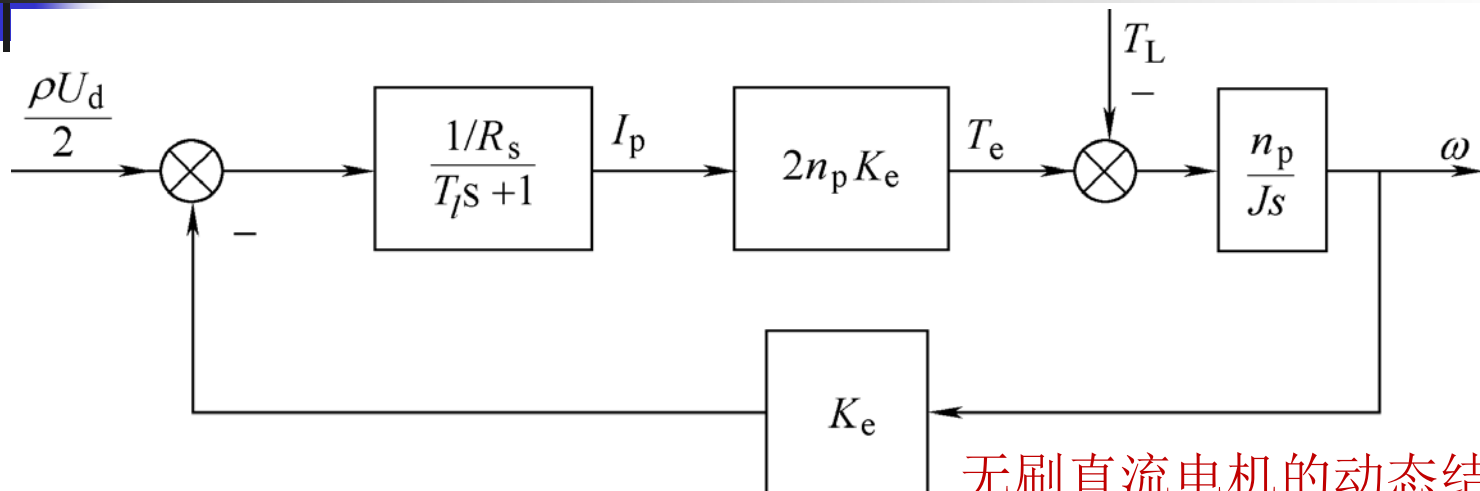
$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p}{J} (T_e - T_L)$$

- 无刷直流电机的状态方程

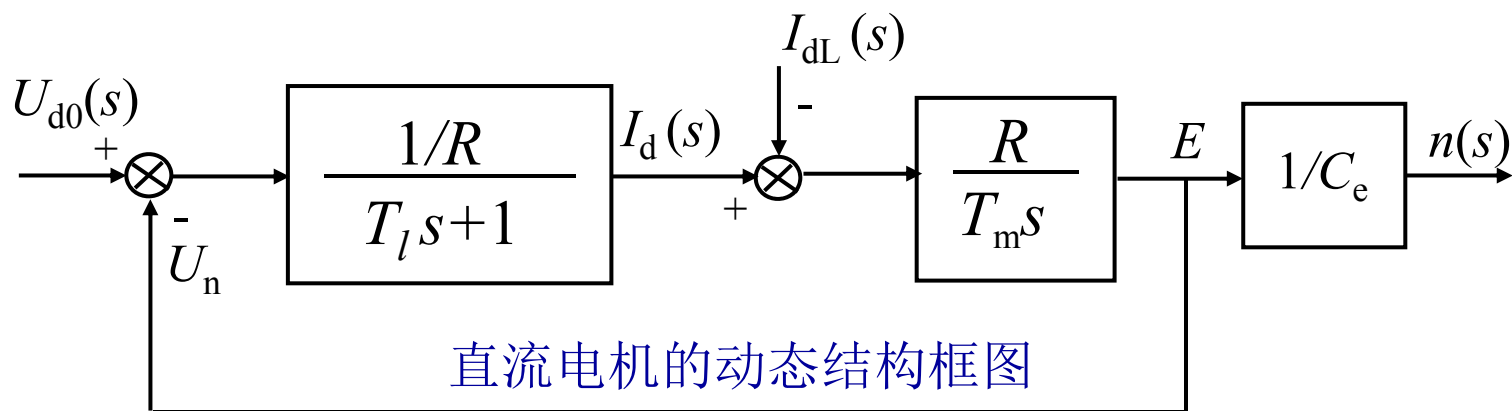
$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p^2}{J} 2k_e I_p - \frac{n_p}{J} T_L$$

$$\frac{dI_p}{dt} = -\frac{1}{T_l} I_p - \frac{k_e \omega}{L_\sigma} + \frac{\rho U_d}{2L_\sigma}$$

梯形波永磁同步电机变频调速系统

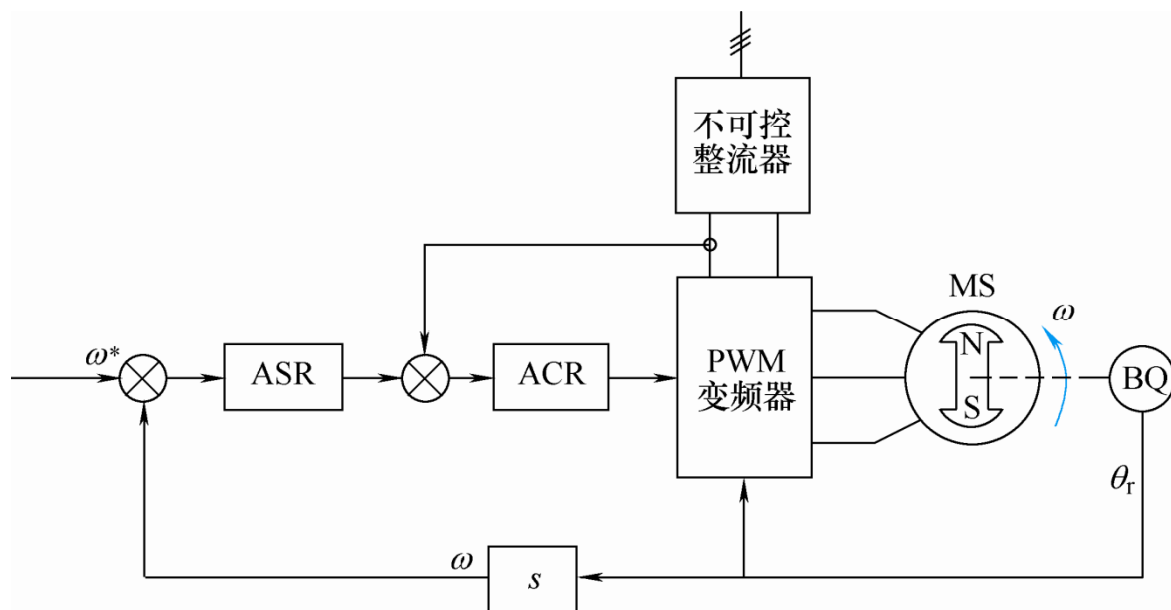


无刷直流电机的动态结构图



直流电机的动态结构框图

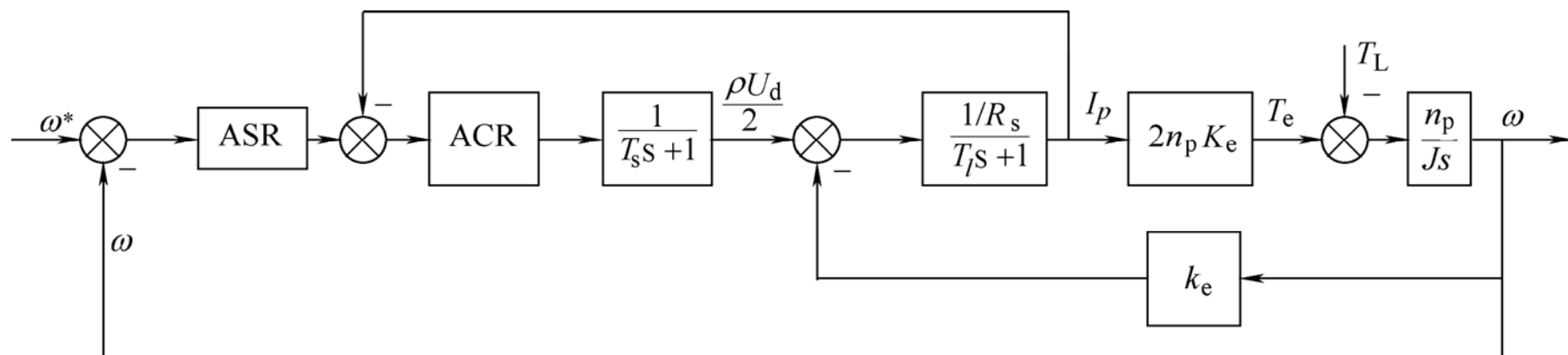
梯形波永磁同步电机变频调速系统



ASR和ACR均为带积分和输出限幅的PI调节器，调节器可参照直流调速系统的方法设计。

无刷直流电机调速系统（与直流电机对比）

梯形波永磁同步电机变频调速系统



无刷直流电机调速系统结构图



交流运动控制系统

1. 交流同步电机的数学模型
2. 交流PWM变频器
3. 梯形波永磁同步电机（无刷直流电机）
变频控制系统
4. 正弦波永磁同步电机矢量控制系统



同步电机矢量控制系统

- 通过坐标变换，把同步电机等效成直流电机，再模仿直流电机的控制方法进行控制。
- 在同步电机矢量控制系统中，为了准确地定向，需要检测转子位置。
- 因此，同步电机矢量控制变频调速也可归属于自控变频同步电机调速系统。



同步电机矢量控制系统

- 保持同步电动机的气隙磁链恒定，采用按气隙磁链定向。
- 忽略阻尼绕组的作用，在可控励磁同步电动机中，除转子直流励磁外，定子磁动势还产生电枢反应，直流励磁与电枢反应合成起来产生气隙磁链。



同步电机矢量控制系统

- 同步电机气隙磁链是指与定子和转子交链的主磁链，沿dq轴分解得在dq坐标系的表达式

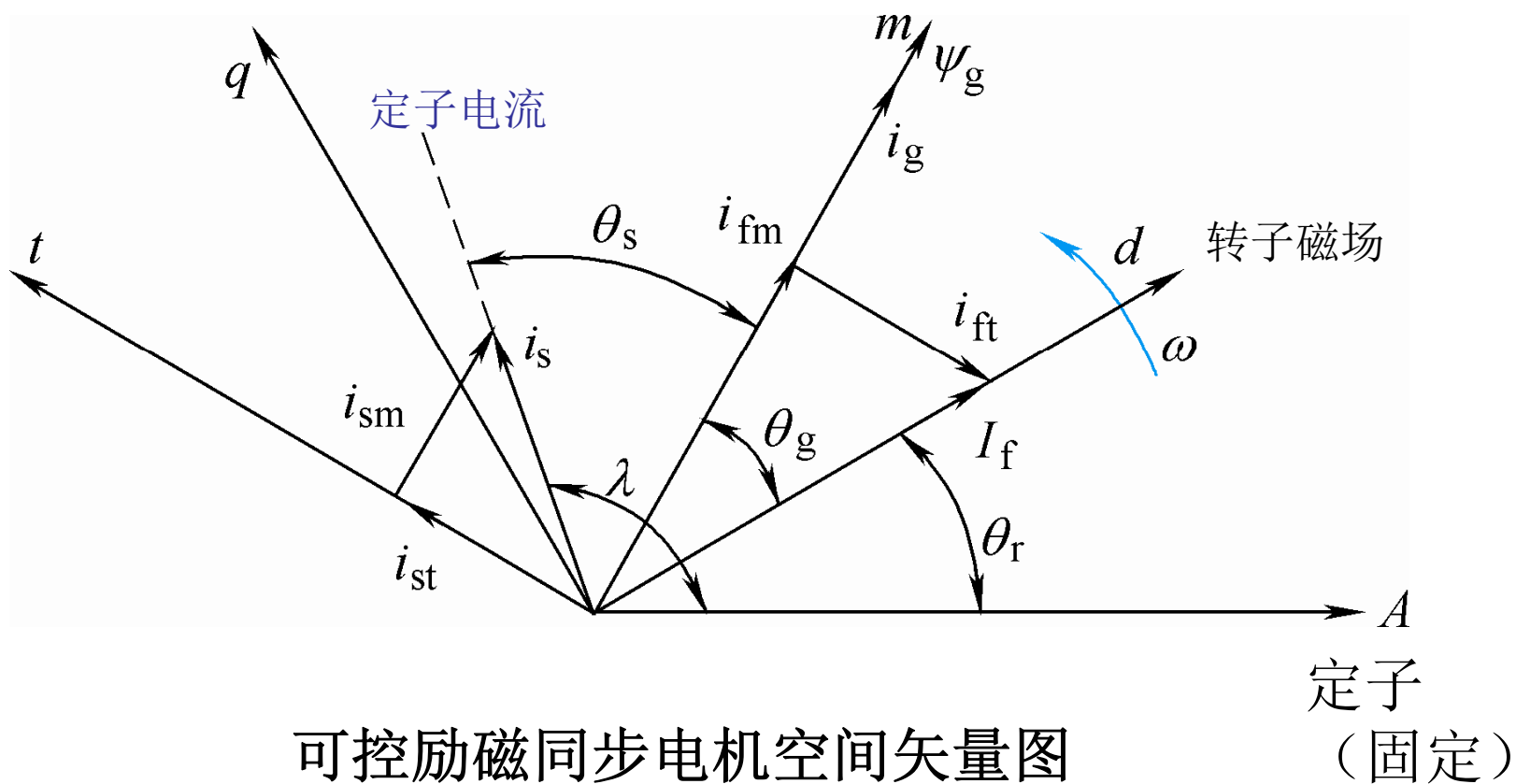
$$\psi_{gd} = L_m i_{sd} + L_m I_f$$

$$\psi_{gq} = L_m i_{sq}$$

- 气隙磁链矢量可以用其幅值和角度来表示

$$\Psi_g = \psi_g e^{j\theta_g} = \sqrt{\psi_{gd}^2 + \psi_{gq}^2} e^{j \arctg \frac{\psi_{gq}}{\psi_{gd}}}$$

同步电机矢量控制系统



同步电机矢量控制系统

- 定子磁链

$$\psi_{sd} = L_{ls} i_{sd} + L_m i_{sd} + L_m I_f = L_{ls} i_{sd} + \psi_{gd}$$

$$\psi_{sq} = L_{ls} i_{sq} + L_m i_{sq} = L_{ls} i_{sq} + \psi_{gq}$$

L_m 交链磁场

L_{ls} 漏磁

i_s 定子电流

I_f 转子电流

- 电磁转矩

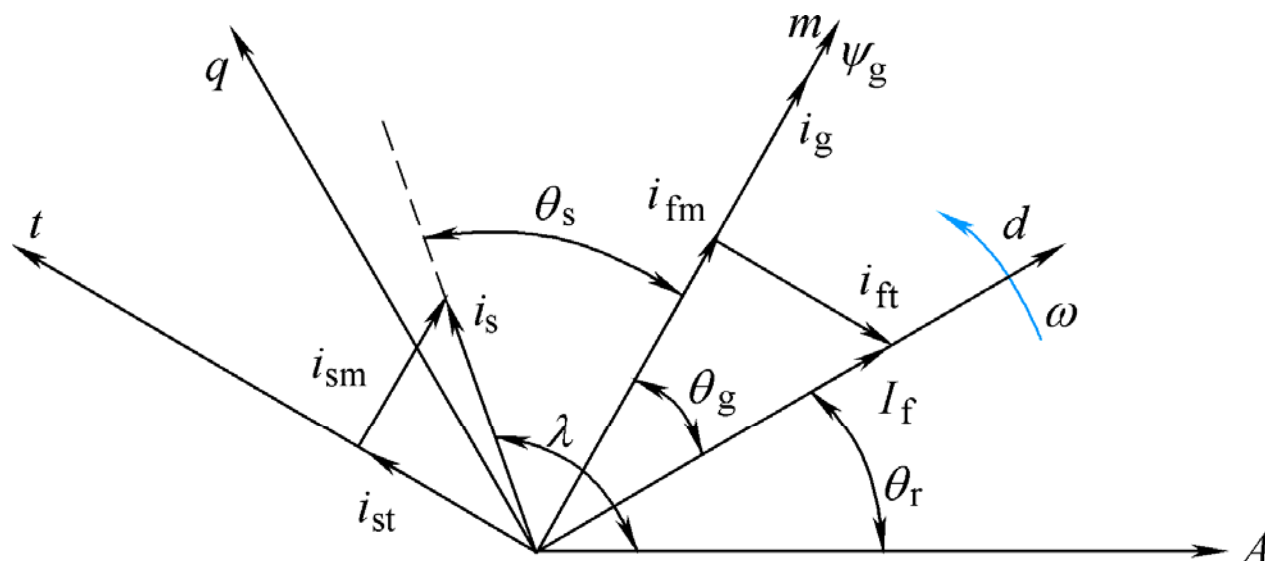
$$T_e = n_p (\psi_{gd} i_{sq} - \psi_{gq} i_{sd})$$

定子电流分量 i_{sd} i_{sq} 之间不会产生电磁转矩

当 i_{sq} 与 I_f 之间垂直时，电磁转矩最大

同步电机矢量控制系统

- 定义mt坐标系，使m轴与气隙合成磁链矢量重合，t轴与m轴正交。
- 将定子三相电流合成矢量和励磁电流矢量沿m、t轴分解为励磁分量和转矩分量。





同步电机矢量控制系统

- 励磁分量和转矩分量与在dq坐标系中相应分量的关系

$$\begin{bmatrix} i_{sm} \\ i_{st} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_g & \sin \theta_g \\ -\sin \theta_g & \cos \theta_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{fm} \\ i_{ft} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_g & \sin \theta_g \\ -\sin \theta_g & \cos \theta_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \end{bmatrix}$$



同步电机矢量控制系统

- 按气隙磁链定向

$$\begin{bmatrix} \psi_{gm} \\ \psi_{gt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_g & \sin \theta_g \\ -\sin \theta_g & \cos \theta_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{gd} \\ \psi_{gq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_m i_{sm} + L_m i_{fm} \\ L_m i_{st} + L_m i_{ft} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_m i_g \\ 0 \end{bmatrix}$$

- 由此导出

$$i_g = i_{sm} + i_{fm}$$

$$i_{st} = -i_{ft}$$



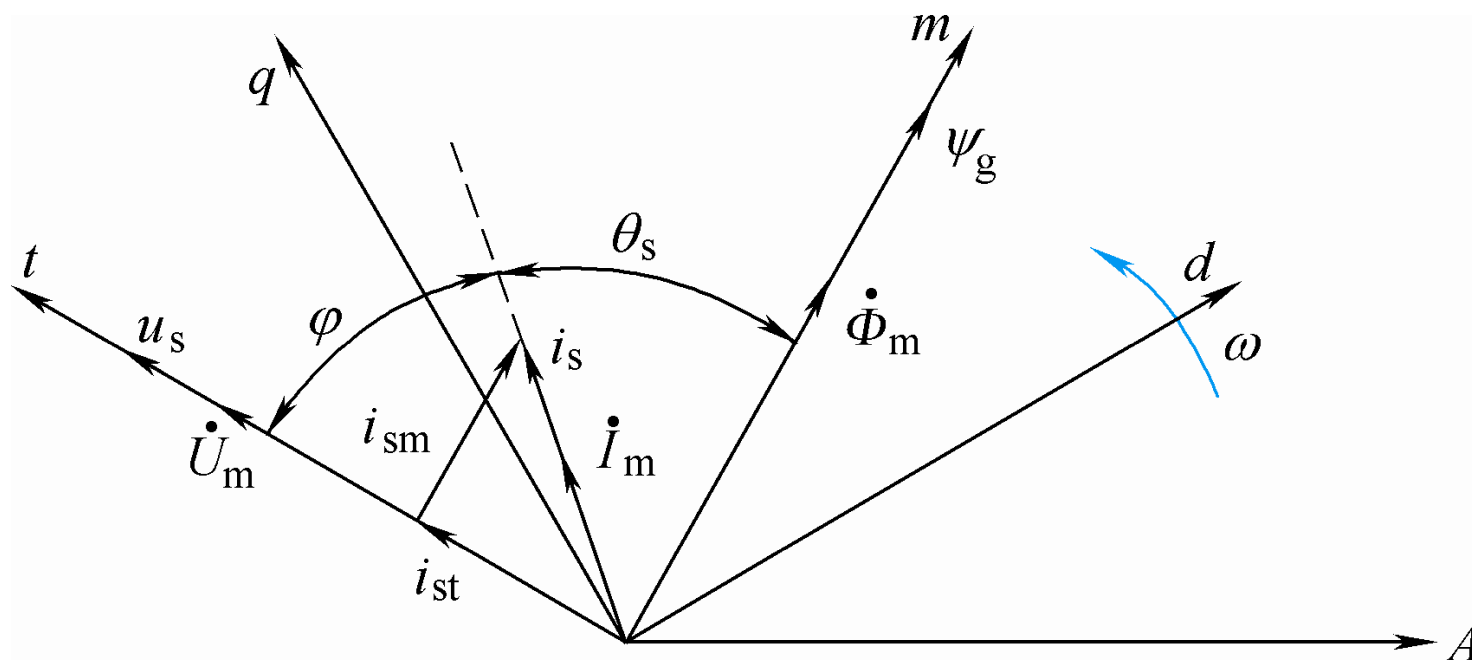
同步电机矢量控制系统

- 同步电动机的电磁转矩

$$T_e = n_p \psi_{gm} \dot{i}_{st} = -n_p \psi_{gm} \dot{i}_{ft}$$

- 按气隙磁链定向后，同步电动机的转矩公式与直流电动机转矩表达式相同。
- 只要保证气隙磁链恒定，控制定子电流的转矩分量就可以方便灵活地控制同步电机的电磁转矩。
- 当定子电压与电流都为三相对称正弦时，电压相量与电流相量的相位差等于合成矢量的夹角，可得可控励磁同步电机空间矢量和时间相量图（忽略电子电阻和漏抗）。

同步电机矢量控制系统



可控励磁同步电机空间矢量图和时间相量



同步电机矢量控制系统

- 要保证气隙磁链恒定，只要使

$$\dot{i}_g = \dot{i}_{sm} + \dot{i}_{fm}$$

恒定即可。

- 定子电流的励磁分量可以从同步电机期望的功率因数数值求出。一般说来，希望功率因数

$$\cos \varphi = 1, \theta_s = \frac{\pi}{2} \quad i_{sm} = 0$$



同步电机矢量控制系统

- 按气隙磁链定向

$$i_s = \sqrt{i_{sm}^2 + i_{st}^2}$$

$$\theta_s = \operatorname{tg}^{-1} \frac{i_{st}}{i_{sm}}$$

$$I_f = \sqrt{i_{fm}^2 + i_{ft}^2}$$

$$\theta_g = \operatorname{arctg} \frac{-i_{ft}}{i_{fm}} = \operatorname{arctg} \frac{i_{st}}{i_{fm}}$$



同步电机矢量控制系统

- 以A轴为参考坐标轴，则d轴的位置角为

$$\theta_r = \int \omega dt$$

可以通过电机轴上的位置传感器BQ测得或通过转速积分得到。

- 定子电流空间矢量与A轴的夹角

$$\lambda = \theta_r + \theta_g + \theta_s$$



同步电机矢量控制系统

- 定子电流空间矢量与A轴夹角的期望值

$$\lambda^* = \theta_r + \theta_g^* + \theta_s^* = \theta_r + \arctg \frac{\dot{i}_{st}^*}{i_{fm}^*} + \arctg \frac{\dot{i}_{st}^*}{i_{sm}^*}$$

- 若使功率因数等于1

$$\lambda^* = \theta_r + \theta_g^* + \theta_s^* = \theta_r + \arctg \frac{\dot{i}_{st}^*}{i_{fm}^*} + \frac{\pi}{2}$$

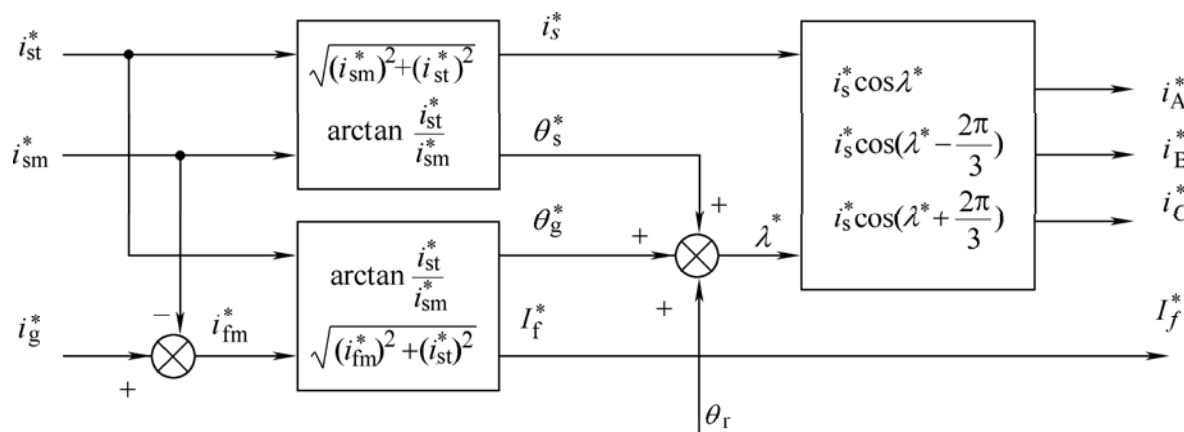
同步电机矢量控制系统

- 由定子电流空间矢量的期望值和相位角的期望值，可以求出三相定子电流给定值

$$i_A^* = i_s^* \cos \lambda^*$$

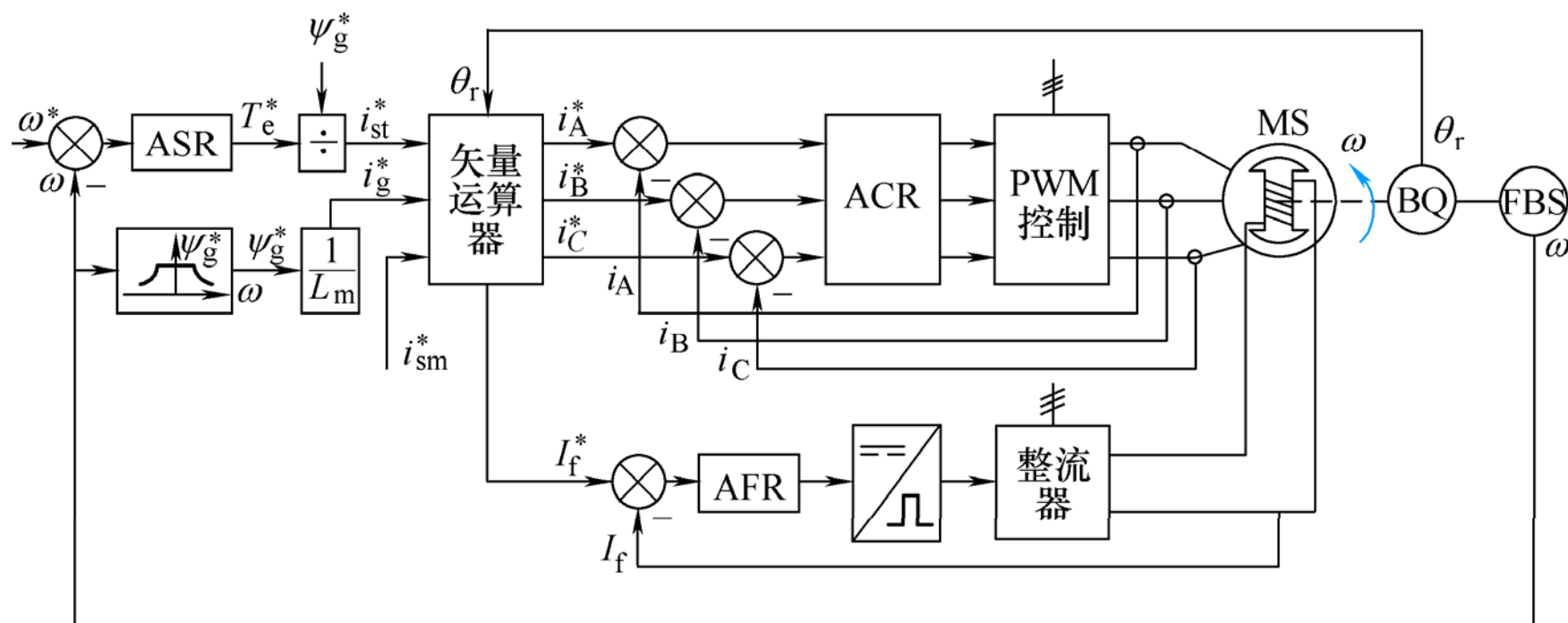
$$i_B^* = i_s^* \cos(\lambda^* - \frac{2\pi}{3})$$

$$i_C^* = i_s^* \cos(\lambda^* + \frac{2\pi}{3})$$



同步电机矢量运算器

同步电机矢量控制系统



可控励磁同步电机基于电流模型的矢量控制系统



同步电机矢量控制系统

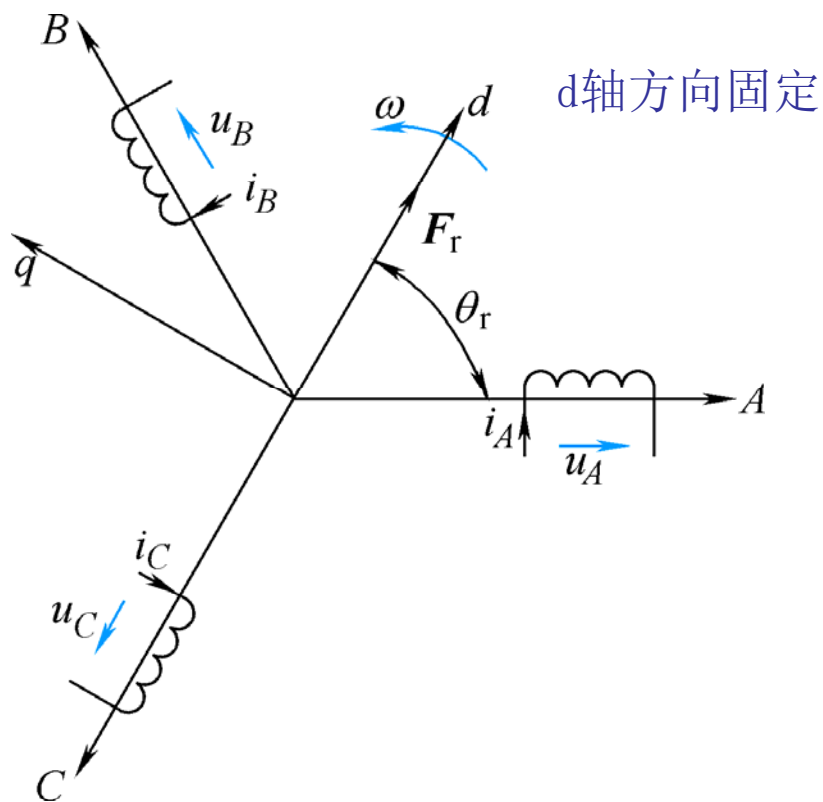
- 同步电动机常常是凸极的，其直轴和交轴磁路不同，因而电感值也不一样。
- 转子中的阻尼绕组、定子绕组电阻及漏抗对系统性能有一定影响。
- 实际系统矢量运算器的算法要复杂得多。



正弦波永磁同步电机矢量控制系统

- 正弦波永磁同步电动机具有定子三相分布绕组和永磁转子，在磁路结构和绕组分布上保证定子绕组中的感应电动势具有正弦波形，外施的定子电压和电流也应为正弦波。
- 永磁同步电动机一般没有阻尼绕组，转子由永磁体材料构成，无励磁绕组。
- 永磁同步电动机具有幅值恒定、方向随转子位置变化的转子磁动势。

正弦波永磁同步电机矢量控制系统



永磁同步电机物理模型



正弦波永磁同步电机矢量控制系统

- 假想转子由一般导磁材料构成，带有一个虚拟的励磁绕组，通以虚拟的励磁电流，产生的转子磁动势与永磁同步电机的转子磁动势相等。
- 永磁同步电机可以与一般的电励磁同步电机等效，唯一的差别是虚拟励磁电流恒定。

$$I_f = \text{常数}$$

$$\frac{dI_f}{dt} = 0$$

L_f 虚拟励磁绕组等效电感



正弦波永磁同步电机矢量控制系统

- 永磁同步电机定子电压方程

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega \psi_{sq}$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega \psi_{sd}$$

- 考虑凸极效应时，磁链方程

$$\psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + L_{md} I_f$$

$$\psi_{sq} = L_{sq} i_{sq}$$

$$\psi_f = L_{md} i_{sd} + L_f I_f$$

正弦波永磁同步电机矢量控制系统

- 转矩方程

$$\begin{aligned} T_e &= n_p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \\ &= n_p [\underbrace{L_{md} I_f i_{sq}}_{\text{定转电流磁场作用}} + \underbrace{(L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}}_{\text{磁阻转矩}}] \end{aligned}$$

- 将磁链方程代入电压方程

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_{sq} \\ \omega L_{sd} & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega L_{md} \end{bmatrix} I_f$$

正弦波永磁同步电机矢量控制系统

- 永磁同步电机的状态方程为

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{n_p}{J} (T_e - T_L) = \frac{n_p^2}{J} [L_{md} I_f i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}] - \frac{n_p}{J} T_L$$

$$\frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_{sd}} i_{sd} + \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \omega i_{sq} + \frac{1}{L_{sd}} u_{sd}$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{L_{sd}}{L_{sq}} \omega i_{sd} - \frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} - \frac{L_{md}}{L_{sq}} \omega I_f + \frac{1}{L_{sq}} u_{sq}$$

省掉了转子电流部分，因为是永磁体。
阶次降低

- 与电励磁的隐极式同步电机相比较，隐极式永磁同步电机的数学模型阶次低，非线性强耦合程度有所减弱。



正弦波永磁同步电机矢量控制系统

- 永磁同步电机常采用按转子磁链定向控制

$$I_f = \frac{\psi_f - L_{md}i_{sd}}{L_f}$$

- 代入转矩方程，得

$$T_e = n_p \left[\frac{L_{md}}{L_f} \psi_f i_{sq} - \frac{L_{md}^2}{L_f} i_{sd} i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} \right]$$

正弦波永磁同步电机矢量控制系统

- 在基频以下的恒转矩工作区中，控制定子电流矢量使之落在q轴上，即

$$i_{sd} = 0 \quad i_{sq} = i_s \quad \text{此时转矩最大}$$

- 磁链方程为

$$\psi_{sd} = L_{md} I_f$$

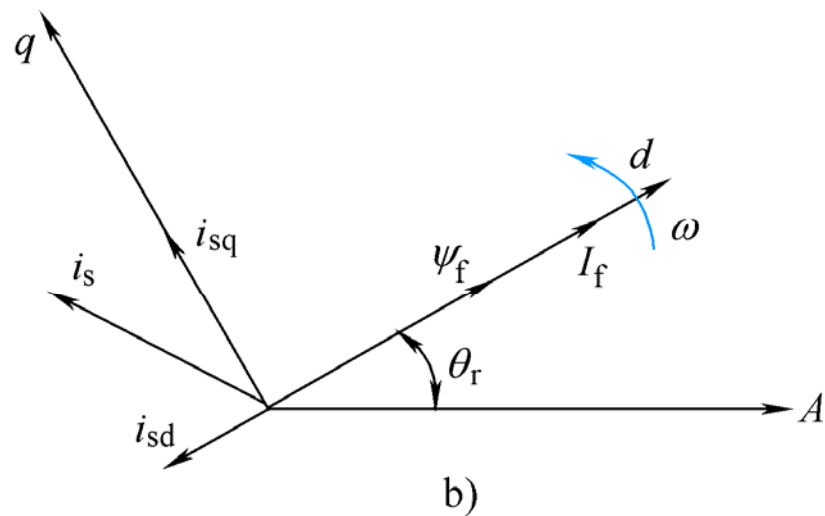
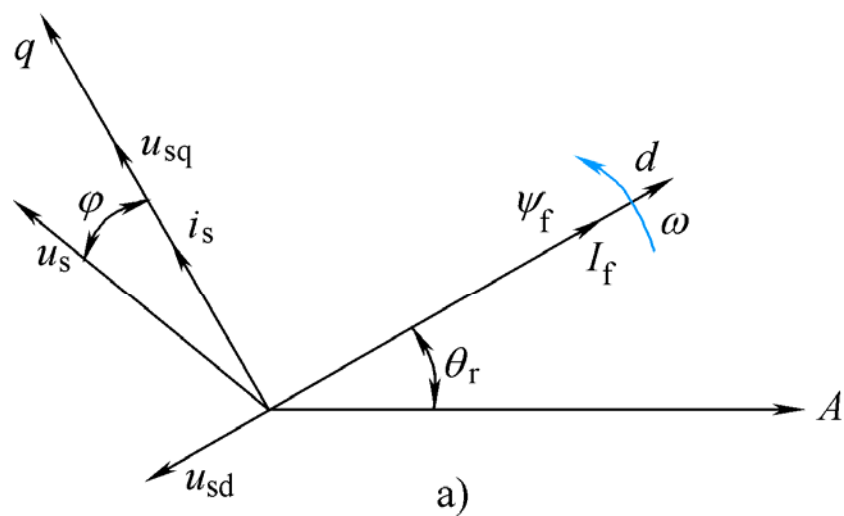
$$\psi_{sq} = L_{sq} i_s$$

$$\psi_f = L_f I_f$$

- 电磁转矩方程

$$T_e = n_p \frac{L_{md}}{L_f} \psi_f i_s$$

正弦波永磁同步电机矢量控制系统



永磁同步电机转子磁链定向空间矢量图

a) 恒转矩调速 **b)** 弱磁恒功率调速

正弦波永磁同步电机矢量控制系统

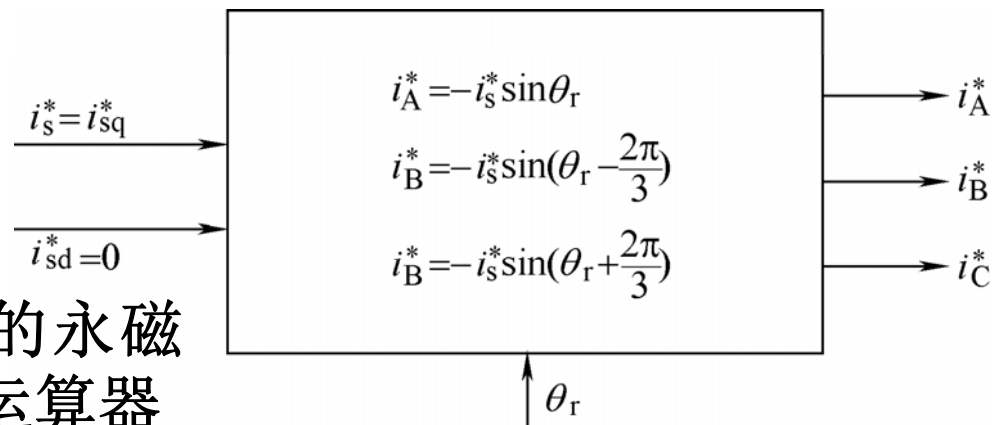
- 三相电流给定值

$$i_A^* = i_s^* \cos\left(\frac{\pi}{2} + \theta_r\right) = -i_s^* \sin \theta_r$$

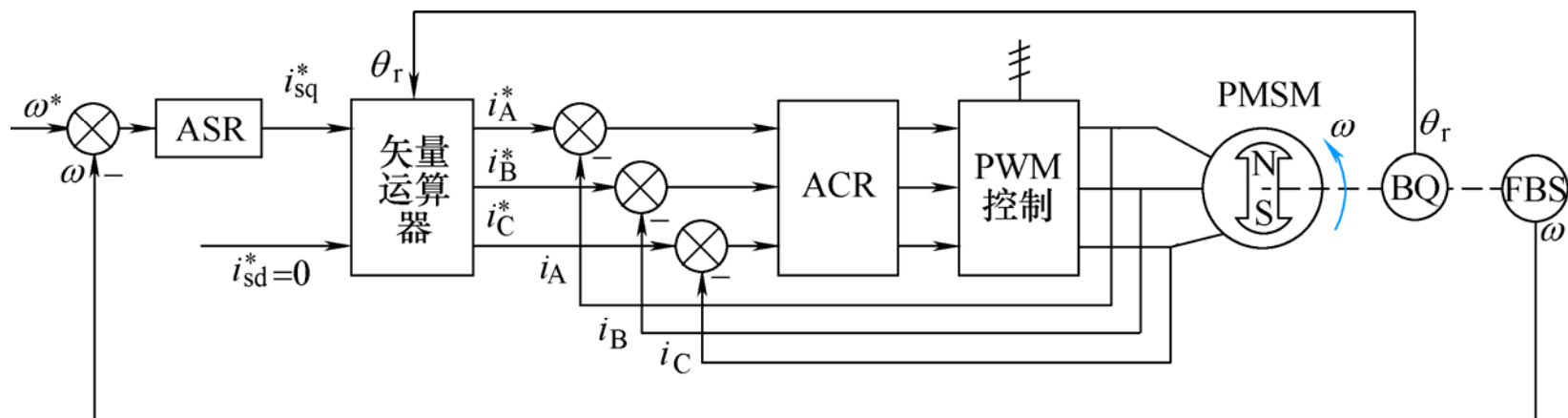
$$i_B^* = i_s^* \cos\left(\frac{\pi}{2} + \theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) = -i_s^* \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$i_C^* = i_s^* \cos\left(\frac{\pi}{2} + \theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) = -i_s^* \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)$$

按转子磁链定向的永磁
同步电机矢量运算器



正弦波永磁同步电机矢量控制系统



按转子磁链定向的永磁同步电机矢量控制系统



正弦波永磁同步电机矢量控制系统

- 系统到达稳态时，电压方程为

$$u_{sd} = -\omega\psi_{sq} = -\omega L_{sq} i_s$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \omega\psi_{sd} = R_s i_s + \omega L_{md} I_f$$

- 当负载增加时，定子电流增大，使定子磁链和反电动势加大，迫使定子电压升高。
- 定子电压矢量和电流矢量的夹角也会增大，造成功率因数降低。



问题讨论与练习

1. 同步电机的他控变频调速与自控变频调速方法各有什么特点？
2. 简述梯形波永磁同步电机变频控制的原理。
3. 简述正弦波永磁同步电机矢量控制的原理。