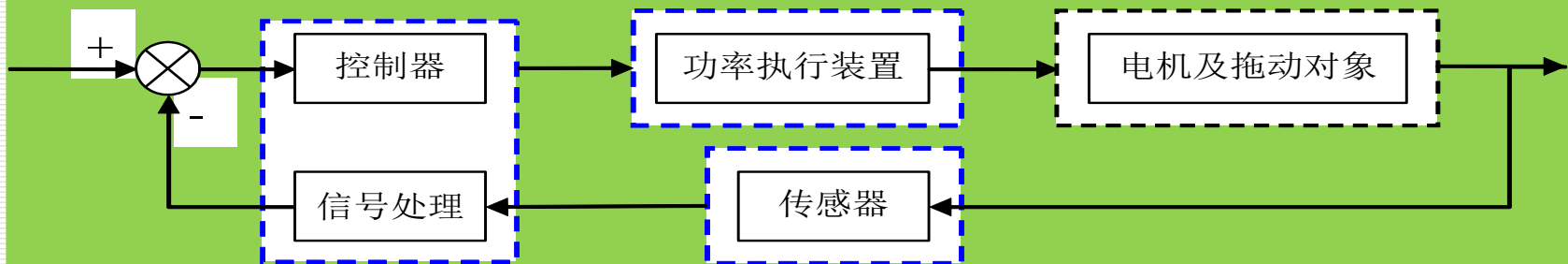


## 第 2 篇

---

# 交流调速系统

# 交流调速系统的执行机构-交流电动机



# 概 述

---

## 一、为什么要开发交流调速系统？

### 直流调速系统的缺点：

- (1) 直流电机结构复杂；
  - (2) 直流电机效率低——直流电机的大部分功率都是通过换向器流入电枢，转子发热多；
  - (3) 维护麻烦。
-

# 交流调速系统的优越性：

---

- (1) **大功率负载场合：**如电力机车、卷扬机等系统中。在（6kV-10kV）调速系统中，目前只能采用交流调速。
  - (2) **在对“功率/重量”比、“功率/体积”比要求高的领域，**如电动自行车、电动汽车、飞机中的电机拖动等。
  - (3) **高速运行场合：**如高速磨头、离心机、高速电钻等的控制中，转速达上万转。交流电机转动惯量小，交流调速系统可满足高速运行的要求。
  - (4) **易燃、易爆、多尘的场合，**不需过多维护。
-

# 问题：

---

交流调速系统如此优越，为什么最近四十几年才发展起来？

交流调速方法的复杂性和受限于当时技术水平的实现难度。

---

## 交流调速系统的难点和复杂性（续）

---

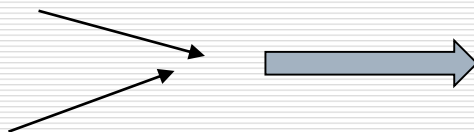
### □ 调速装置中器件发展的限制：

调速装置中两大组成部分：控制器和变频器，控制器——微处理器的发展提供了复杂运算的可能，变频器——功率器件近五十年更新了五代，适应高速变频调速的要求。

### □ 调速系统的精度和成本的限制：

新的控制理论

新的器件



新的控  
制系统

直流调速系统已经成熟！

---

# 交流调速系统的应用领域

---

## □ 一般性能调速和节能调速

风机、水泵等对调速范围和动态性能要求不高的生产机械；

## □ 高性能的交流调速系统和伺服系统

矢量控制技术通过坐标变换将定子电流分解为转矩分量和励磁分量，分别用来控制电动机的转矩和磁通。

## □ 特大容量、转速极高的交流调速

- 相比直流电动机（换向能力限制其容量转速积不超过 $10^6 \text{ kW} \cdot \text{r/min}$ ），交流电机具有更强的换向能力；
  - 厚板轧机，矿井卷扬机等重载场合；
  - 高速磨头、离心机等高速场合。
-

# 交流调速系统主要种类-按电机分

---

- 异步电动机
  - 同步电动机
    - 永磁同步电机
    - 无刷直流电机
  - 特种电机
    - 步进电机
    - 磁阻电机
-



# 异步电动机的调速方法

---

**按照转差功率是否增大，能量是被消耗还是被利用，分为三类**

- ✓ **转差功率消耗型（定子降电压、转子串电阻）**
  - ✓ **转差功率馈送型**
  - ✓ **转差功率不变型**
-

# 运动控制系统

## 第6章

---

### 基于稳态模型的异步电动机调速系统

# 第六章 基于稳态模型的异步电动机调速系统

---

- 6.1 异步电动机的稳态数学模型和调速方法
  - 6.2 异步电动机的调压调速
  - 6.3 异步电动机的变压变频调速（最常用调速方法）
  - 6.4 电力电子变压变频器（交流电源，SVPWM）
  - 6.3 转速开环变压变频调速系统（一般性能的闭环系统）
  - 6.4 转速闭环转差频率控制的变压变频调速系统（一般性能的闭环系统,闭环控制的原理）
-

# 基于稳态模型的异步电动机调速

---

- 在基于稳态模型的异步电动机调速系统中，采用稳态等值电路来分析异步电动机在不同电压和频率供电条件下的转矩与磁通的稳态关系和机械特性，并在此基础上设计异步电动机调速系统。
-

# 6.1 从机械特性出发-异步电动机调速方法

---

- 异步电动机稳态等值电路（在一定的转差率下电动机的稳态电气特性）



- 机械特性（电机输出转矩与转差率（或转速）的稳态关系）
  - 两种调速方法：调压调速，变频调速
-

# 6.1.1 异步电动的机械特性

□ 在三个假定条件下：

- ✓ ①忽略空间和时间谐波，（各电压电流量均为正弦量）
- ✓ ②忽略磁饱和（电感参数为常数）
- ✓ ③忽略铁损（忽略激磁回路的电阻）

□ 异步电动机的稳态模型可以用T型等效电路表示：

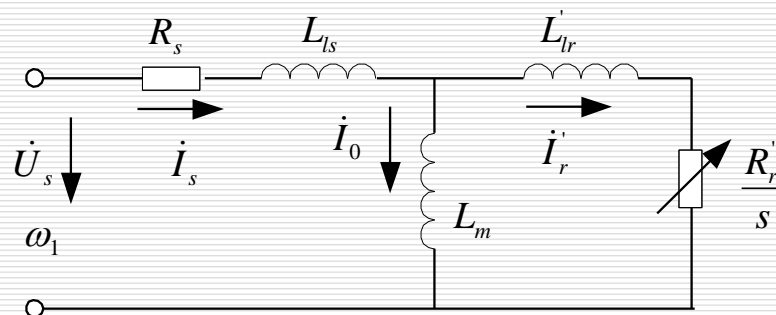


图6-1 异步电动机T型等效电路

# 参数定义

---

- $R_s$ 、 $R_r'$ —定子每相电阻和折合到定子侧的转子每相电阻；
  - $L_{ls}$ 、 $L_{lr}'$ —定子每相漏感和折合到定子侧的转子每相漏感；
  - $L_m$ —定子每相绕组产生气隙主磁通的等效电感，即励磁电感；
  - $U_s$ 、 $\omega_1$ —定子相电压和电源角频率；
  - $s$ —转差率。
-

## 6.1.1 异步电动机机械特性

---

- 转差率与转速的关系

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1}$$

或

$$n = (1 - s)n_1$$

- 同步转速

$$n_1 = \frac{60f_1}{n_p}$$

供电电源频率  $f_1$

电动机极对数  $n_p$

---



# 转子相电流的幅值（折合到定子侧）

---

$$I_r' = \frac{U_s}{\sqrt{\left(R_s + C_1 \frac{R_r'}{s}\right)^2 + \omega_1^2 \left(L_{ls} + C_1 L_{lr}'\right)^2}} \quad (6-3)$$

式中

$$C_1 = 1 + \frac{R_s + j\omega_1 L_{ls}}{j\omega_1 L_m} \approx 1 + \frac{L_{ls}}{L_m}$$

---

# 电流简化公式

---

一般情况下， $L_m \gg L_{ls}$ ， $C_1 \approx 1$ ，相当于忽略励磁电流。则电流公式可简化成

$$I_s \approx I_r' = \frac{U_s}{\sqrt{\left(R_s + \frac{R_r'}{s}\right)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2}}$$

---

# 异步电动机简化等效电路

□ 忽略励磁电流，得到简化等效电路

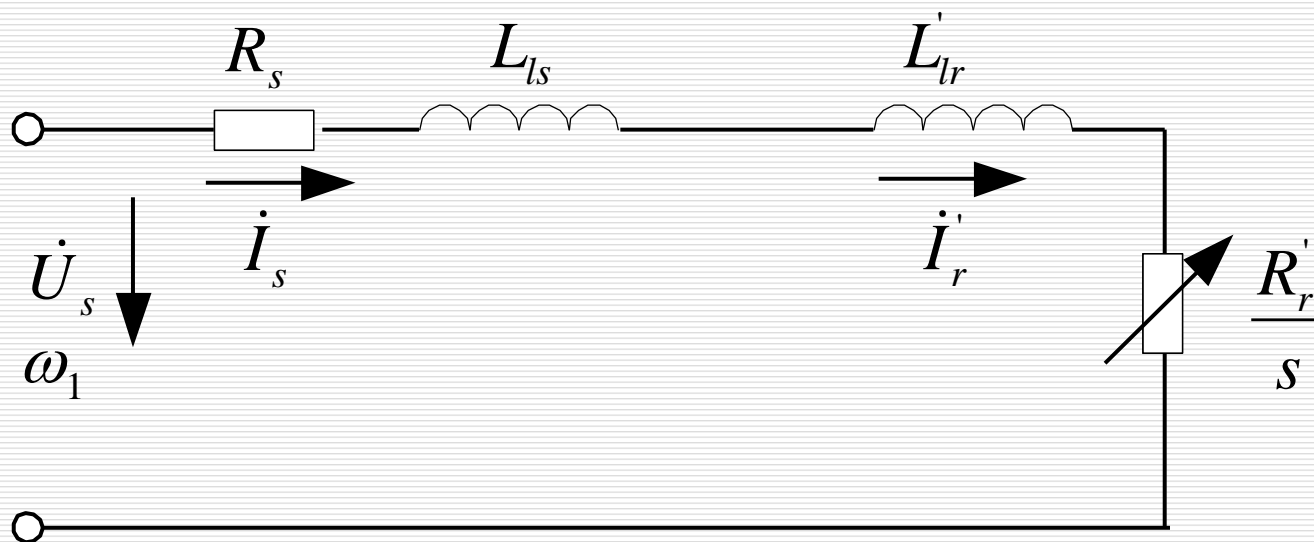


图6-2 异步电动机简化等效电路

# 电磁转矩公式

电磁功率

$$P_m = 3I_r'^2 R_r' / s$$

同步机械角速度

$$\omega_{m1} = \omega_1 / n_p$$

式中  $n_p$  一极对数，异步电机的电磁转矩：

$$\begin{aligned} T_e = \frac{P_m}{\omega_{m1}} &= \frac{3n_p}{\omega_1} I_r'^2 \frac{R_r'}{s} = \frac{3n_p U_s^2 R_r' / s}{\omega_1 \left[ \left( R_s + \frac{R_r'}{s} \right)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2 \right]} \\ &= \frac{3n_p U_s^2 R_r' s}{\omega_1 \left[ (sR_s + R_r')^2 + s^2 \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2 \right]} \end{aligned} \quad \text{式 (6-5)}$$

即异步电机的机械特性方程式。

# 临界转差率和临界转矩

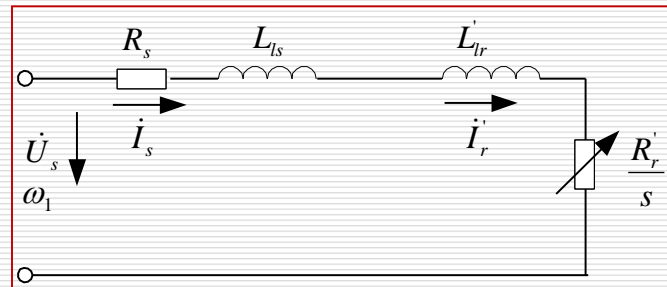
□ 将式（6-5）对s求导，并令  $\frac{dT_e}{ds} = 0$   
临界转差率

$$s_m = \frac{R'_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2}} \quad (6-6)$$

□ 临界转矩

$$T_{em} = \frac{3n_p U_s^2}{2\omega_1 \left[ R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2} \right]} \quad (6-7)$$

# 机械特性

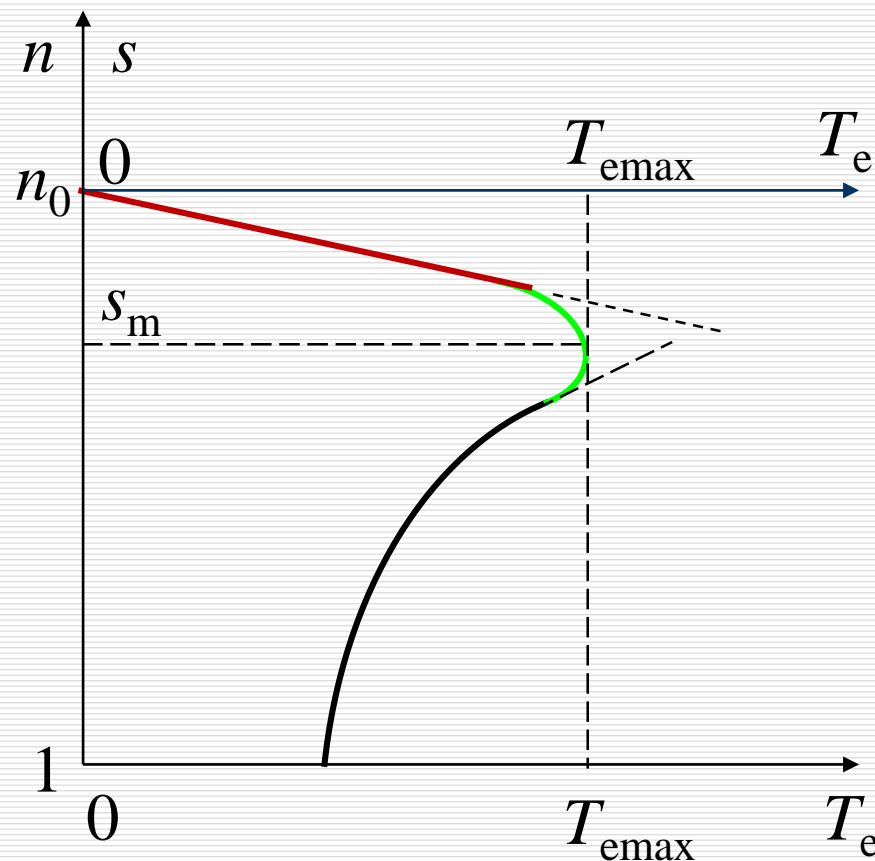


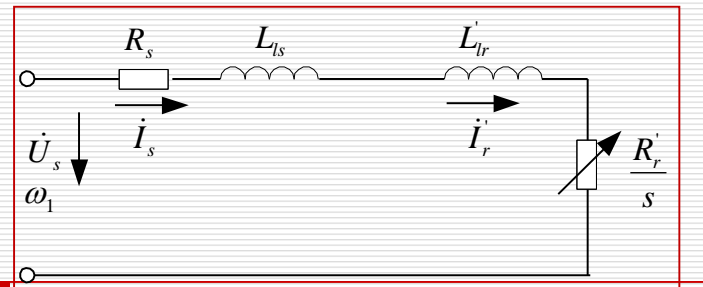
$$T_e = \frac{3n_p U_s^2 R_r' s}{\omega_1 \left[ \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2 s^2 + R_s^2 s^2 + 2sR_s R_r' + R_r'^2 \right]}$$

□  $s$ 很小时，忽略分母中含 $s$ 的各项，

$$T_e \approx \frac{3n_p U_s^2 s}{\omega_1 R_r'} \propto s$$

□ 当 $s$ 很小时，转矩近似与 $s$ 成正比，机械特性近似为一段直线，

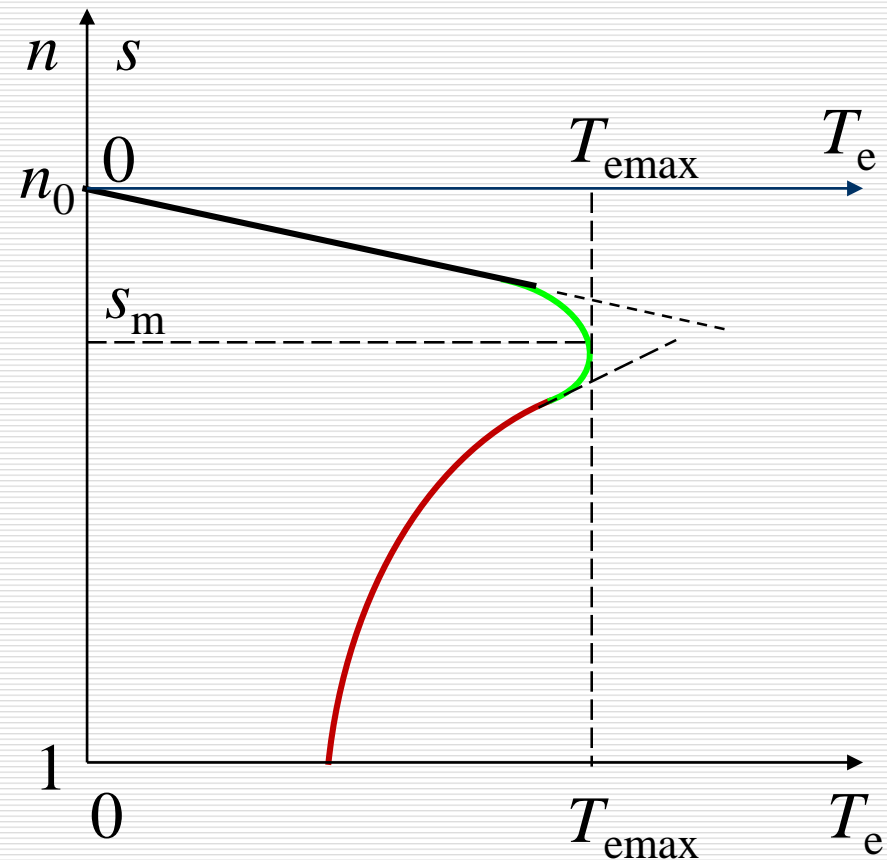




- 当 $s$ 较大时，忽略分母中 $s$ 的一次项和零次项（忽略转子电阻影响求电流），则

$$T_e \approx \frac{3n_p U_s^2 R'_r}{\omega_1 s \left[ R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr})^2 \right]} \propto \frac{1}{s}$$

- 是一段双曲线。
- $s$ 为中间数值时，机械特性从直线段逐渐过渡到双曲线段，如图6-3所示。



- 
- 异步电动机由额定电压、额定频率供电，且无外加电阻和电抗时的机械特性方程式为固有特性。
  - 人为地改变机械特性的参数，使电动机的稳定工作点偏离固有特性，工作在人为机械特性上，以达到调速的目的。
-



# 异步电动机的调速方法

---

## 由异步电动机的机械特性方程式

$$T_e = \frac{3n_p U_s^2 R'_r s}{\omega_1 \left[ \left( sR_s + R'_r \right)^2 + s^2 \omega_1^2 \left( L_{ls} + L'_{lr} \right)^2 \right]}$$

能够改变的参数可分为**3**类：

**电动机参数**、**电源电压**和**电源频率**（或角频率）。

本章重点讲**调压调速**和**变压变频调速**

---

## 6.1.2 异步电动机的气隙磁通

---

- 三相异步电动机定子每相电动势的有效值

$$E_g = 4.44 f_1 N_s k_{N_s} \Phi_m$$

忽略定子绕组电阻和漏磁感抗压降

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

---

## 6.2 异步电动机调压调速

---

- 保持电源频率为额定频率，只改变定子电压的调速方法称作调压调速。
  - 由于受电动机绝缘和磁路饱和的限制，定子电压只能降低，不能升高，故又称作**降压调速**。
-

# 异步电动机调压调速

- 调压调速的基本特征：电动机同步转速保持额定值不变

$$n_1 = n_{1N} = \frac{60f_{1N}}{n_p}$$

- 气隙磁通

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

随定子电压的降低而减小，属于弱磁调速。

## 6.2.2 异步电动机调压调速的机械特性

---

- 调压调速的机械特性表达式

$$T_e = \frac{3n_p U_s^2 R'_r s}{\omega_1 \left[ \left( sR_s + R'_r \right)^2 + s^2 \omega_1^2 \left( L_{ls} + L'_{lr} \right)^2 \right]}$$

$U_s$  可调

- 电磁转矩与定子电压的平方成正比
-

## 6.2.2 异步电动机调压调速的机械特性

- 理想空载转速保持为同步转速不变

$$n_0 = n_{1N}$$

- 临界转差率保持不变

$$s_m = \frac{R'_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2}}$$

## 6.2.2 异步电动机调压调速的机械特性

---

- 临界转矩

$$T_{em} = \frac{3n_p U_s^2}{2\omega_1 \left[ R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2} \right]}$$

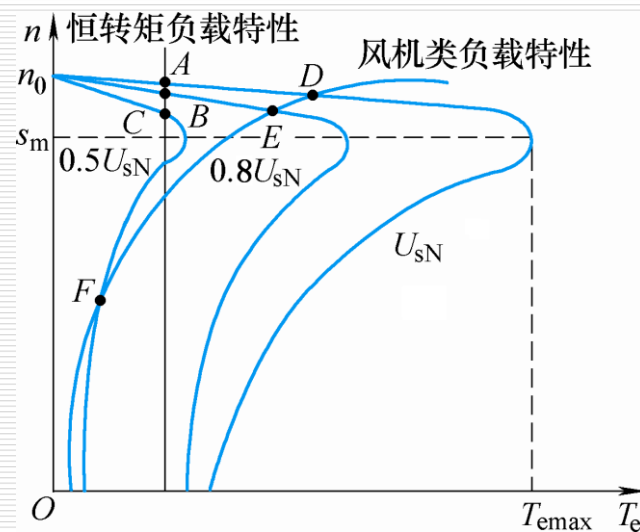
- 随定子电压的减小而成平方比地下降
-

## 6.2.2 异步电动机调压调速时的调速范围

- 带恒转矩负载时，普通笼型异步电动机降压调速时的稳定工作范围为

$$0 < s < s_m$$

- 调速范围有限，图中**A**、**B**、**C**为恒转矩负载在不同电压时的稳定工作点。
- 带风机类负载运行，调速范围可以稍大一些，图中**D**、**E**、**F**为风机类负载在不同电压时的稳定工作点。





## 6.2.2 异步电动机调压调速的效率

---

带恒转矩负载工作时，定子侧输入的电磁功率

$$P_m = \omega_{m1} T_L = \frac{\omega_1 T_L}{n_p}$$

$\omega_1$ 、 $T_L$  均为常数

故电磁功率恒定不变，与转速无关。

---

## 6.2.2 异步电动机调压调速的机械特性

---

- 转差功率随着转差率的加大而增加。

$$P_s = sP_m = s\omega_m T_L = s \frac{\omega_1 T_L}{n_p}$$

- 带恒转矩负载的降压调速就是靠**增大转差功率**、减小输出功率来换取转速的降低。
  - 增加的转差功率全部消耗在转子电阻上，这就是转差功率消耗型的由来。
-

## 6.2.2 异步电动机调压调速的机械特性

- 增加转子电阻值，临界转差率加大，可以扩大恒转矩负载下的调速范围，这种高转子电阻电动机又称作交流力矩电动机。
- 缺点是机械特性较软。

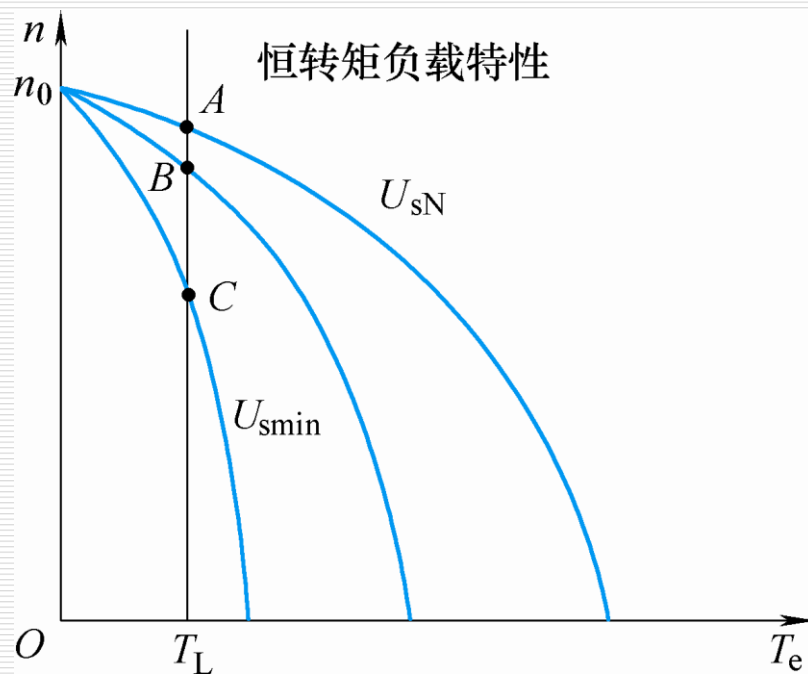


图6-6 高转子电阻电动机（交流力矩电动机）在不同电压下的机械特性

## \*6.2.3 闭环控制的调压调速系统

- 要求带恒转矩负载的调压系统具有较大的调速范围时，往往须采用带转速反馈的闭环控制系统。

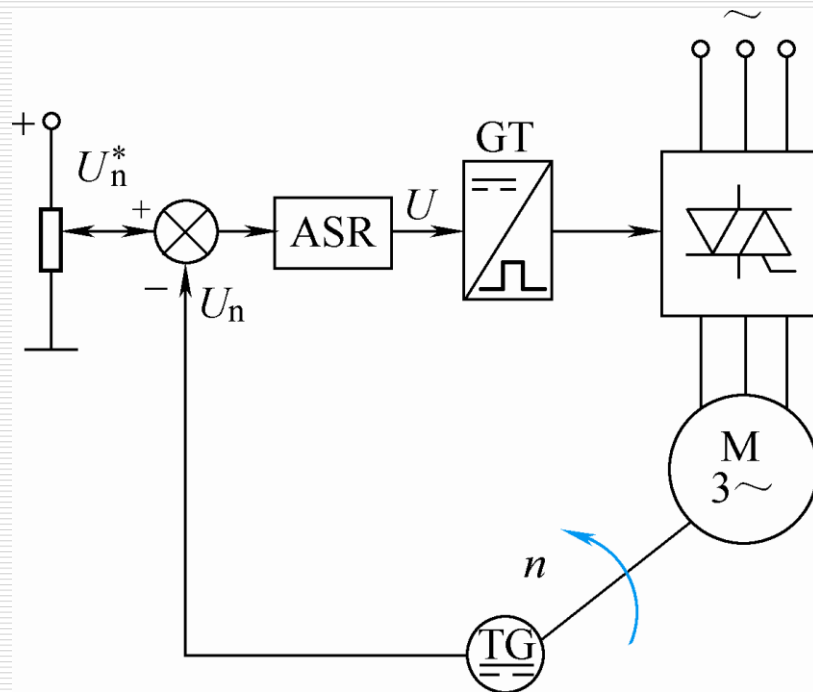


图6-7 带转速负反馈闭环控制的交流调压调速系统

## \*6.2.3 闭环控制的调压调速系统

---

- 当系统带负载稳定时，如果负载增大或减小，引起转速下降或上升，反馈控制作用会自动调整定子电压，使闭环系统工作在新的稳定工作点。
  - 按照反馈控制规律，将稳定工作点连接起来便是闭环系统的静特性。
-

## 6.2.3 闭环控制的调压调速系统

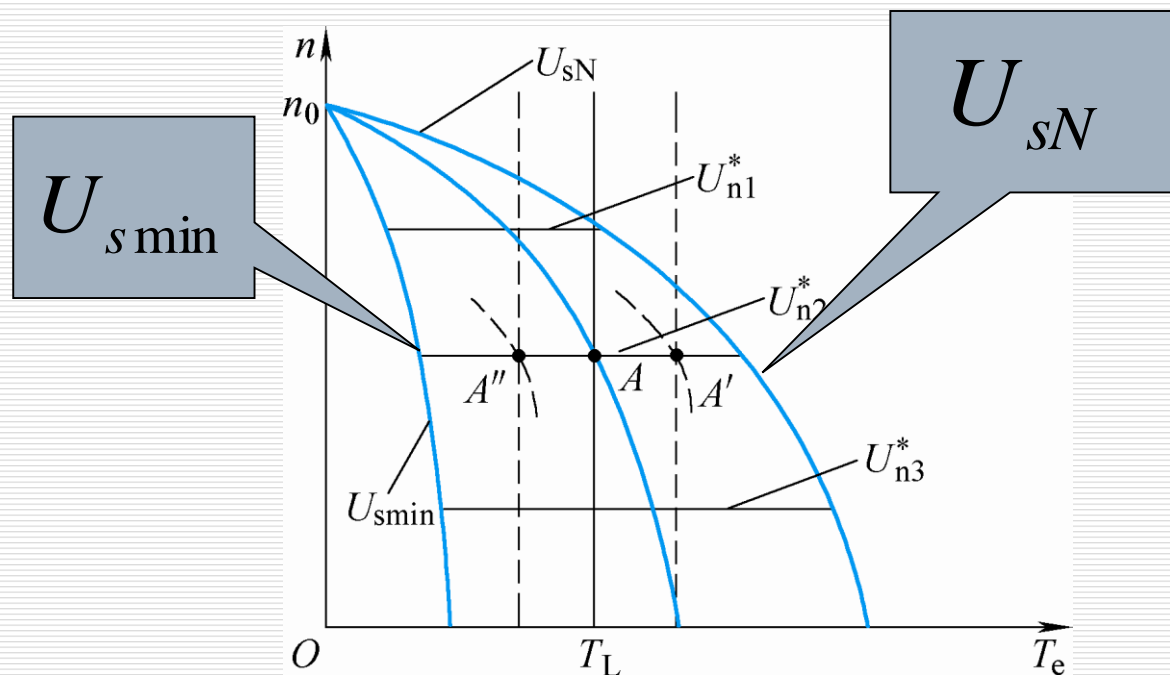


图6-8 转速闭环控制的交流  
调压调速系统静特性

## 6.3 异步电动机变压变频调速

□ 忽略励磁电流，得到简化等效电路

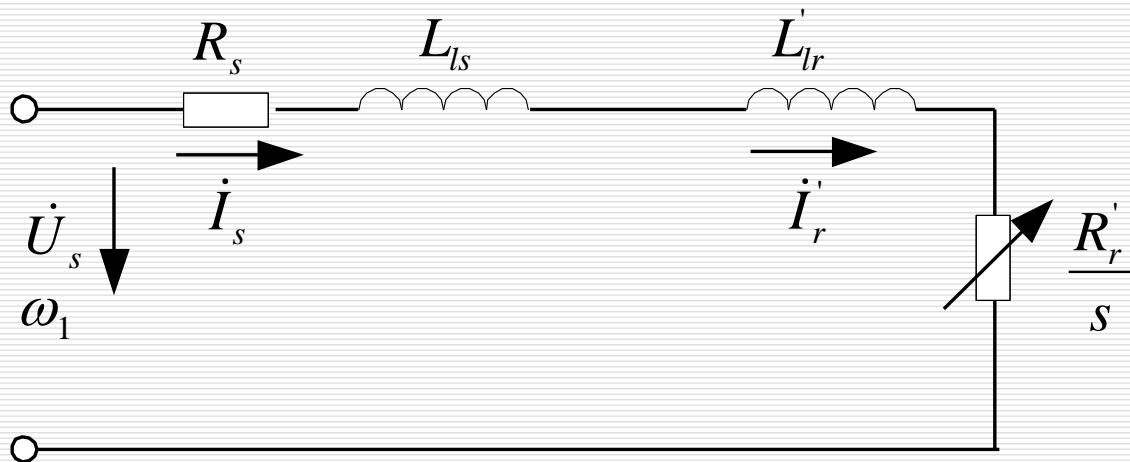
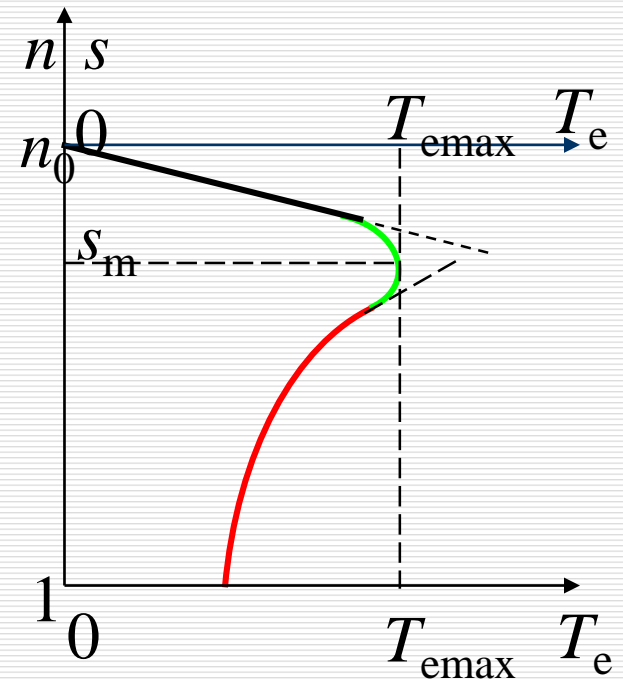


图6-2 异步电动机简化等效电路

$$T_e = \frac{P_m}{\omega_{m1}} = \frac{3n_p}{\omega_1} I_r'^2 \frac{R_r'}{s} = \frac{3n_p U_s^2 R_r' / s}{\omega_1 \left[ \left( R_s + \frac{R_r'}{s} \right)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2 \right]}$$

$$= \frac{3n_p U_s^2 R_r' s}{\omega_1 \left[ (sR_s + R_r')^2 + s^2 \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2 \right]}$$


变频可以调速,单独变频可以吗?





# 单独变频可以吗？

---



不能单独降频！

- 三相异步电动机定子每相电动势的有效值

$$E_g = 4.44 f_1 N_s k_{N_s} \Phi_m$$

- 忽略定子绕组电阻和漏磁感抗压降

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

- 单降低频率，磁通增加！！！！
-

# 变压变频调速

---

- 变压变频的基本原则和基本原理
  - 变压变频调速得到一族机械特性曲线,机械特性如何变化?
  - 临界转矩如何变化?
  - 变压变频调速时转差功率怎么变?
-

# 变频调速时的气隙磁通控制

---

## □ 三相异步电动机定子每相电动势的有效值

$$E_g = 4.44 f_1 N_s k_{N_s} \Phi_m \quad (4-8)$$

$E_g$  —— 气隙磁通在定子每相中感应电动势的

$N_s$  —— 定子每相绕组串联匝数

$k_{N_s}$  —— 定子基波绕组系数

$\Phi_m$  —— 每极气隙磁通量

□ 只要控制好  $E_g$  和  $f_1$ ，便可达到控制气隙磁通的目的。

□ 对此，需要考虑基频（额定频率）以下和基频以上两种情况。

---

# 基频以下变频调速的基本原则

---

- 当异步电动机在基频（额定频率）以下运行时，如果磁通太弱，没有充分利用电机的铁心，是一种浪费；如果磁通过大，又会使铁心饱和，从而导致过大的励磁电流，严重时还会因绕组过热而损坏电机。
  - 最好是保持每极磁通量为额定值不变。
-

# 恒压频调速的基本原理

---

□ 基频以下调速:

□ 保持每极磁通量为额定值不变。因此，当频率  $f_1$  从额定值  $f_{1N}$  向下调节时，必须同时降低  $E_g$ ，使：

$$\frac{E_g}{f_1} = 4.44 N_s k_{N_s} \Phi_{mN} = \text{常值} \quad (4-9)$$

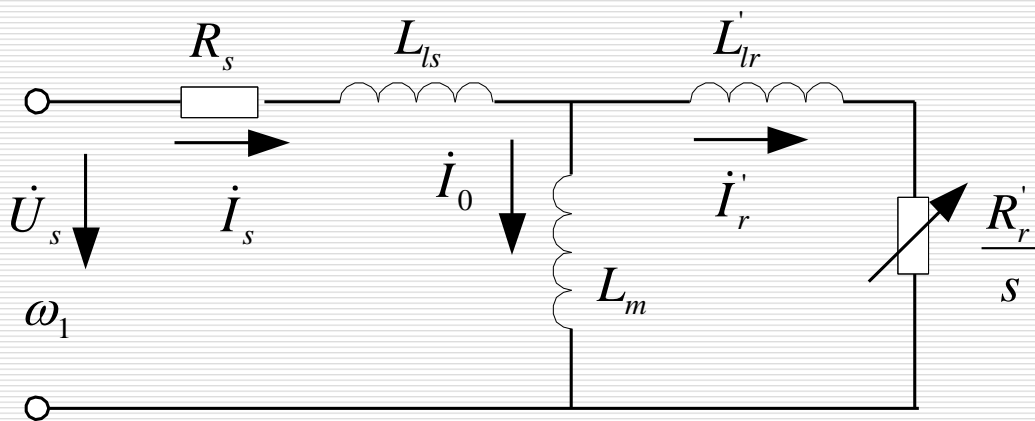
即采用 **电动势频率比** 为恒值的控制方式。

---

# 恒压频比控制

- 异步电动机绕组中的电动势是难以直接控制的，当电动势值较高时，可忽略定子电阻和漏磁感抗压降，认为定子相电压  $U_s \approx E_g$ ，则得

$$\frac{U_s}{f_1} = \text{常值}$$



这就是恒压频比的控制方式。

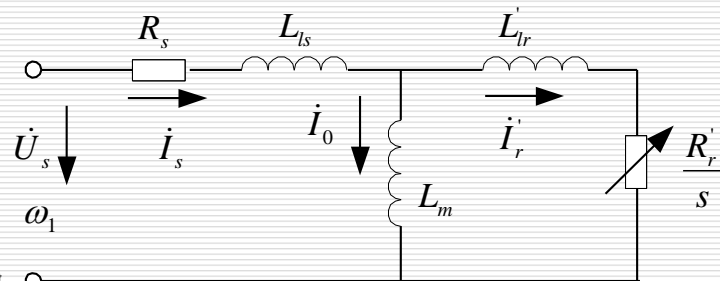
# 基频以下调速

## □ 低频补偿（低频转矩提升）

低频时（低速，尤其极低速），反电动势越来越小，定子电阻和漏感压降所占的份量比较显著，不能再忽略。仍旧按照 $U_s/f_1 = \text{常值}$ ，导致低频磁通大幅下降，带载能力减弱！！

人为地把定子电压抬高一些，以补偿定子阻抗压降。

负载大小不同，需要补偿的定子电压也不一样。



## 带压降补偿的恒压频比控制特性

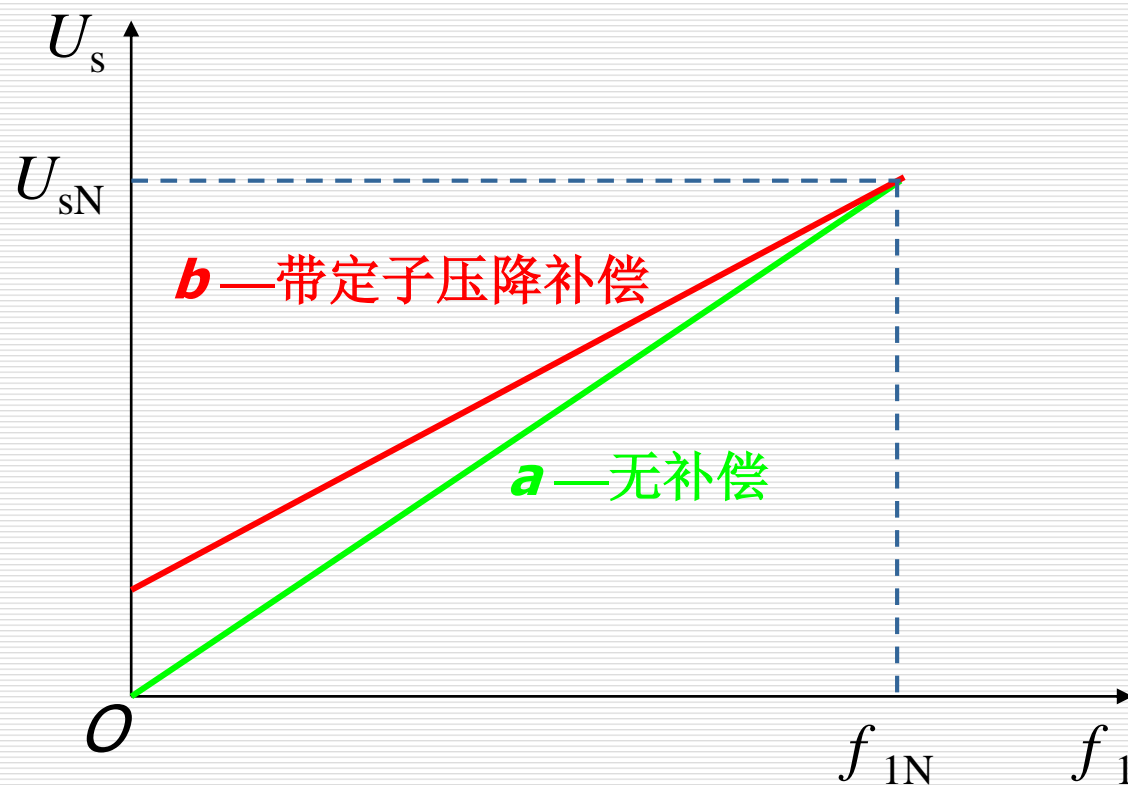


图4.4 恒压频比控制特性



# 基频以上调速

---

- 在基频以上调速时，频率从向上升高，受到电机绝缘耐压和磁路饱和的限制，定子电压不能随之升高，最多只能保持额定电压不变。
- 这将导致磁通与频率成反比地降低，使得异步电动机工作在弱磁状态。

$$E_g = 4.44 f_1 N_s k_{N_s} \Phi_m$$

---

## 变压变频控制特性

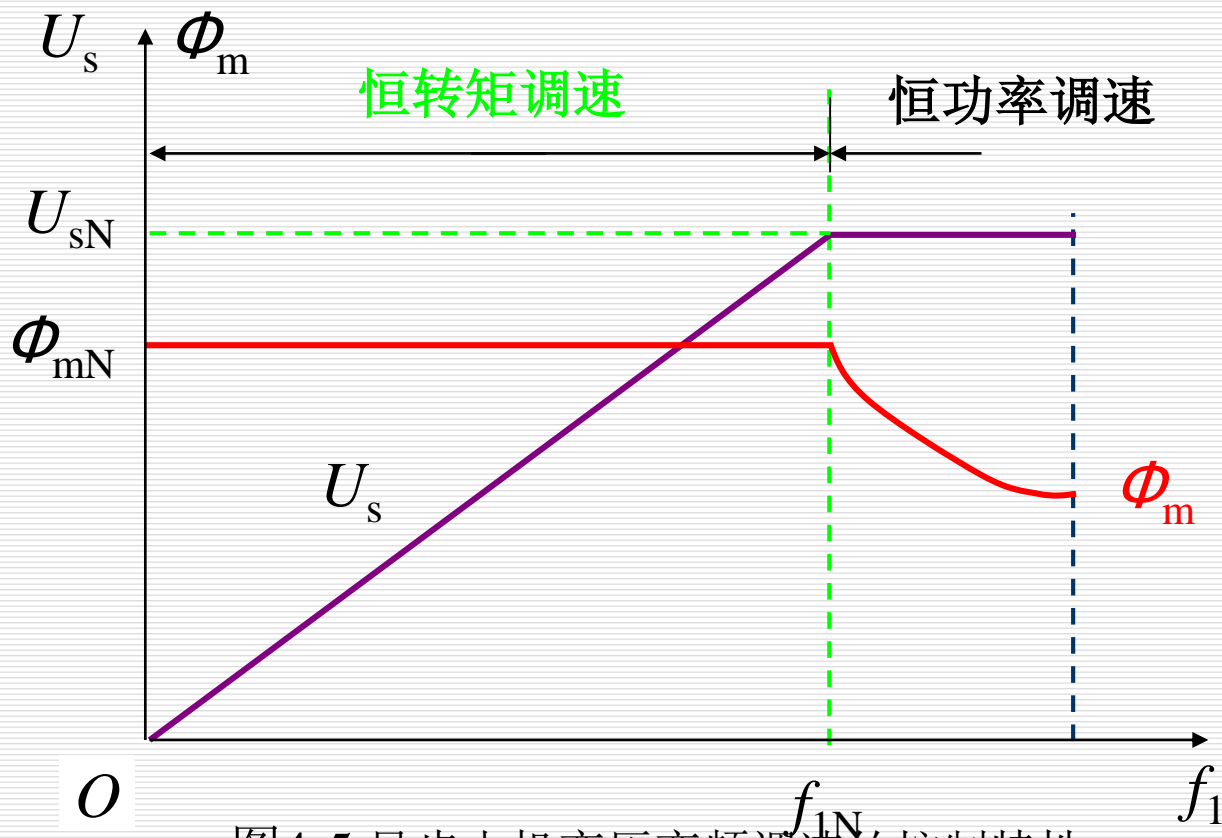


图4-5 异步电机变压变频调速的控制特性

# 不同调速区的特性

---

**基频以下：**由于保持**气隙磁通不变**，故**允许输出转矩基本不变**，所以基频以下的变频调速属于恒转矩调速。

属于“**恒转矩调速**”。

**基频以上：**由于频率提高而定子电压不变，气隙磁通势必减弱，允许**输出转矩减小**，但**转速却升高了**，可以认为允许输出功率基本不变。所以基频以上的变频调速属于弱磁恒功率调速。属于“**恒功率调速**”。

---

# 变压变频调速

---

- 变压变频的基本原则和基本原理
  - 变压变频调速得到一族机械特性曲线,机械特性如何变化?
  - 变压变频调速时转差功率怎么变?
-

# 恒压频比控制的机械特性

---

- 在基频以下采用恒压频比控制时，可将异步电动机的电磁转矩改写为

$$T_e = 3n_p \left( \frac{U_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1 R'_r}{(sR_s + R'_r)^2 + s^2\omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2} \quad (6-28)$$

- 当s很小时，可忽略上式分母中含s各项，

$$T_e \approx 3n_p \left( \frac{U_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1}{R'_r} \propto s\omega_1 \quad (6-29)$$

---

# 转速降落

---

## □ 带负载时的转速降落

$$\Delta n = sn_1 = \frac{60}{2\pi n_p} s\omega_1 \approx \frac{10R'_r T_e}{\pi n_p^2} \left( \frac{\omega_1}{U_s} \right)^2 \propto T_e \quad (\mathbf{6-31})$$

$U_s / \omega_1$  为恒值时，对于同一转矩  $T_e$

$\Delta n$  基本不变。

**注：**在恒压频比的条件下改变频率  $\omega_1$  时，机械特性基本上是平行下移，和直流他励电机变压调速时的情况相似。

---

# 恒压频比控制的临界转矩

---

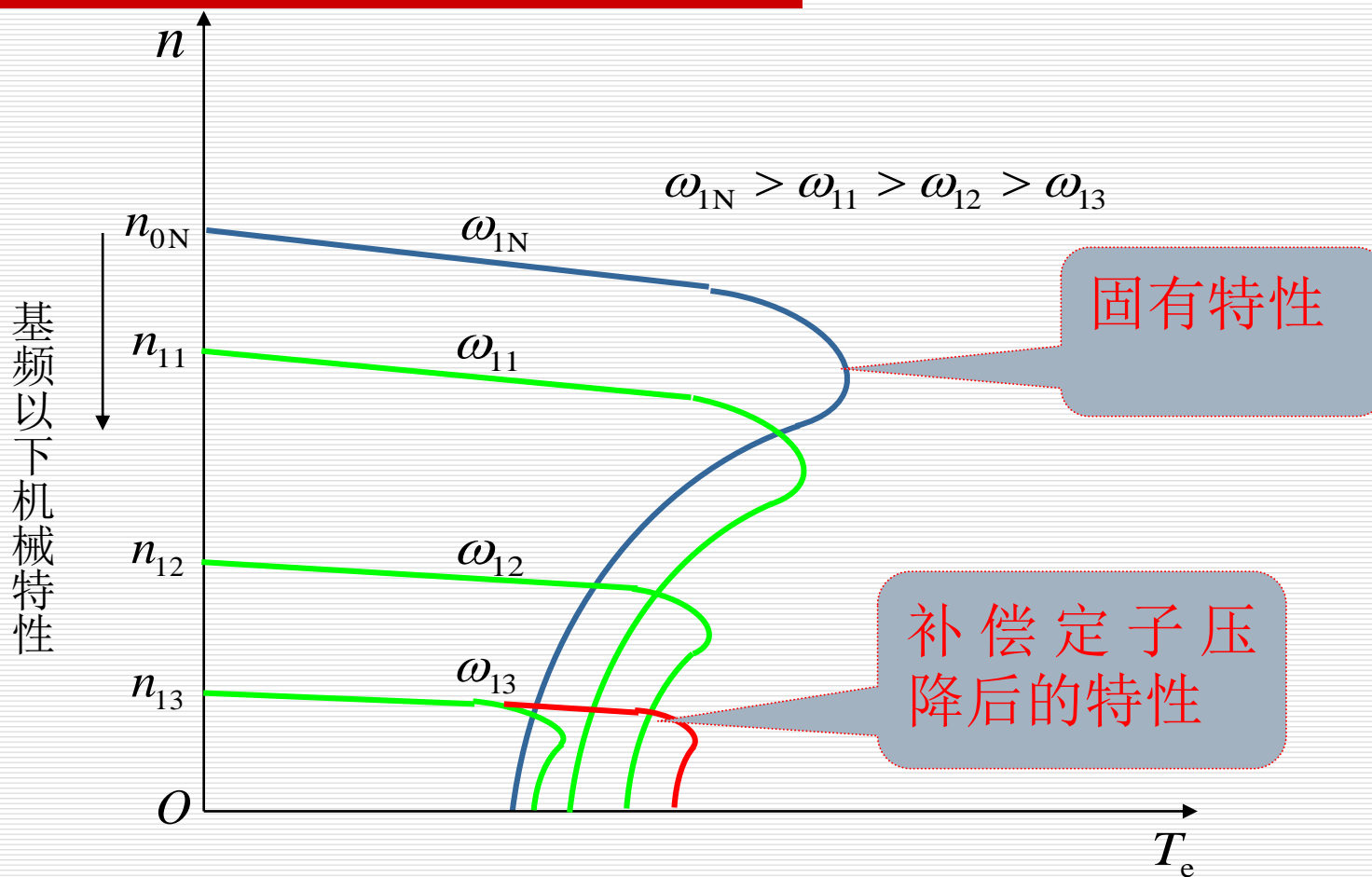
## □ 临界转矩

$$T_{em} = \frac{3n_p}{2} \left( \frac{U_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{1}{\frac{R_s}{\omega_1} + \sqrt{\left( \frac{R_s}{\omega_1} \right)^2 + (L_{ls} + L'_{lr})^2}} \quad (6-32)$$

临界转矩  $T_{em}$  随着  $\omega_1$  的降低而减小。

---

# 变频调速时的机械特性





# 恒转矩调速

---

- 当频率较低时， $T_{em}$  很小，电动机带载能力减弱，采用低频定子压降补偿，适当地提高电压  $U_s$ ，可以增强带载能力。
  - 由于保持气隙磁通不变，故允许输出转矩基本不变，所以基频以下的变频调速属于恒转矩调速。
-

# 变压变频调速

---

- 变压变频的基本原则和基本原理
  - 变压变频调速得到一族机械特性曲线,机械特性如何变化?
  - 临界转矩如何变化?
  - 变压变频调速时转差功率怎么变?
-

# 基频以下调速

---

- 转差功率

$$P_s = sP_m = s\omega_{m1}T_e \approx \frac{R'_r T_e^2}{3n_p^2 \left( \frac{U_s}{\omega_1} \right)^2}$$

与转速无关，故称作转差功率不变型。

---

# 基频以上调速

---

- 临界转差

$$s_m = \frac{R'_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2}}$$

- 当s很小时，忽略上式分母中含s各项

$$T_e \approx 3n_p \frac{U_{sN}^2}{\omega_1} \frac{s}{R'_r} \quad \text{或} \quad s\omega_1 \approx \frac{R'_r T_e \omega_1^2}{3n_p U_{sN}^2}$$

---

# 基频以上调速

---

- 带负载时的转速降落

$$\Delta n = sn_1 = \frac{60}{2\pi n_p} s\omega_1 \approx \frac{10R'_r T_e}{\pi n_p^2} \frac{\omega_1^2}{U_{sN}^2}$$

- 对于相同的电磁转矩，角频率越大，转速降落越大，机械特性越软，与直流电动机弱磁调速相似。
-

# 基频以上调速

---

- 转差功率

$$P_s = sP_m = s\omega_1 T_e \approx \frac{R'_r T_e^2 \omega_1^2}{3n_p U_{sN}^2}$$

- 带恒功率负载运行时

$$T_e^2 \omega_1^2 \approx \text{常数}$$

转差功率基本不变。

---

# 基频以下为什么引入电压补偿控制

□ 基频以下，保持 $E_g/f_1$ 恒定，可保持定子磁通恒定。

□ 当电动势值较高时，忽略定子电阻和漏磁感抗压降，认为

$$\frac{U_s}{f_1} = \text{常值}$$

□ 负载变化时导致定子磁通改变，怎么办？

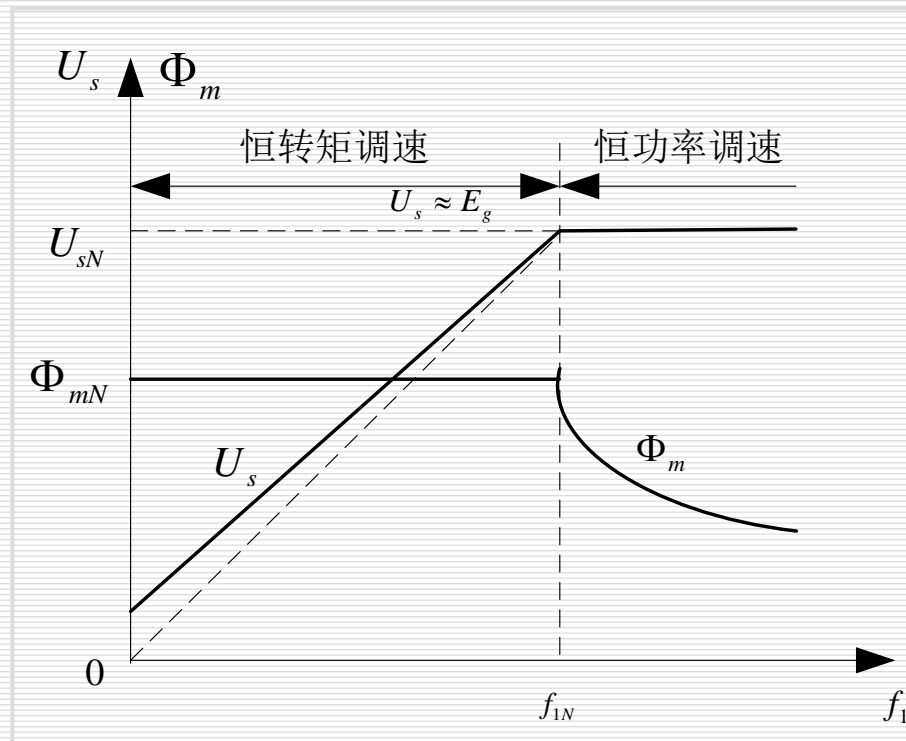


图6-10 异步电动机变压变频调速的控制特性

## 6.3.3 基频以下电压补偿控制

---

- 基频以下运行时，采用定子电压补偿控制，根据定子电流的大小改变定子电压，可更好保持磁通恒定。
  - 重点是不同磁通恒定时机械特性的变化
-



# 异步电动机等效电路

□ 为了使参考极性与电动状态下的实际极性相吻合，感应电动势采用电压降的表示方法，由高电位指向低电位。

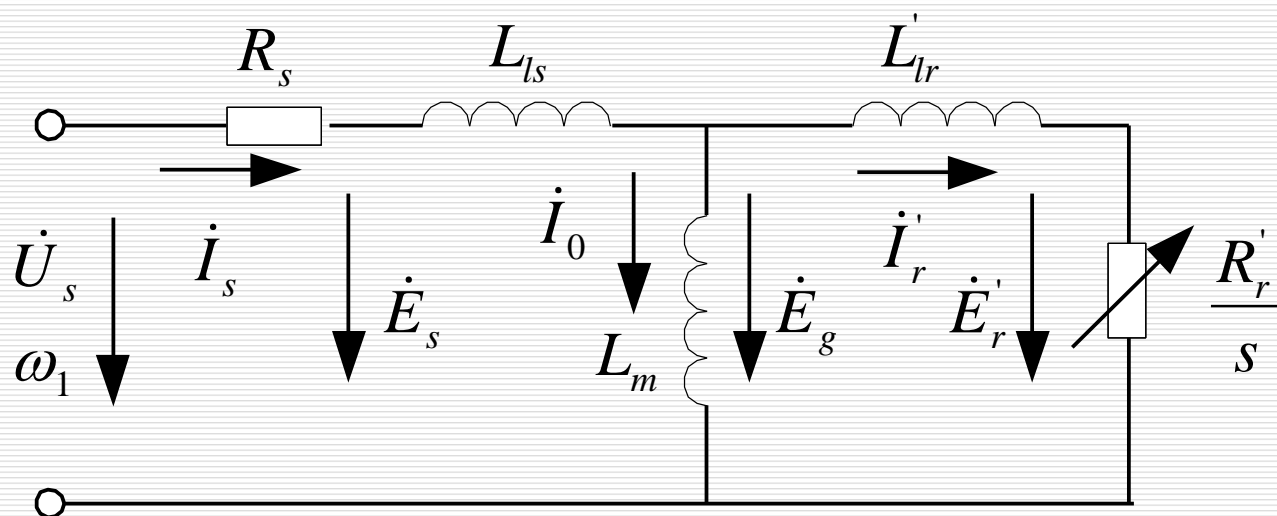


图6-12 异步电动机等效电路

注：参考方向，定子侧：电动机，转子侧：发电机

# 磁通及对应的感应电动势

---

- 气隙磁通在定子每相绕组中的感应电动势有效值：

$$E_g = 4.44 f_1 N_s k_{N_s} \Phi_m$$

- 定子全磁通（定子磁通）在定子每相绕组中的感应电动势

$$E_s = 4.44 f_1 N_s k_{N_s} \Phi_{ms}$$

- 转子全磁通（转子磁通）在转子绕组中的感应电动势（折合到定子边）

$$E_r' = 4.44 f_1 N_s k_{N_s} \Phi_{mr}$$

---

□ 分别讨论保持定子磁通 $\Phi_{ms}$ 、气隙磁通 $\Phi_m$ 和转子磁通 $\Phi_{mr}$ 恒定的控制方法及机械特性。

---

# 1. 恒定子磁通控制

---

- 从数学表达式来看：只要使  $E_s / f_1$  为常值，即可保持定子磁通  $\Phi_{ms}$  恒定。

$$E_s = 4.44 f_1 N_s k_{N_s} \Phi_{ms}$$

- 问题：控制上如何实现？
-

- 
- 能够直接控制的只有定子电压定子电压 $U_s$ ， $U_s$ 与 $E_s$ 关系为

$$\dot{U}_s - R_s \dot{I}_1 = \dot{E}_s \quad (6-42)$$

- 只要恰当地提高定子电压，按式（6-42）补偿定子电阻压降，以保持常值，就能够得到恒定子磁通。
-

---

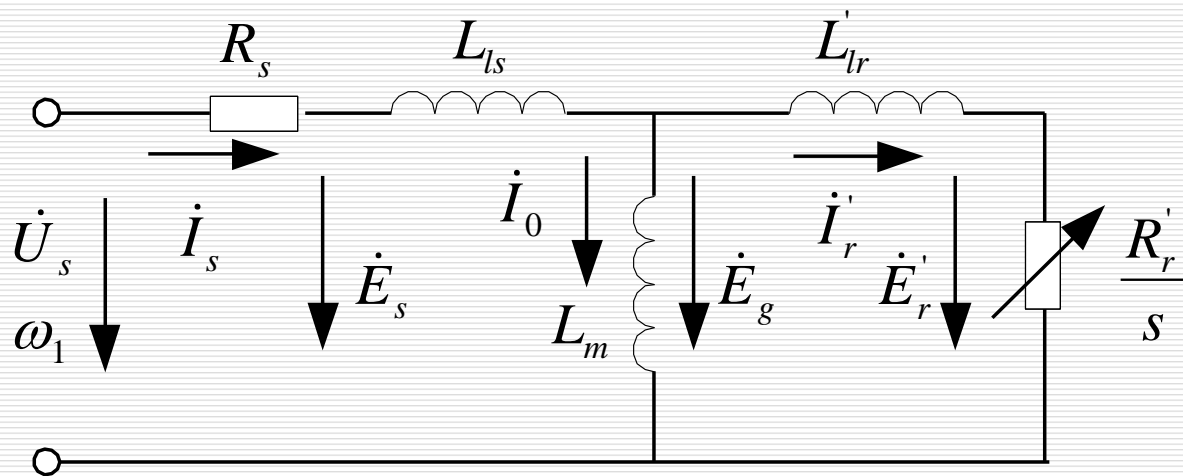
**□ 采用恒定子磁通控制，异步电动机的机械特性？**

---

# 恒定子磁通控制

## □ 忽略励磁电流

$$I_r' = \frac{E_s}{\sqrt{\left(\frac{R_r'}{s}\right)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2}} \quad (6-43)$$



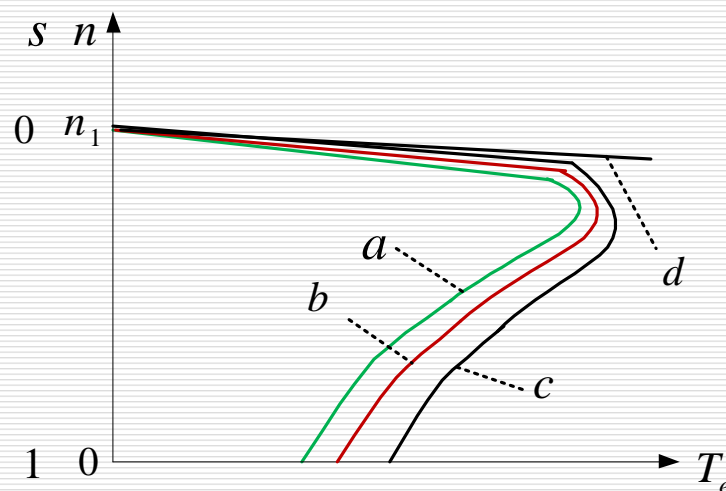
# 恒定子磁通控制

## □ 恒定子磁通电磁转矩

$$T_e = 3n_p \left( \frac{E_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1 R_r'}{R_r'^2 + s^2\omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2}$$

## □ 恒压频比控制时，电磁转矩

$$T_e = 3n_p \left( \frac{U_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{s\omega_1 R_r'}{(sR_s + R_r')^2 + s^2\omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2}$$



相同负载变化，  
恒定子磁通控制  
时转速降落更小！  
机械特性更硬！！



# 恒定子磁通控制的临界转矩变化

---

## □ 临界转差率

$$s_m = \frac{R_r'}{\omega_1 (L_{ls} + L_{lr}')} \quad (\mathbf{6-45})$$

## □ 临界转矩

$$T_{em} = \frac{3n_p}{2} \left( \frac{E_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{1}{(L_{ls} + L_{lr}')} \quad (\mathbf{6-46})$$

注：当频率变化时，临界转矩更大，且恒定不变。

---

# 恒气隙磁通控制

---

- 维持为  $E_g / \omega_1$  恒值，保持气隙磁通为常值，定子电压为

$$\dot{U}_s = (R_s + j\omega_1 L_{ls})\dot{I}_1 + \dot{E}_g \quad (\mathbf{6-47})$$

- 除了补偿定子电阻压降外，还应补偿定子漏抗电阻压降。
-

# 恒气隙磁通控制

---

□ 由等效电路可得

$$I_r' = \frac{E_g}{\sqrt{\left(\frac{R_r'}{s}\right)^2 + \omega_1^2 L_{lr}'^2}} \quad (6-48)$$

---

# 恒气隙磁通控制

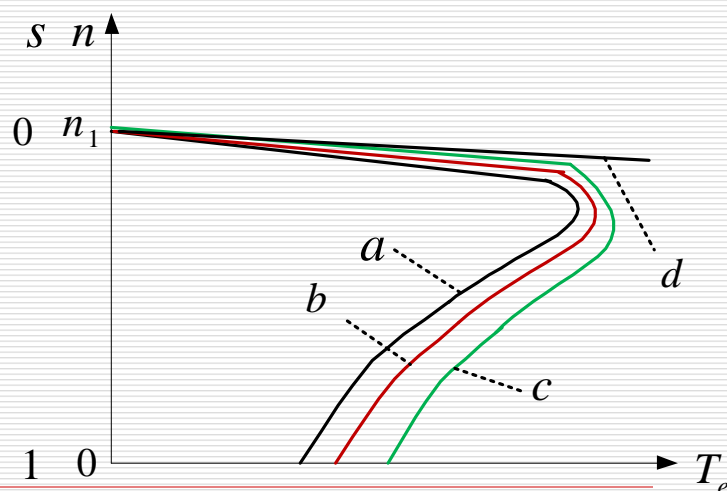
## □ 恒气隙磁通控制下的电磁转矩（绿色）

$$T_e = \frac{3n_p}{\omega_1} \cdot \frac{E_g^2}{\left(\frac{R_r'}{s}\right)^2 + \omega_1^2 L_{lr}'^2} \cdot \frac{R_r'}{s} = 3n_p \left(\frac{E_g}{\omega_1}\right)^2 \frac{s\omega_1 R_r'}{R_r'^2 + s^2\omega_1^2 L_{lr}'^2}$$

相同负载变化，  
**恒气隙磁通**控制  
时转速降落更小！  
机械特性更硬！！

## □ 恒定子磁通控制下的电磁转矩（红色）

$$T_e = 3n_p \left(\frac{E_s}{\omega_1}\right)^2 \frac{s\omega_1 R_r'}{R_r'^2 + s^2\omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2}$$



# 恒气隙磁通控制

---

□ 临界转差率 
$$s_m = \frac{R_r'}{\omega_1 L_{lr}'} \quad (6-50)$$

❖ 临界转矩 
$$T_{em} = \frac{3n_p}{2} \left( \frac{E_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{1}{L_{lr}'} \quad (6-51)$$

注：当频率变化时，临界转矩更大，且恒定不变。

---

# 恒转子磁通控制

---

## □ 定子电压

$$\dot{U}_s = [R_s + j\omega_1(L_{ls} + L'_{lr})]\dot{I}_1 + \dot{E}_r \quad (\mathbf{6-52})$$

- 且保持  $E_r / \omega_1$  恒定，即可保持转子磁通恒定
-

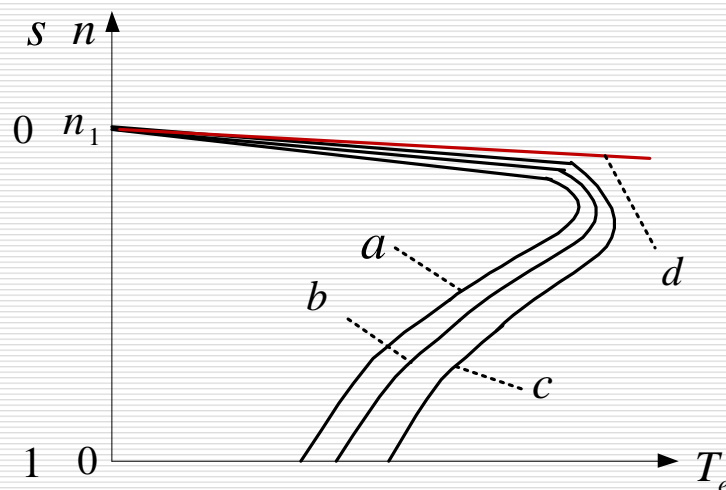
# 恒转子磁通控制

□ 转子电流为

$$I_r' = \frac{E_r}{R_r' / s} \quad (6-53)$$

❖ 电磁转矩

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3n_p}{\omega_1} \cdot \frac{E_r^2}{\left(\frac{R_r'}{s}\right)^2} \cdot \frac{R_r'}{s} \\ &= 3n_p \left(\frac{E_r}{\omega_1}\right)^2 \cdot \frac{s\omega_1}{R_r'} \propto s\omega_1 \end{aligned}$$



# 恒转子磁通控制

---

- 机械特性完全是一条直线，恒  $E_r / \omega_1$  控制的稳态性能最好，可以获得和直流电动机一样的线性机械特性，这正是高性能交流变频调速所要求的性能。
-



# 小结

---

- 恒压频比控制最容易实现，变频机械特性基本上平行，硬度也较好，能够满足一般的调速要求，低速时需适当提高定子电压，以近似补偿定子阻抗压降。
  - 恒定子磁通和恒气隙磁通的控制方式虽然改善了低速性能。但机械特性还是非线性的，产生转矩的能力仍受到限制。
  - 恒转子磁通的控制方式，可以得到和直流他励电动机一样的线性机械特性，性能最佳。
-

# 不同控制方式下，异步电动机的机械特性

- ☐ a) 恒压频比控制
- ☐ b) 恒定子磁通控制
- ☐ c) 恒气隙磁通控制
- ☐ d) 恒转子磁通控制

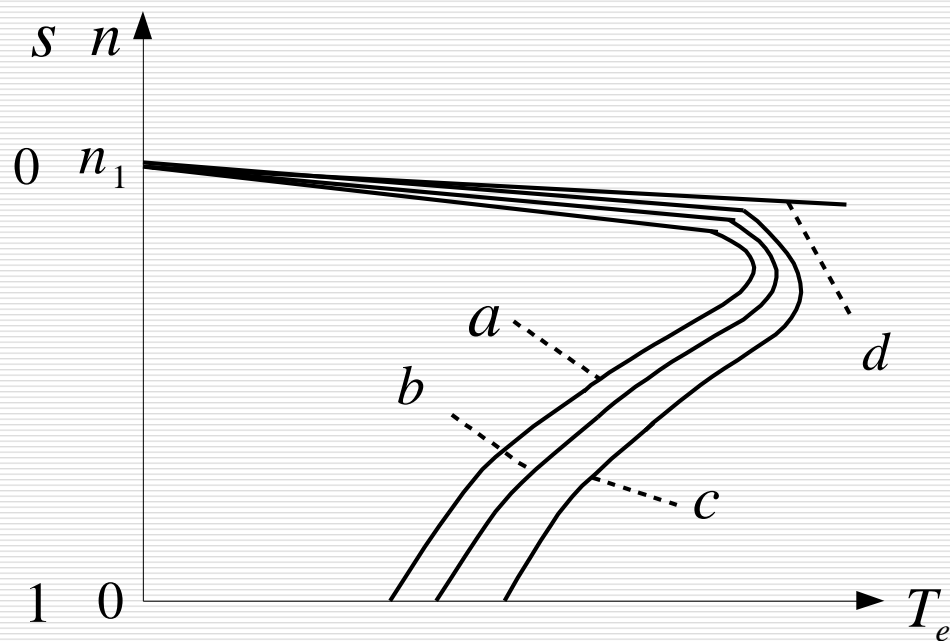
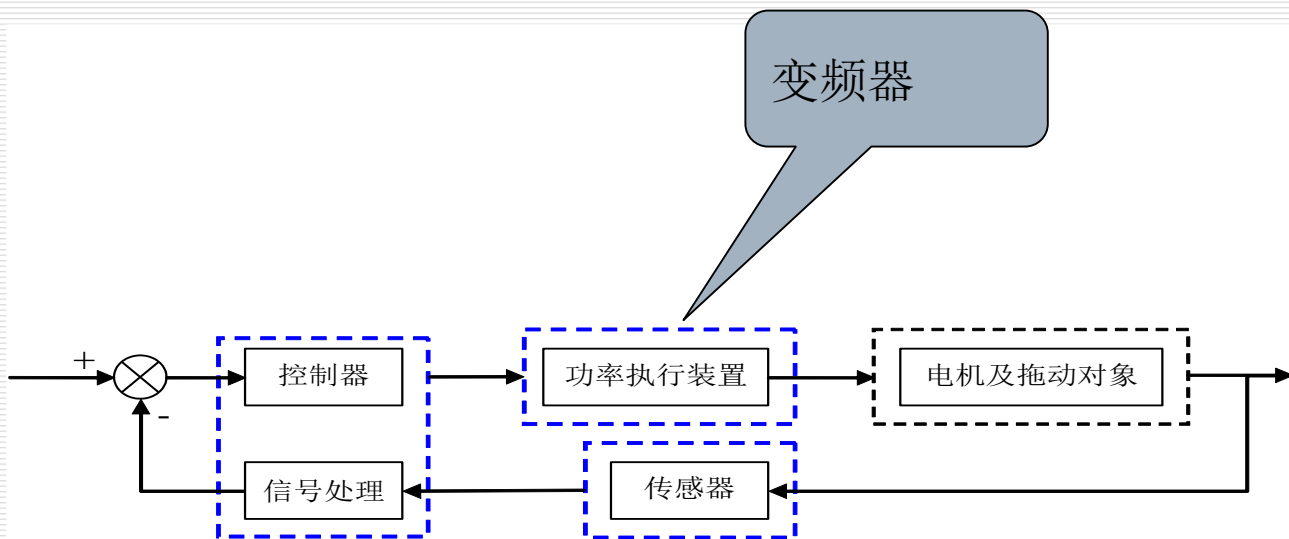


图4-8

## 6.4 电力电子变压变频器

- ❖ 异步电动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。



# 变频器结构示意图

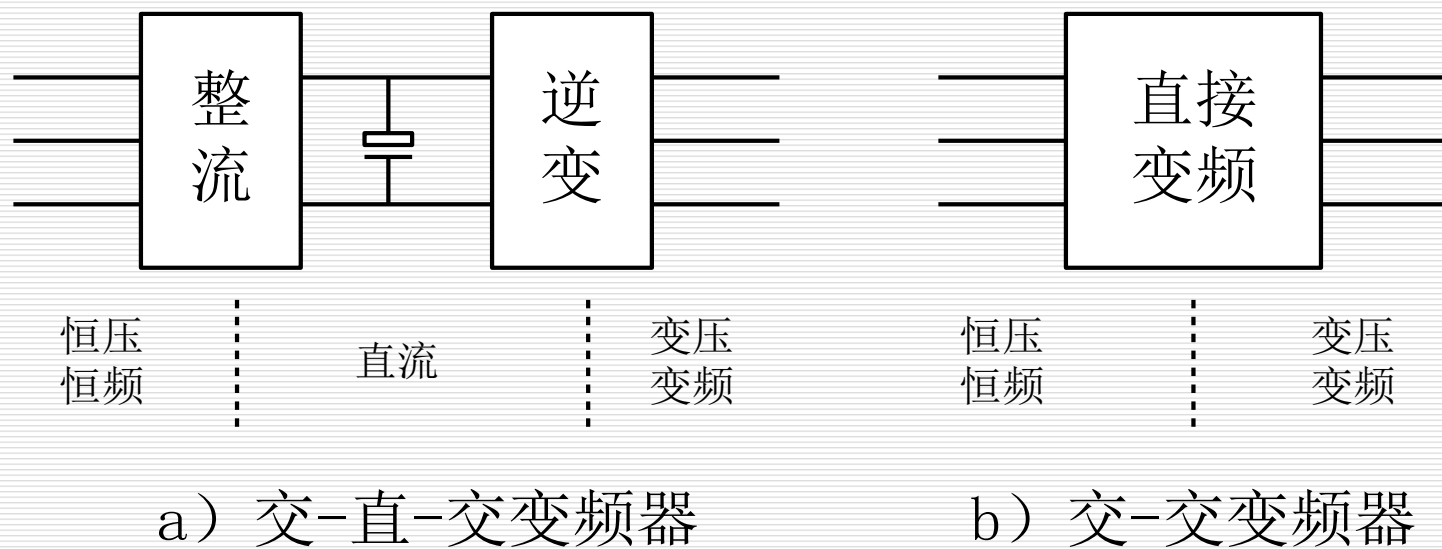


图6-14

## 6.4.1 交-直-交PWM变频器主回路

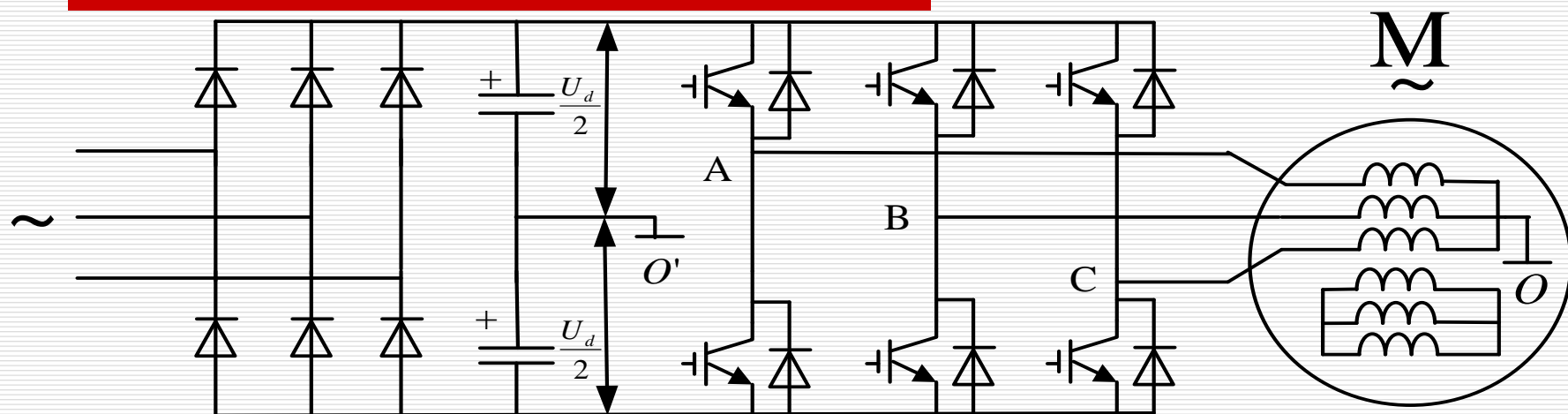


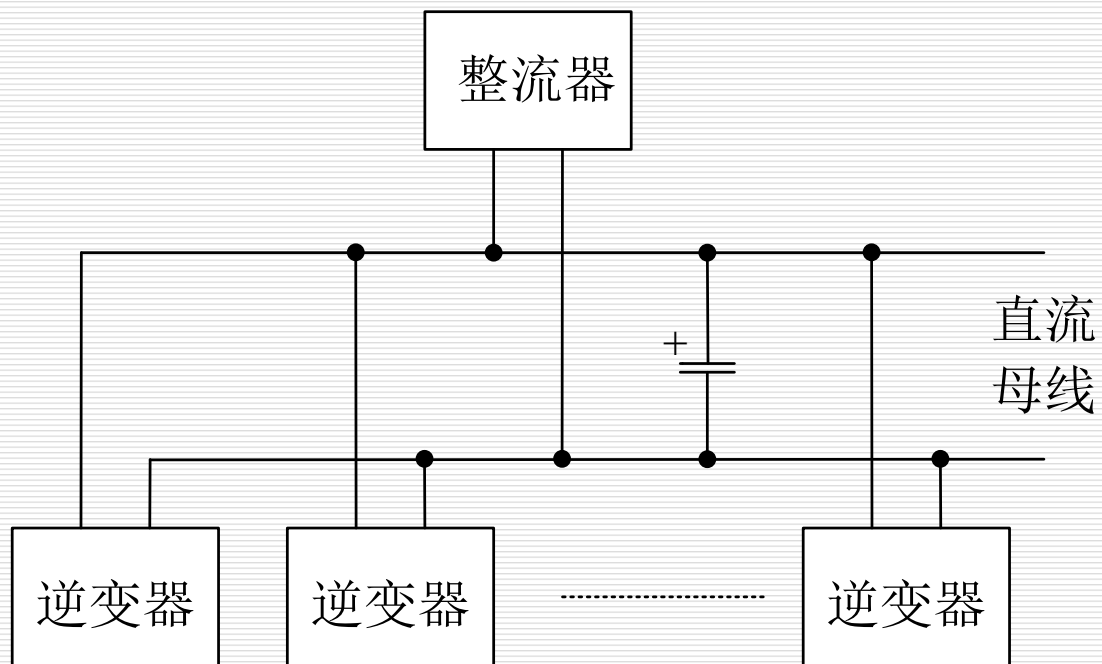
图6-15 交-直-交变频器主回路结构图

- 不可控整流桥：将三相交流电整流成电压恒定的直流电压；
- 逆变器：将直流电压变换为频率与电压均可调的交流电；
- 滤波环节：减小直流电压脉动。

- 
- 主回路只有一套可控功率级，具有结构、控制方便的优点，采用脉宽调制的方法，输出谐波分量小。
  - 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。
-

# 直流母线

---



**图6-16 直流母线方式的变频器主回路结构图**

---

# 直流母线供电

---

- 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。
-



---

## 交流常用PWM技术：

- ❑ 正弦脉冲宽度调制（SPWM)控制技术
  - ❑ 电流跟踪PWM(CFPWM)控制技术
  - ❑ 电压空间矢量PWM（SVPWM）控制技术
-

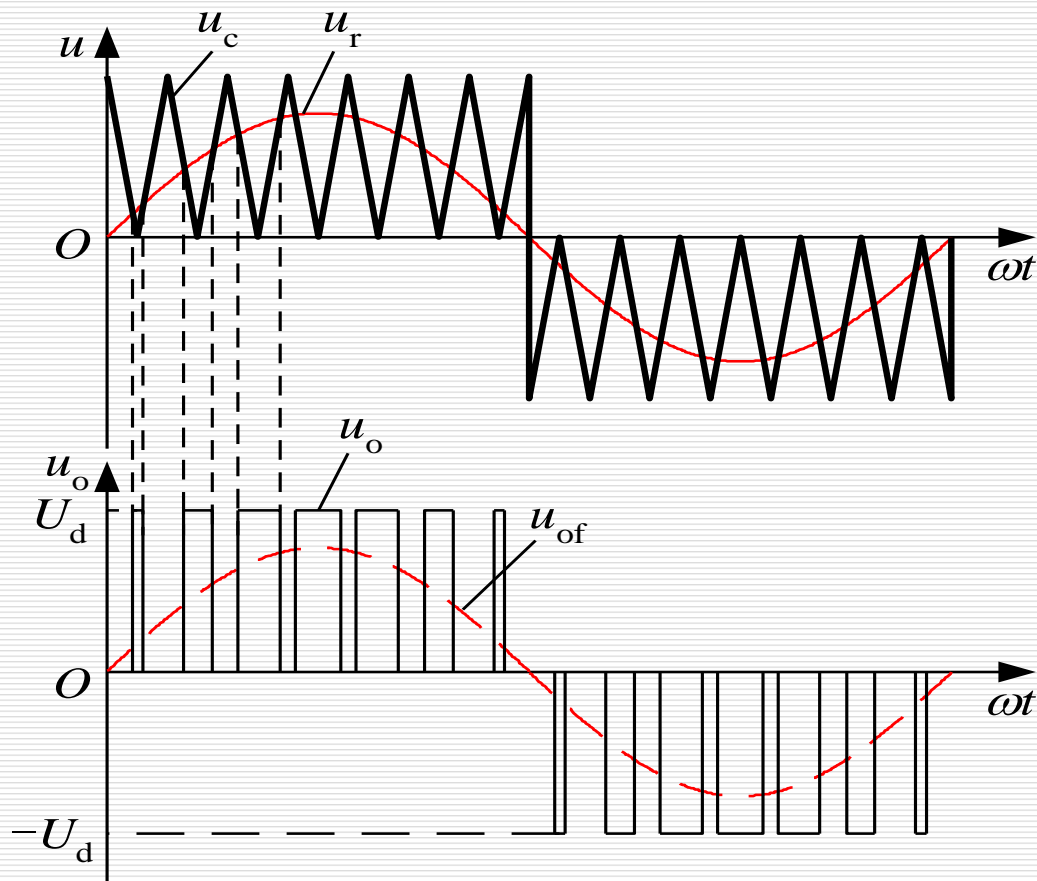
## 6.4.2 正弦波脉宽调制技术

---

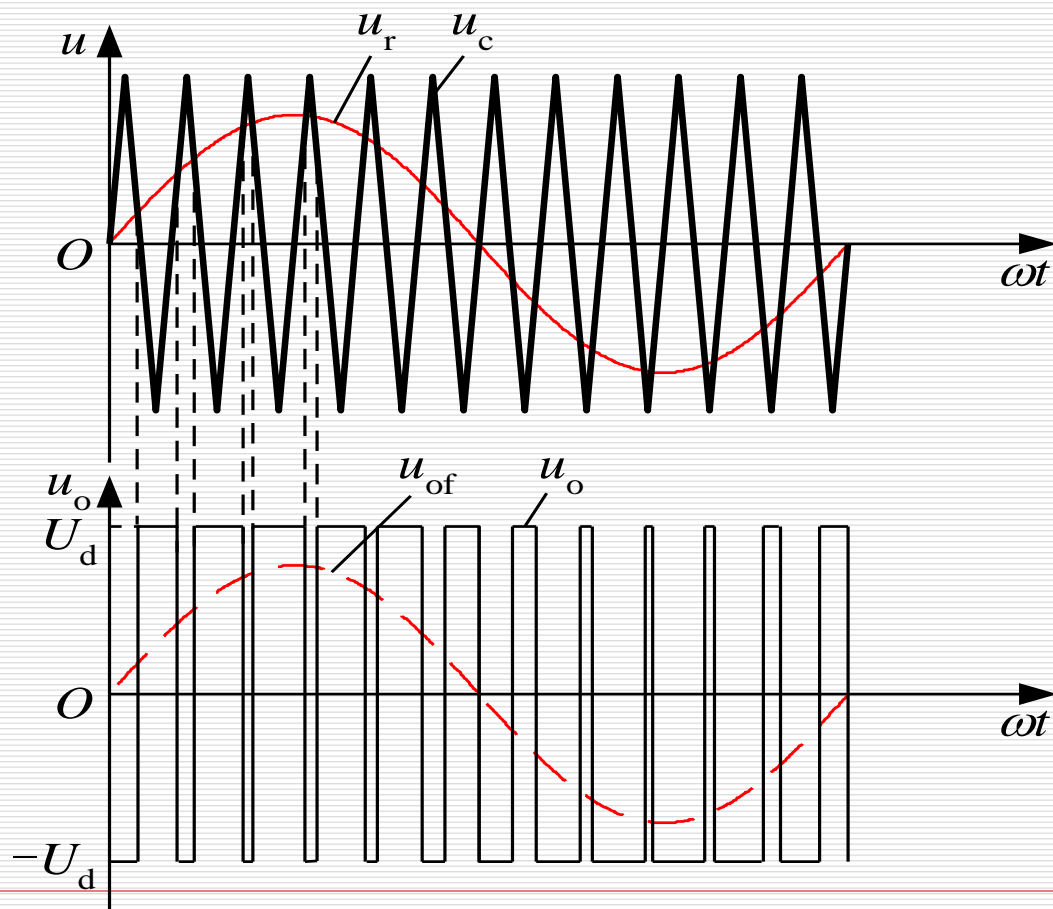
- 以频率与期望的输出电压波相同的正弦波作为调制波（Modulation wave），以频率比期望波高得多的等腰三角波作为载波（Carrier wave），当调制波与载波相交时，由它们的交点确定逆变器开关器件的通断时刻，从而获得高度相等、宽度按正弦规律变化的脉冲序列，这种调制方法称作正弦波脉宽调制（Sinusoidal pulse Width Modulation，简称SPWM）。
-

- 
- SPWM控制：单极性控制方式和双极性控制方式。
  - 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。
  - 自然采样法：逆变器开关器件的通断时刻由调制波与载波的交点确定。
-

# (1) 单极性PWM控制方式



## (2) 双极性PWM控制方式



# 电动机中点电压

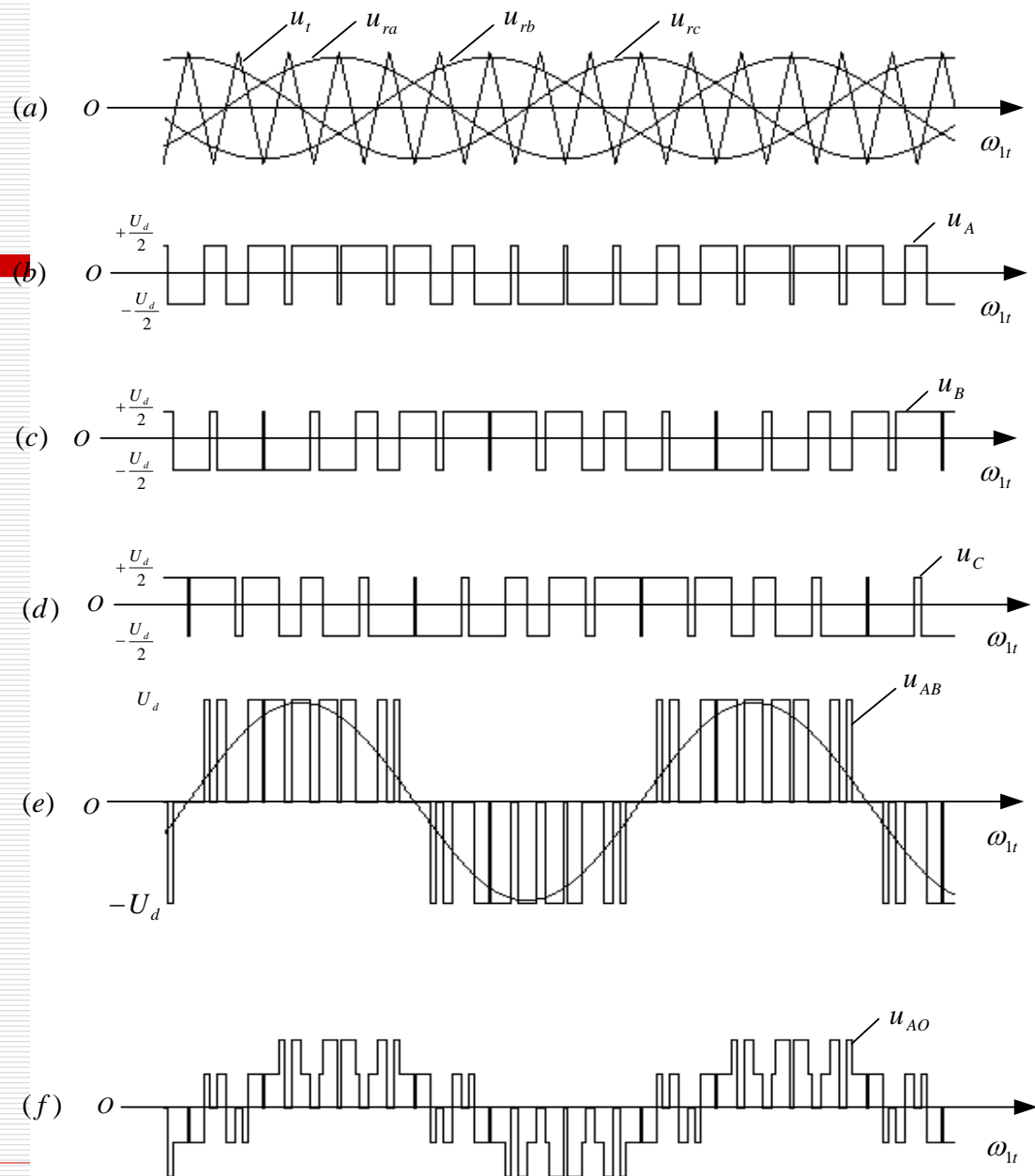
---

- ❑ 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。
- ❑  $u_A$ 、 $u_B$ 、 $u_C$  分别为以电源中性点 $O'$ 参考点的三相输出电压， $u_{AO}$ 、 $u_{BO}$ 、 $u_{CO}$ 为电动机三相电压，以电动机中性点 $O$ 为参考点。
- ❑ 电动机中性点 $O$ 相对于电源中性点 $O'$ 的电压

$$u_O = \frac{u_A + u_B + u_C}{3} \quad (6-55)$$

---

**图6-17 双极性控制方式的三相SPWM波形**



## 6.4.4 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；
  - 电流波形因负载的性质和大小而异；
  - 对于交流电动机，应保证为**正弦波的是电流**：稳态时绕组中通入三相平衡的正弦电流才能使得合成的电磁转矩为恒定值，不产生脉动；
  - 对电流实行闭环控制，使其接近正弦波形：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。
-



# 电流滞环跟踪控制原理图

常用的一种方法是电流滞环跟踪 PWM（Current Hysteresis Band PWM——CHBPWM）控制。

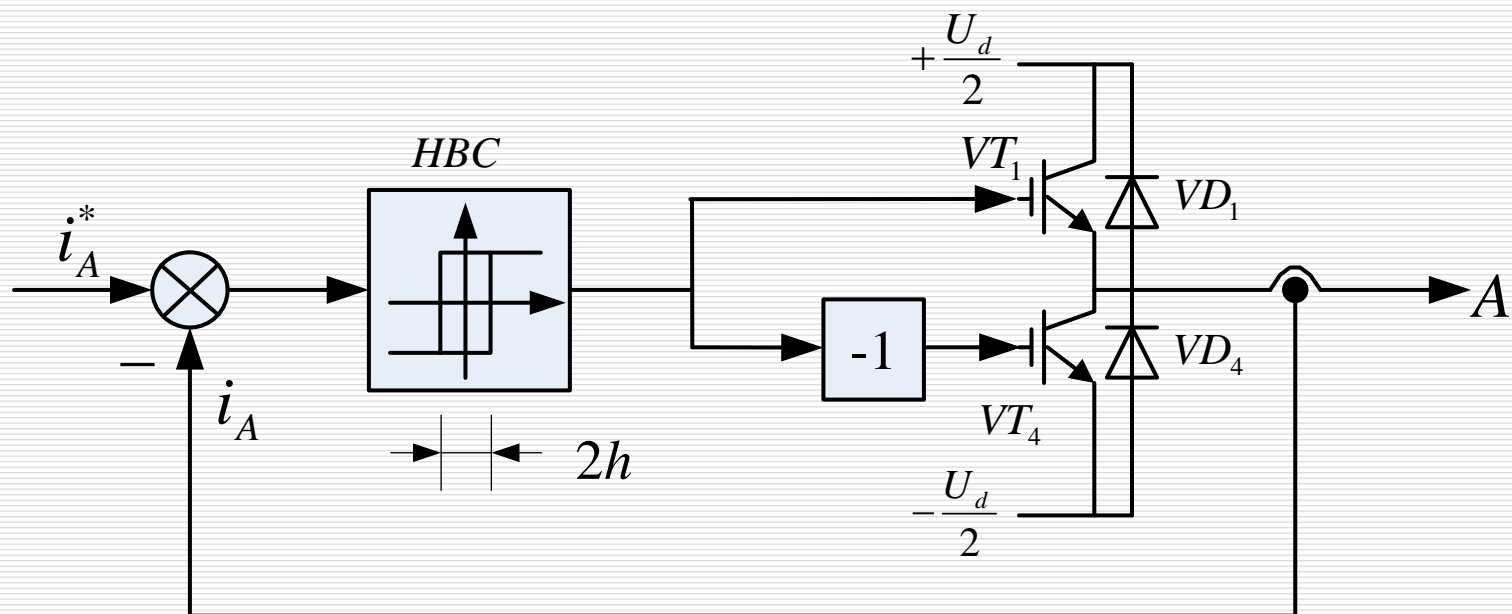
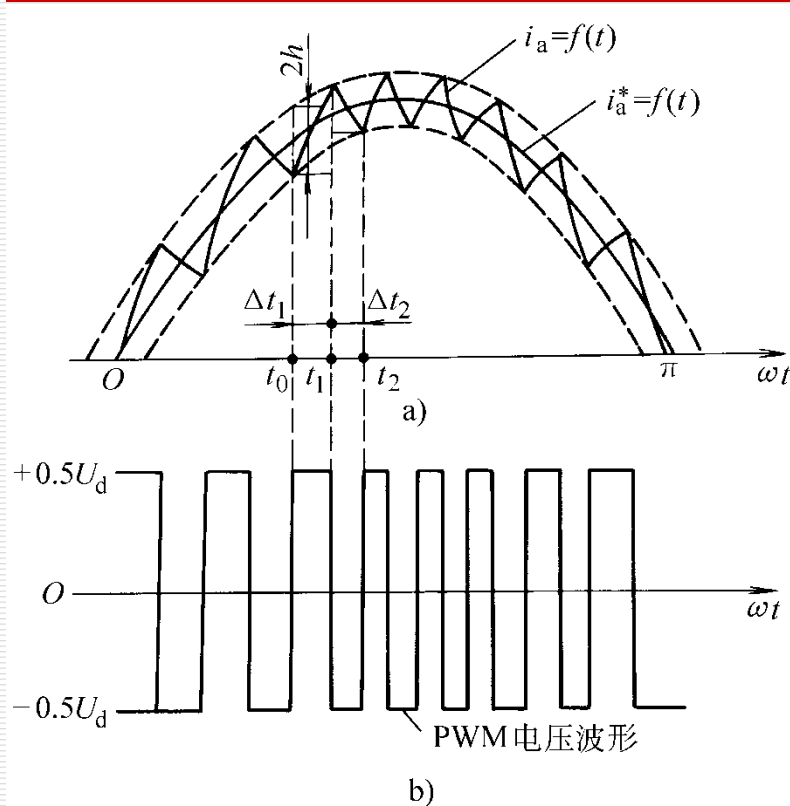


图6-19 电流滞环跟踪控制的A相原理图



- 将给定电流  $i_a^*$  与输出电流  $i_a$  进行比较，电流偏差  $\Delta i_a$  超过时  $\pm h$ ，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

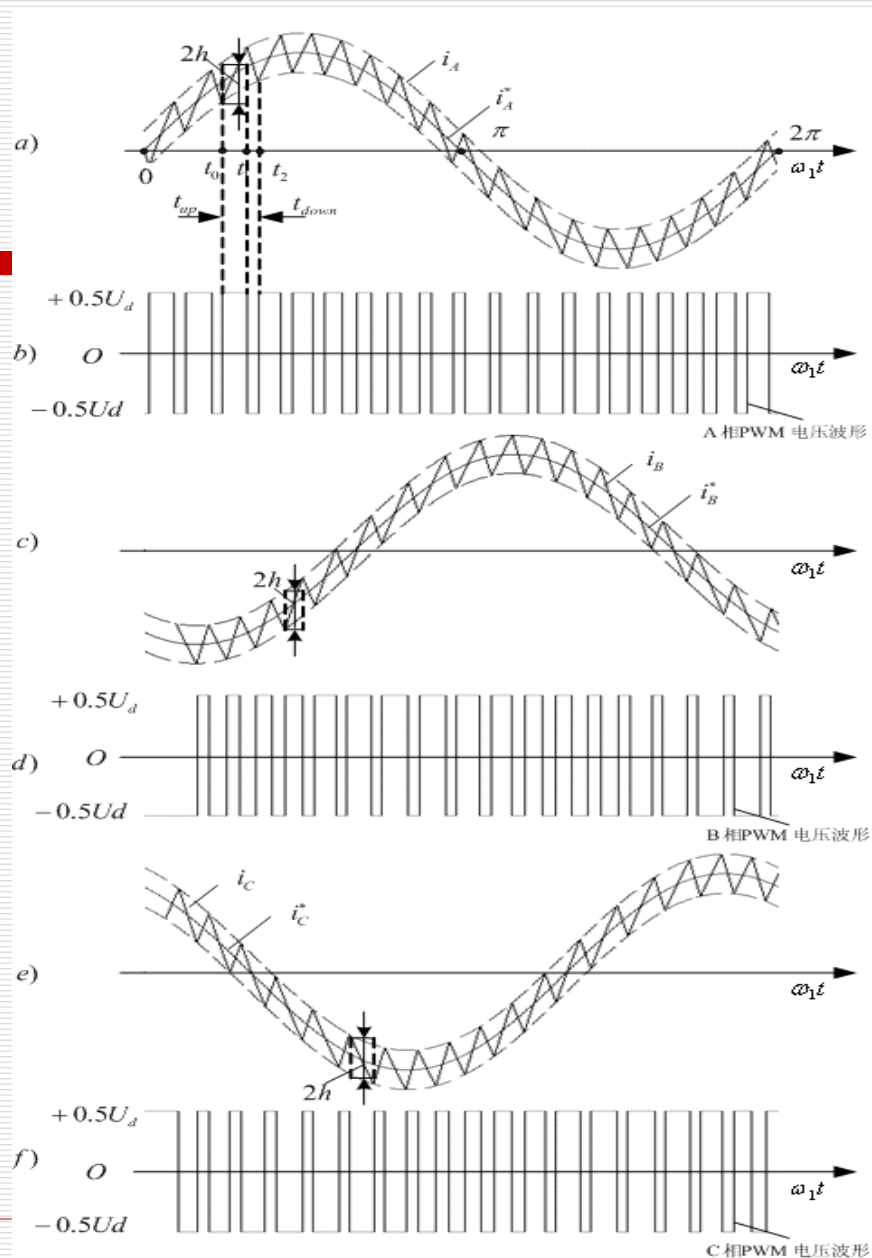
- 
- 如果,  $i_a < i_a^*$ , 且  $i_a^* - i_a \geq h$ , 滞环控制器 HBC 输出正电平, 驱动上桥臂功率开关器件  $VT_1$  导通, 变压变频器输出正电压, 使  $i_a$  增大。当增长到与给定相等时, 虽然  $\Delta i_a = 0$ , 但 HBC 仍保持正电平输出,  $VT_1$  保持导通, 使  $i_a$  继续增大
  - 直到  $t_1$  时刻达到  $i_a = i_a^* + h$ ,  $\Delta i_a = -h$ , 使滞环翻转, HBC 输出负电平, 关断  $VT_1$ , 并经延时后驱动  $VT_4$ 。
-

## 二极管续流

---

- 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 $VD_4$ 续流。 $i_a$ 电流逐渐减小，直到 $t_2$ 时刻到达滞环偏差的下限值，使 HBC 再翻转，又重复使 $VT_1$ 导通。这样， $VT_1$ 和 $VD_4$ 交替工作，使输出电流与给定值之间的偏差保持在 $\pm h$ 范围内，在正弦波上下作锯齿状变化。
-

□ 图6-20 电流滞环跟踪控制时的三相电流波形与相电压PWM波形



# 电流滞环跟踪控制

---

- ❑ 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。
-

## 6.4.5 电压空间矢量PWM控制技术

---

- SPWM：输出电压接近正弦波；
  - CFPWM：输出电流接近正弦波；
  - 交流电动机输入三相正弦电流的最终目的是在电动机空间形成圆形旋转磁场，从而产生恒定的电磁转矩；
  - 把逆变器和交流电动机视为一体，以圆形旋转磁场为目标来控制逆变器的工作，这种控制方法称作“**磁链跟踪控制**”。
  - 磁链轨迹的控制是通过交替使用不同的电压空间矢量实现的，所以又称“**电压空间矢量PWM（SVPWM，Space Vector PWM）控制**”。
-

# 空间矢量的定义

---

- 交流电动机绕组的电压、电流、磁链等物理量都是随**时间变化**的，如果考虑到它们所在绕组的空间位置，可以定义为**空间矢量**。
  - 注意:空间矢量（仅为考虑空间位置影响，不一定是随时间正弦变化的！）
-



# 空间矢量的定义

## □ 定义三相定子电压空间矢量

$$\mathbf{u}_{AO} = k u_{AO}$$

$$\mathbf{u}_{BO} = k u_{BO} e^{j\gamma}$$

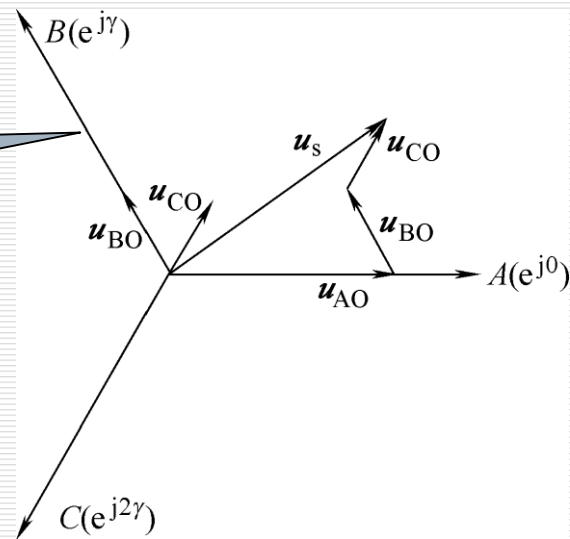
$$\mathbf{u}_{CO} = k u_{CO} e^{j2\gamma}$$

$$\gamma = \frac{2\pi}{3}$$

绕组轴线为坐标轴

瞬时电压！！

**k**为待定系数



# 空间矢量的合成

●三相合成矢量  $u_s = u_{AO} + u_{BO} + u_{CO}$

$$u_{AO} > 0$$

$$u_{BO} > 0$$

$$u_{CO} < 0$$

$$= ku_{AO} + ku_{BO}e^{j\gamma} + ku_{CO}e^{j2\gamma}$$

可用平行四边形法则求合成矢量。只是角度的含义不同，对于时间相量来说，角度代表相位差（表示时间的先后），对于空间向量，角度表示空间的相对位置。

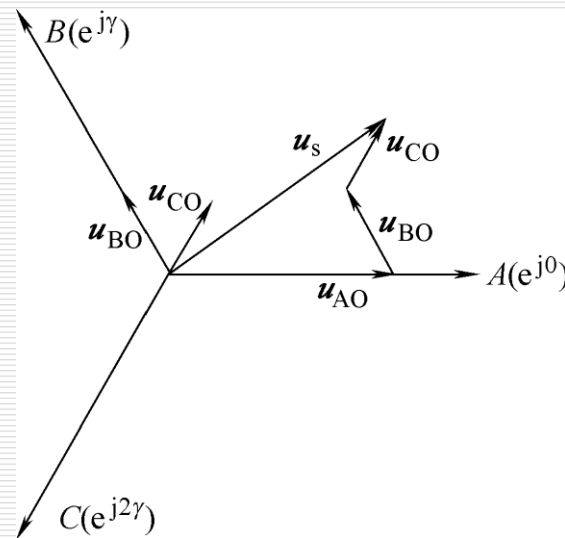


图6-21 电压空间矢量

# 空间矢量的定义

---

- 定子电流空间矢量

$$\begin{aligned}\dot{i}_s &= \dot{i}_{AO} + \dot{i}_{BO} + \dot{i}_{CO} \\ &= k i_{AO} + k i_{BO} e^{j\gamma} + k i_{CO} e^{j2\gamma}\end{aligned}$$

- 定子磁链空间矢量

$$\begin{aligned}\psi_s &= \psi_{AO} + \psi_{BO} + \psi_{CO} \\ &= k \psi_{AO} + k \psi_{BO} e^{j\gamma} + k \psi_{CO} e^{j2\gamma}\end{aligned}$$

---

# 空间矢量表达式

---

## ● 空间矢量功率表达式

$$\begin{aligned} p' &= \operatorname{Re}(\mathbf{u}_s \mathbf{i}_s') \\ &= \operatorname{Re}[k^2 (u_{AO} + u_{BO} e^{j\gamma} + u_{CO} e^{j2\gamma})(i_{AO} + i_{BO} e^{-j\gamma} + i_{CO} e^{-j2\gamma})] \\ &= k^2 (u_{AO} i_{AO} + u_{BO} i_{BO} + u_{CO} i_{CO}) \\ &\quad + k^2 \operatorname{Re}[(u_{BO} i_{AO} e^{j\gamma} + u_{CO} i_{AO} e^{j2\gamma} + u_{AO} i_{BO} e^{-j\gamma} \\ &\quad + u_{CO} i_{BO} e^{j\gamma} + u_{AO} i_{CO} e^{-j2\gamma} + u_{BO} i_{CO} e^{-j\gamma})] \end{aligned}$$

$i_s$ 、 $i_s'$  共轭矢量

---

# 空间矢量表达式

---

考虑到  $i_{AO} + i_{BO} + i_{CO} = 0$   $\gamma = \frac{2\pi}{3}$

$$p' = \frac{3}{2} k^2 (u_{AO} i_{AO} + u_{BO} i_{BO} + u_{CO} i_{CO}) = \frac{3}{2} k^2 p$$

- 三相瞬时功率  $p = u_{AO} i_{AO} + u_{BO} i_{BO} + u_{CO} i_{CO}$
- 按空间矢量功率与三相瞬时功率相等的原则

$$k = \sqrt{\frac{2}{3}}$$

---

# 空间矢量表达式

---

$$\mathbf{u}_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(u_{AO} + u_{BO}e^{j\gamma} + u_{CO}e^{j2\gamma})$$

$$\mathbf{i}_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_{AO} + i_{BO}e^{j\gamma} + i_{CO}e^{j2\gamma})$$

$$\boldsymbol{\psi}_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(\psi_{AO} + \psi_{BO}e^{j\gamma} + \psi_{CO}e^{j2\gamma})$$

---

# 空间矢量表达式

---

- 当定子相电压为三相平衡正弦电压时，三相合成矢量

$$\begin{aligned} u_s &= u_{AO} + u_{BO} + u_{CO} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left[ U_m \cos(\omega_1 t) + U_m \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right) e^{j\gamma} + U_m \cos\left(\omega_1 t - \frac{4\pi}{3}\right) e^{j2\gamma} \right] \\ &= \sqrt{\frac{3}{2}} U_m e^{j\omega_1 t} = U_s e^{j\omega_1 t} \end{aligned}$$

---

# 空间矢量表达式

---

- $\mathbf{u}_s$  以电源角频率为角速度  $\omega_1$  作恒速旋转的空间矢量，幅值  $U_s = \sqrt{\frac{3}{2}} U_m$ ，当某一相电压为最大值时，合成电压矢量就落在该相的轴线上。
  - 在三相平衡正弦电压供电时，若电动机转速已稳定，则定子电流和磁链的空间矢量的幅值恒定，以电源角频率为电气角速度在空间作恒速旋转。
-



# 电压与磁链空间矢量的关系

---

- 当异步电动机的三相对称定子绕组由三相电压供电时，对每一相都可写出一个电压平衡方程式，求三相电压平衡方程式的矢量和，即得用合成空间矢量表示的定子电压方程式

$$\boldsymbol{u}_s = R_s \boldsymbol{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \quad (\mathbf{6-67})$$

---

# 电压与磁链空间矢量的关系

---

- 当电动机转速不是很低时，定子电阻压降所占的成分很小，可忽略不计，则定子合成电压与合成磁链空间矢量的近似关系为

$$u_s \approx \frac{d\psi_s}{dt} \quad (\mathbf{6-68})$$

$$\text{或} \quad \psi_s(t) \approx \psi_s(t_0) + \int u_s dt$$

---

- 
- 当电动机由三相平衡正弦电压供电时，电动机定子磁链幅值恒定，其空间矢量以恒速旋转，磁链矢量顶端的运动轨迹呈圆形（简称为磁链圆）。定子磁链旋转矢量

$$\psi_s = \psi_s e^{j(\omega_1 t + \varphi)} \quad (6-69)$$

---

---

□ 式 (6-68) 对t求导得

$$u_s \approx \frac{d}{dt} (\psi_s e^{j(\omega_1 t + \varphi)}) \quad (6-70)$$

$$= j\omega_1 \psi_s e^{j(\omega_1 t + \varphi)} = \omega_1 \psi_s e^{j(\omega_1 t + \frac{\pi}{2} + \varphi)}$$

❖ 磁链幅值等于电压与频率之比，方向与磁链矢量正交，即磁链圆的切线方向，如图6-22所示。

---

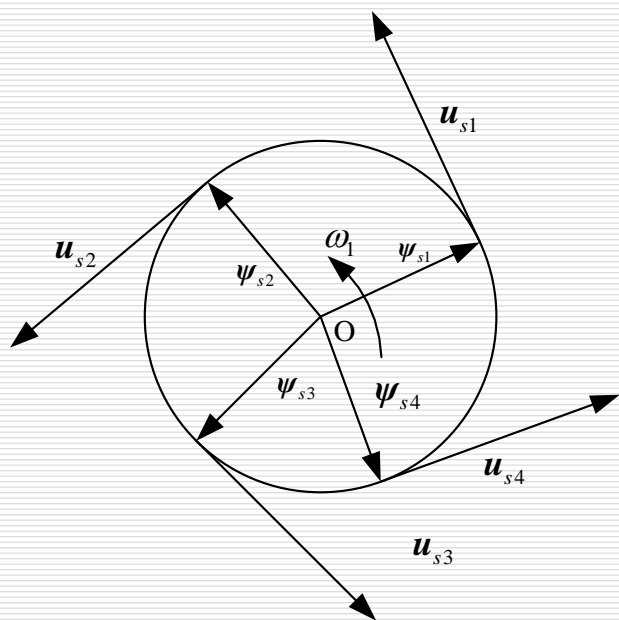


图6-22 圆形旋转磁场与电压空间矢量的运动轨迹

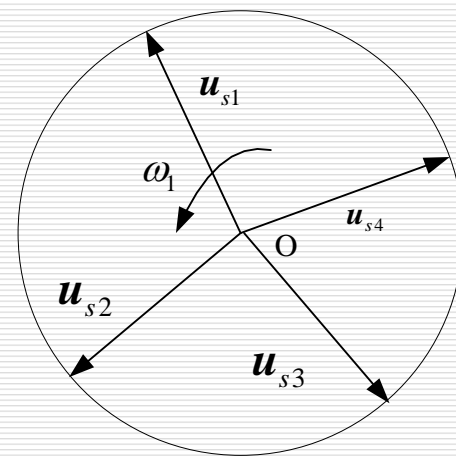


图6-23 电压矢量圆轨迹

# 电压空间矢量

---

$$\begin{aligned} u_s &= u_{AO} + u_{BO} + u_{CO} = \sqrt{\frac{2}{3}}(u_{AO} + u_{BO}e^{j\gamma} + u_{CO}e^{j2\gamma}) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}}[(u_A - u_{OO'}) + (u_B - u_{OO'})e^{j\gamma} + (u_C - u_{OO'})e^{j2\gamma}] \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}}[u_A + u_Be^{j\gamma} + u_Ce^{j2\gamma} - u_{OO'}(1 + e^{j\gamma} + e^{j2\gamma})] = \sqrt{\frac{2}{3}}(u_A + u_Be^{j\gamma} + u_Ce^{j2\gamma}) \end{aligned}$$

- 直流电源中点●'和交流电动机中点●的电位不等，但合成电压矢量的表达式相等。
  - 因此，三相合成电压空间矢量与参考点无关。
-

# 8个基本空间矢量

---

□ PWM逆变器共有**8**种工作状态

$$\text{当 } (S_A \ S_B \ S_C) = (1 \ 0 \ 0)$$

$$(u_A \ u_B \ u_C) = \left( \frac{U_d}{2} \quad -\frac{U_d}{2} \quad -\frac{U_d}{2} \right)$$

$$u_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_d}{2} (1 - e^{j\gamma} - e^{j2\gamma}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_d}{2} (1 - e^{j\frac{2\pi}{3}} - e^{j\frac{4\pi}{3}})$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_d}{2} \left[ \left( 1 - \cos \frac{2\pi}{3} - \cos \frac{4\pi}{3} \right) - j \left( \sin \frac{2\pi}{3} + \sin \frac{4\pi}{3} \right) \right] = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d$$

---

# 8个基本空间矢量

---

$$\text{当} (S_A \quad S_B \quad S_C) = (1 \quad 1 \quad 0)$$

$$(u_A \quad u_B \quad u_C) = \left( \frac{U_d}{2} \quad \frac{U_d}{2} \quad -\frac{U_d}{2} \right)$$

$$u_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_d}{2} (1 + e^{j\gamma} - e^{j2\gamma}) = \frac{U_d}{2} (1 + e^{j\frac{2\pi}{3}} - e^{j\frac{4\pi}{3}})$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_d}{2} \left[ (1 + \cos \frac{2\pi}{3} - \cos \frac{4\pi}{3}) + j(\sin \frac{2\pi}{3} - \sin \frac{4\pi}{3}) \right]$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_d}{2} (1 + j\sqrt{3}) = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\frac{\pi}{3}}$$

依此类推，可得**8**  
个基本空间矢量。

---



# 8个基本空间矢量

## □ 6个有效工作矢量

$$u_1 \sim u_6$$

$$\text{幅值为 } \sqrt{\frac{2}{3}}U_d$$

$$\text{空间互差 } \frac{\pi}{3}$$

## □ 2个零矢量 $u_0$ 、 $u_7$

	$S_A$	$S_B$	$S_C$	$u_A$	$u_B$	$u_C$	$u_s$
$u_0$	0	0	0	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	0
$u_1$	1	0	0	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_d$
$u_2$	1	1	0	$\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_d e^{j\frac{\pi}{3}}$
$u_3$	0	1	0	$-\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_d e^{j\frac{2\pi}{3}}$
$u_4$	0	1	1	$-\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_d e^{j\pi}$
$u_5$	0	0	1	$-\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_d e^{j\frac{4\pi}{3}}$
$u_6$	1	0	1	$\frac{U_d}{2}$	$-\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_d e^{j\frac{5\pi}{3}}$
$u_7$	1	1	1	$\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	$\frac{U_d}{2}$	0

# 基本电压空间矢量图

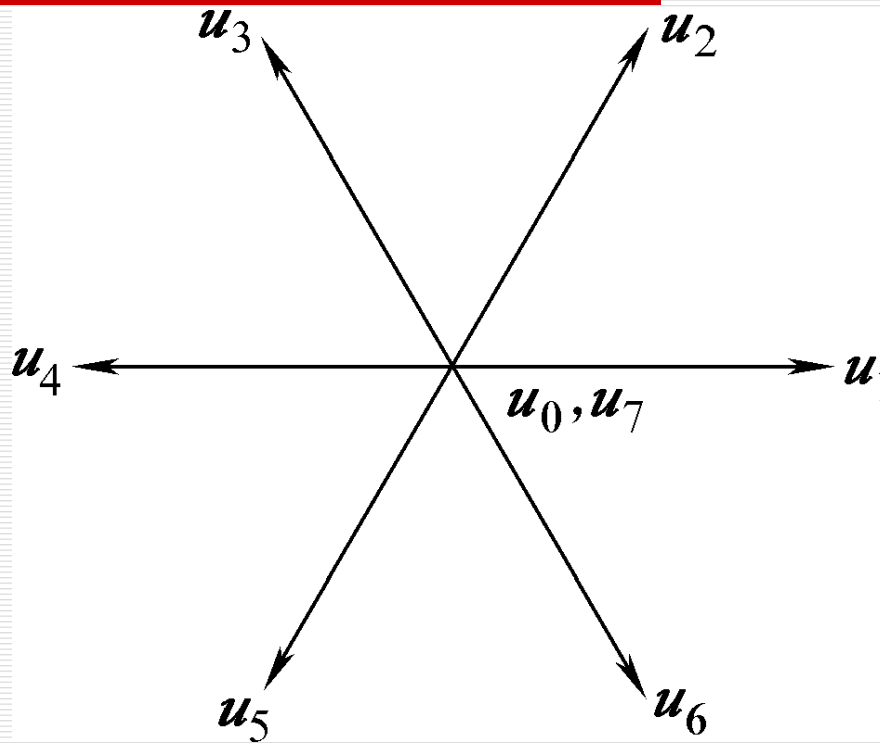


图6-24 基本电压空间矢量图

# 正六边形旋转磁场

---

- 分析逆变器采用六阶梯波控制时定子磁链形状。

# 正六边形空间旋转磁场

---

- 输出基波电压角频率  $\omega_1$
  - **6**个有效工作矢量依次作用，每个矢量作用时间
$$\Delta t = \frac{\pi}{3\omega_1} \quad \longrightarrow \quad \text{每个有效工作矢量作用} \frac{\pi}{3}$$
  - **6**个有效工作矢量依次作用，完成一个周期。
-

# 正六边形空间旋转磁场

---

□ 定子磁链矢量的增量

$$\Delta\psi_s = u_s \Delta t$$

$$\Delta\psi_s(k) = \mathbf{u}_s(k) \Delta t$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \Delta t \cdot e^{j \frac{(k-1)\pi}{3}} \quad k=1,2,3,4,5,6$$

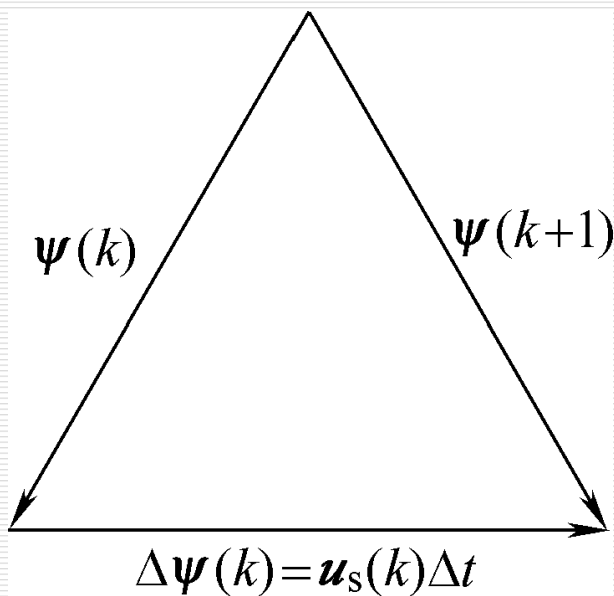
□ 定子磁链矢量运动方向与电压矢量相同，增量的幅值等于

$$\sqrt{\frac{2}{3}} U_d \Delta t$$

---

# 正六边形空间旋转磁场

---



□ 定子磁链矢量的运动轨迹为

$$\begin{aligned}\psi_s(k+1) &= \psi_s(k) + \Delta\psi_s(k) \\ &= \psi_s(k) + \mathbf{u}_s(k)\Delta t\end{aligned}$$

图6-25 定子磁链矢量增量

---

# 正六边形空间旋转磁场

- 在一个周期内，**6**个有效工作矢量顺序作用一次，定子磁链矢量是一个封闭的正六边形。

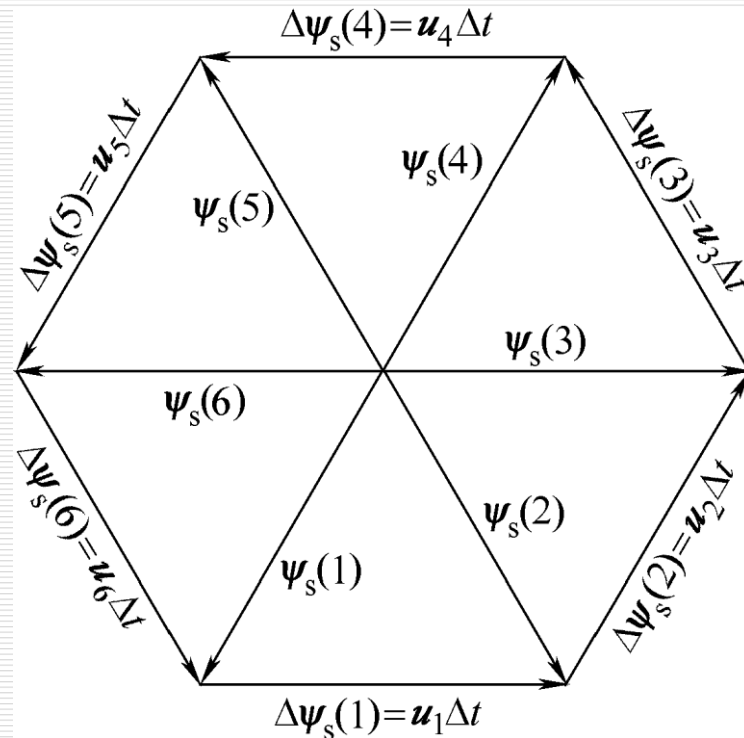


图6-26 正六边形定子磁链轨迹

# 正六边形空间旋转磁场

---

- 正六边形定子磁链的大小与直流侧电压成正比，而与电源角频率成反比。

$$\begin{aligned} |\boldsymbol{\psi}_s(k)| &= |\Delta\boldsymbol{\psi}_s(k)| = |\mathbf{u}(k)| \Delta t \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \Delta t = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\pi U_d}{3\omega_1} \end{aligned}$$

---



# 正六边形空间旋转磁场

---

- 在基频以下调速时，应保持正六边形定子磁链的最大值恒定。
- 若直流侧电压恒定，则 $\omega_1$ 越小时， $\Delta t$ 越大，势必导致

$$|\psi_s(k)| = |\Delta\psi_s(k)| = |\mathbf{u}(k)| \Delta t = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \Delta t = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\pi U_d}{3\omega_1}$$

增大。

在变频调速中，基频以下保持磁通恒定？

---

# 正六边形空间旋转磁场

---

- 在变频调速中，基频以下保持磁通恒定？

$$|\boldsymbol{\psi}_s(k)| = |\Delta\boldsymbol{\psi}_s(k)| = |\mathbf{u}(k)| \Delta t = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \Delta t = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\pi U_d}{3\omega_1}$$

- 要保持正六边形定子磁链不变，必须使

$$\frac{U_d}{\omega_1} = \text{常数}$$

- 在变频的同时必须调节直流电压，造成了控制的复杂性。
-

---

$$|\boldsymbol{\psi}_s(k)| = |\Delta\boldsymbol{\psi}_s(k)| = |\mathbf{u}(k)| \Delta t = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \Delta t = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\pi U_d}{3\omega_1}$$

□ 有效的方法是插入零矢量，使有效工作矢量的作用时间仅为 $\Delta t_1 < \Delta t$ ，其余的时间 $\Delta t_0$ 用零矢量来补。

$$\Delta t_0 = \Delta t - \Delta t_1$$

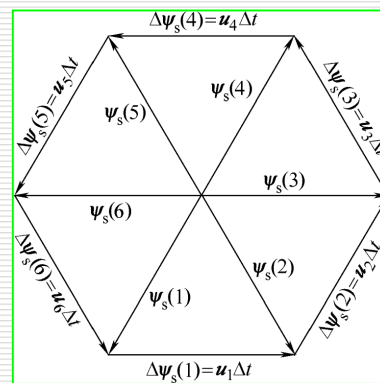
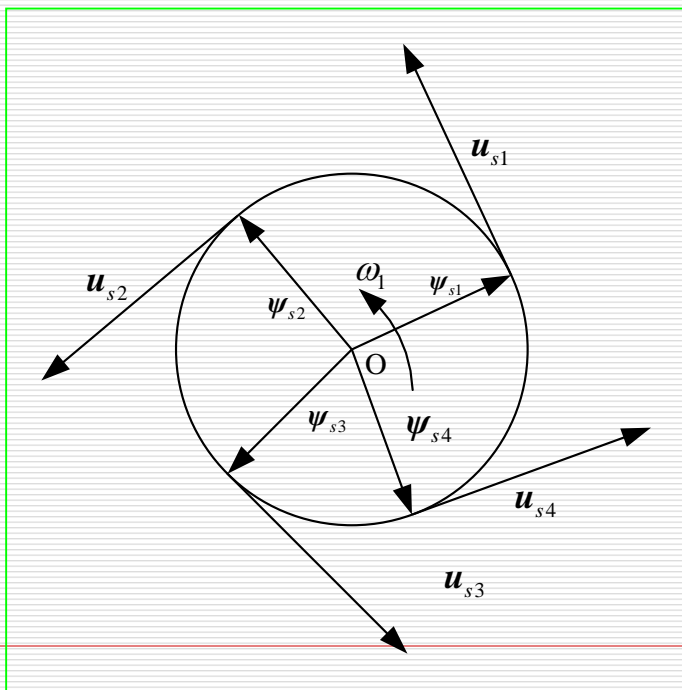
---

# 正六边形空间旋转磁链轨迹

---

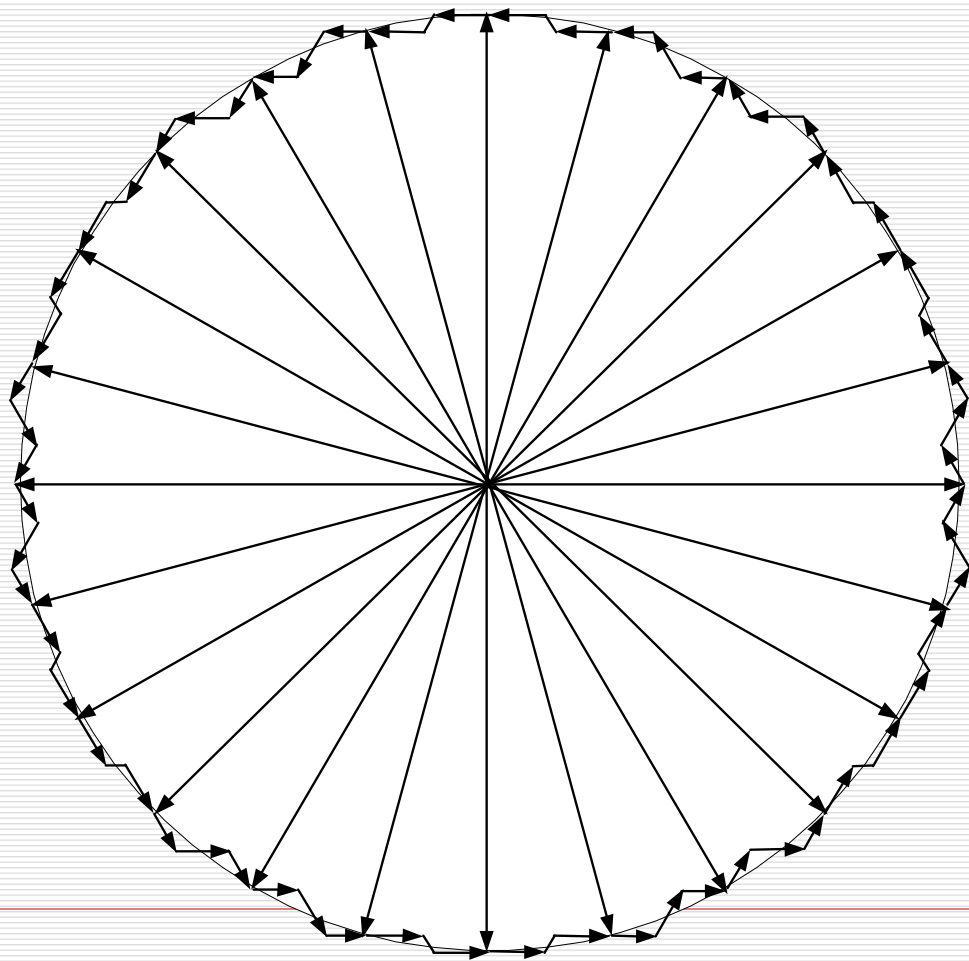
- 在时间段  $\Delta t_1$  内，定子磁链矢量轨迹沿着有效工作电压矢量方向运行。
  - 在时间段  $\Delta t_0$  内，零矢量起作用，定子磁链矢量轨迹停留在原地，等待下一个有效工作矢量的到来。
  - 电源角频率越低，零矢量作用时间也越大，定子磁链矢量轨迹停留的时间越长。
-

- 与在正弦波供电时所产生的圆形旋转磁场相差甚远，六边形旋转磁场带有较大的谐波分量，这将导致转矩与转速的脉动。



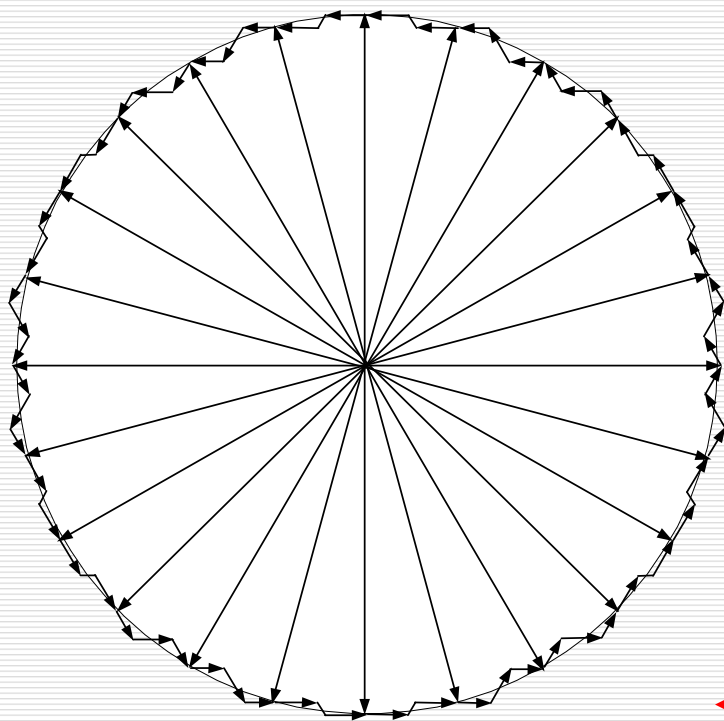
# SVPWM控制-期望定子旋转磁链矢量 轨迹

---

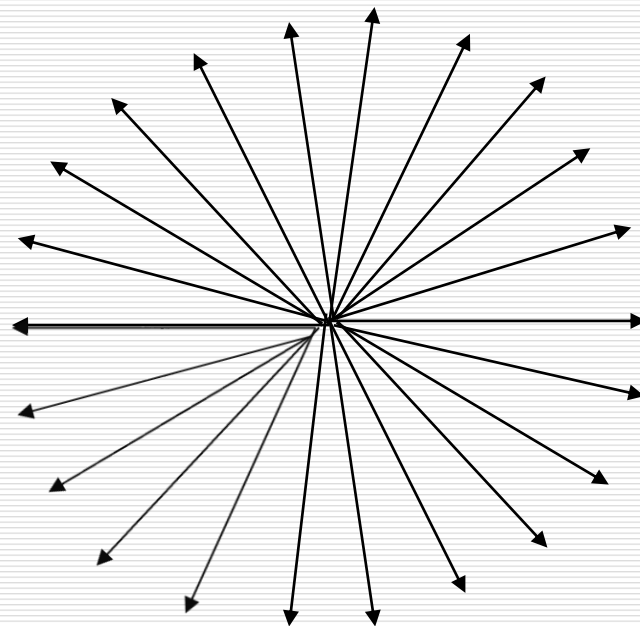


定子旋转磁链  
矢量轨迹

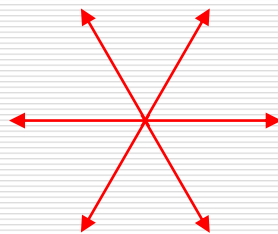
如何得到接近  
圆形的磁链轨  
迹？



接近圆形的磁链轨迹



需要的电压矢量



有效电压矢量

# SVPWM基本思想

---

- 要获得更多边形或接近圆形的旋转磁场，就必须有更多的空间位置不同的电压空间矢量以供选择，但PWM逆变器只有8个基本电压矢量，能否用这8个基本矢量合成其他多个矢量？
-



- 
- 答案是肯定的，按空间矢量的平行四边形合成法则，用相邻的两个有效工作矢量合成期望的输出矢量，这就是电压空间矢量PWM（SVPWM）的基本思想。
-

# SVPWM基本思想

---

- 按6个有效工作矢量将电压矢量空间分为对称的六个扇区，每个扇区对应  $\pi/3$ ，当期望的输出电压矢量落在某个扇区内时，就用该扇区的两条边等效合成期望的输出矢量。
  - 所谓等效是指在一个开关周期内，产生的定子磁链的增量近似相等。
-

## 电压空间矢量的6个扇区：

---

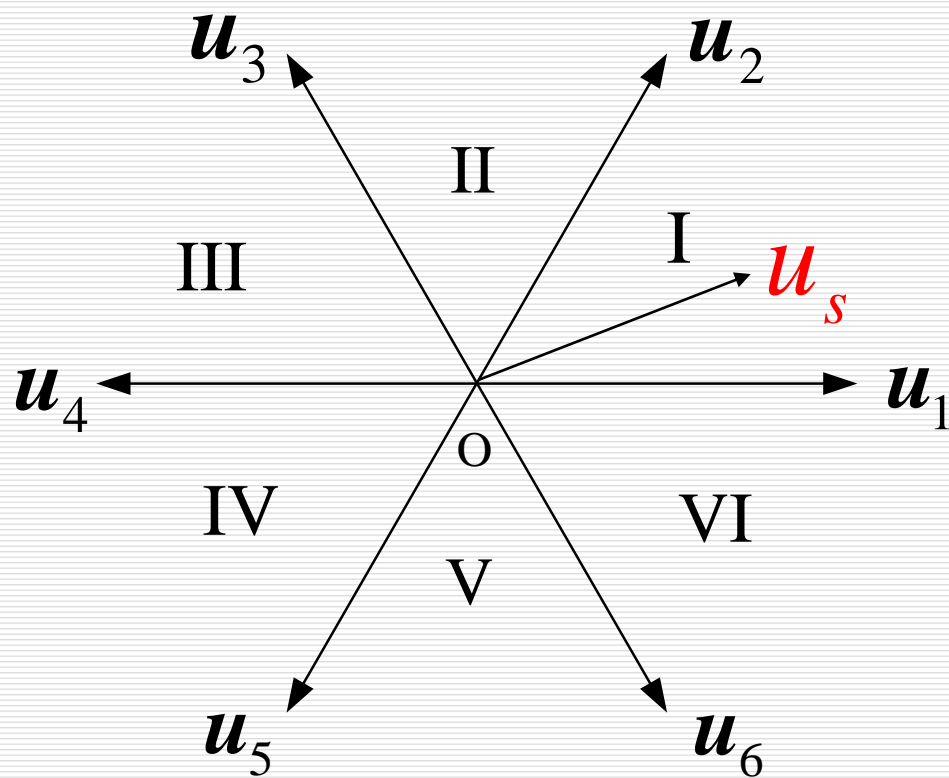
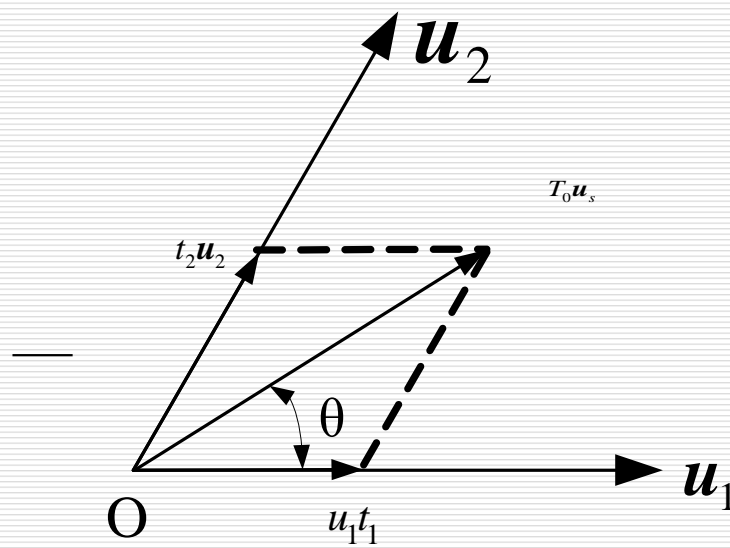


图4-22 电压空间矢量的6个扇区

# 期望电压空间矢量的合成

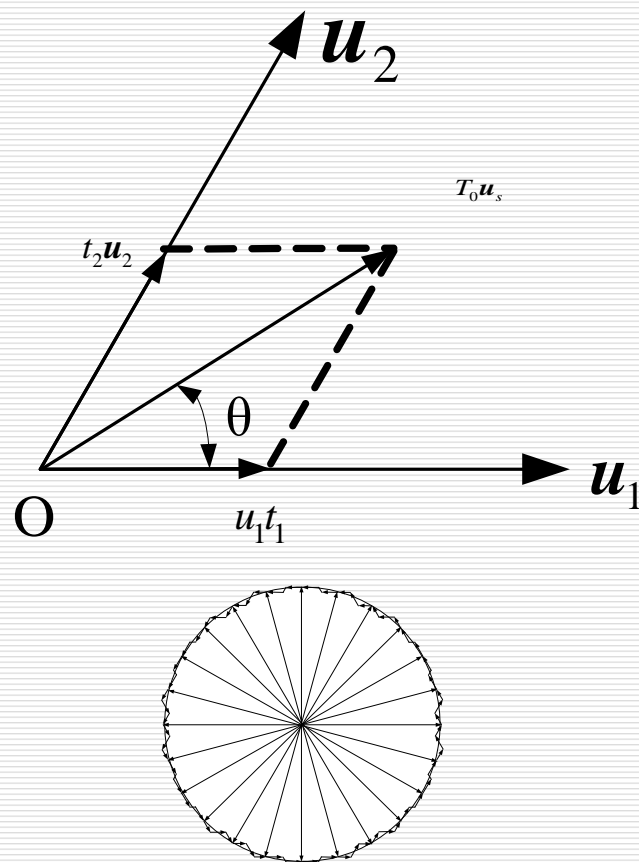
- 以期望输出矢量落在第I扇区为例，分析电压空间矢量PWM的基本工作原理，由于扇区的对称性，可推广到其它各个扇区。



# 期望电压空间矢量的合成

- 按照磁链增量等效原则，  
利用平行四边形法则

$$T_0 \mathbf{u}_s = t_1 \mathbf{u}_1 + t_2 \mathbf{u}_2$$



# 期望电压空间矢量的合成

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s &= \frac{t_1}{T_0} \mathbf{u}_1 + \frac{t_2}{T_0} \mathbf{u}_2 \\ &= \frac{t_1}{T_0} \sqrt{\frac{2}{3}} U_d + \frac{t_2}{T_0} \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\frac{\pi}{3}} \end{aligned}$$

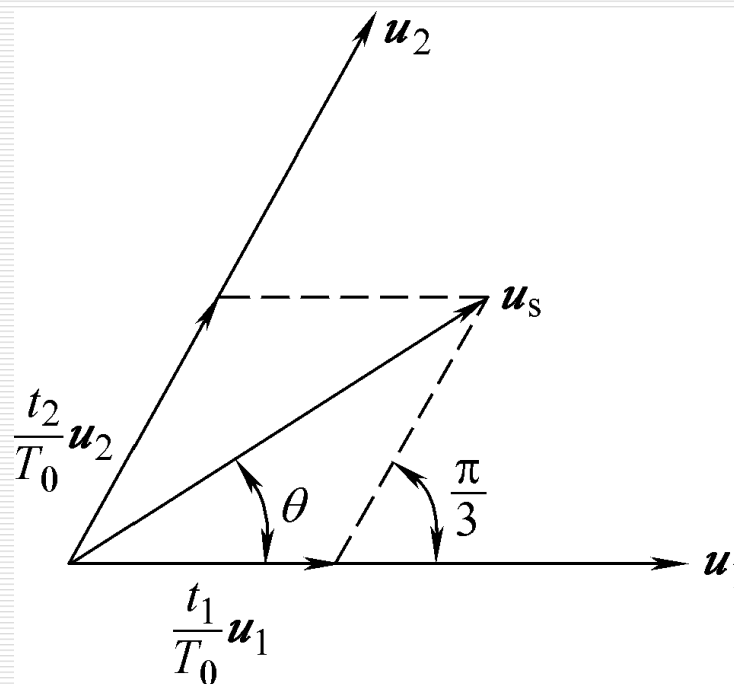
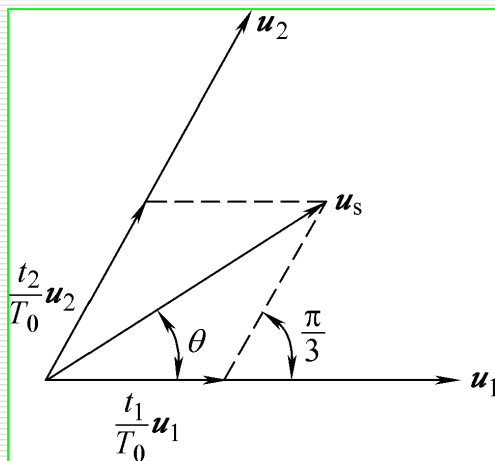


图6-28 期望输出电压矢量的合成

# 期望电压空间矢量的合成

- 由正弦定理可得



$$\frac{\frac{t_1}{T_0} \sqrt{\frac{2}{3}} U_d}{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)} = \frac{\frac{t_2}{T_0} \sqrt{\frac{2}{3}} U_d}{\sin \theta} = \frac{u_s}{\sin \frac{2\pi}{3}}$$

$$t_1 = \frac{\sqrt{2} u_s T_0}{U_d} \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \quad t_2 = \frac{\sqrt{2} u_s T_0}{U_d} \sin \theta$$

- 零矢量的作用时间  **$t_0 = T_0 - t_1 - t_2$**

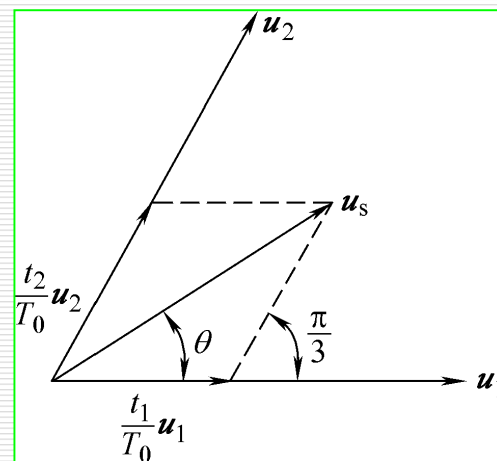
# 期望电压空间矢量的合成

- 逆变器采用**SVPWM**控制，能逆变得到的最大线电压时多少？

$$\frac{t_1 + t_2}{T_0} = \frac{\sqrt{2}u_s}{U_d} [\sin(\frac{\pi}{3} - \theta) + \sin \theta] = \frac{\sqrt{2}u_s}{U_d} \cos(\frac{\pi}{6} - \theta) \leq 1$$

$$\theta = \frac{\pi}{6} \quad t_1 + t_2 = T_0$$

- 输出电压矢量最大幅值  $u_{s\max} = \frac{U_d}{\sqrt{2}}$





## 6.5 转速开环变压变频调速系统

---

- 对于风机、水泵等调速性能要求不高的负载，可以根据电动机的稳态模型，采用转速开环电压频率协调控制的方案。
  - 通用变频器控制系统：多种可供选择的功能，适用于各种不同性质的负载。
-

# 系统结构

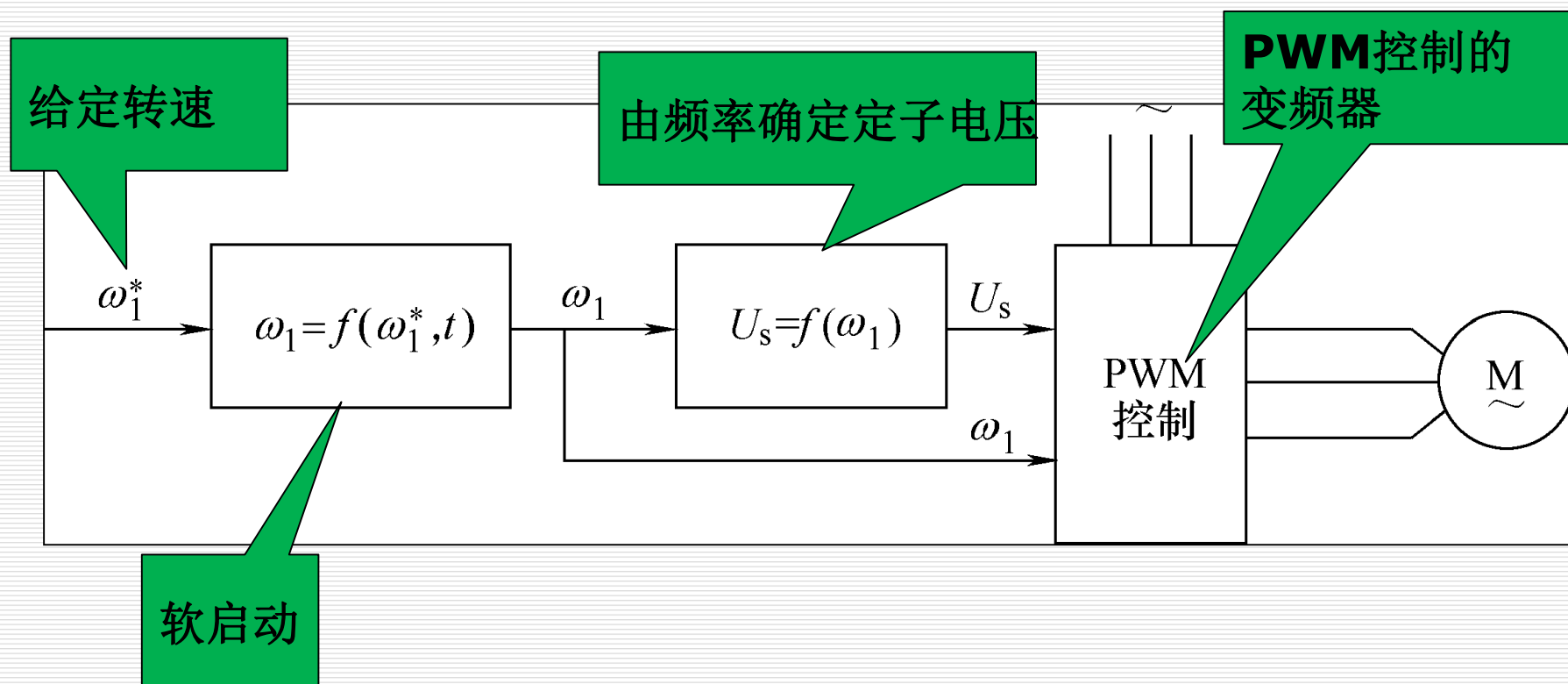


图6-40 转速开环变压变频调速系统

## 6.5.1 转速开环变压变频调速系统结构

- 软启动环节！
- 频率设定必须通过给定积分算法产生平缓的升速或降速信号，

$$\omega_1(t) = \begin{cases} \omega_1^* & \omega_1 = \omega_1^* \\ \omega_1(t_0) + \int_{t_0}^t \frac{\omega_{1N}}{\tau_{up}} dt & \omega_1 < \omega_1^* \\ \omega_1(t_0) - \int_{t_0}^t \frac{\omega_{1N}}{\tau_{down}} dt & \omega_1 > \omega_1^* \end{cases}$$

# 电压--频率特性

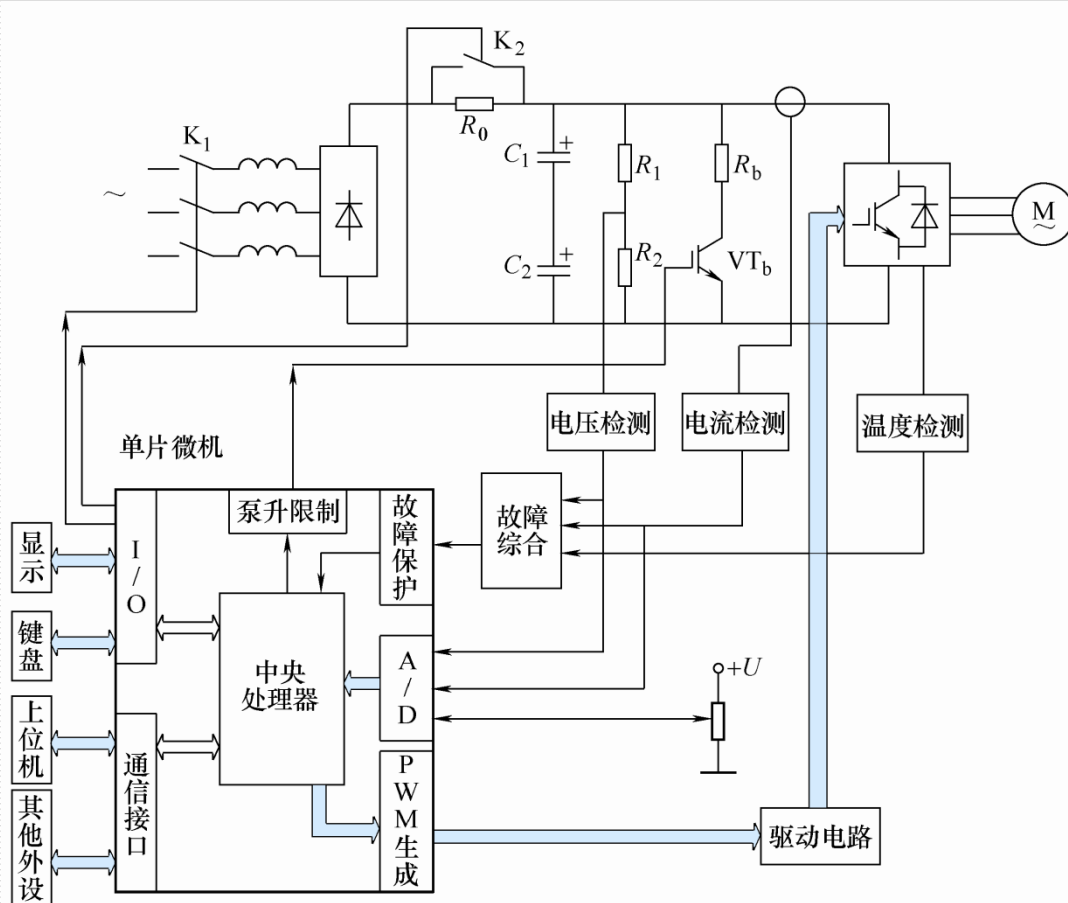
---

## ▣ 电压-频率特性

$$U_s = f(\omega_1) = \begin{cases} U_N & \omega_1 \geq \omega_{1N} \\ f'(\omega_1) & \omega_1 < \omega_{1N} \end{cases}$$

- ▣ 当实际频率大于或等于额定频率时，只能保持额定电压不变。而当实际频率小于额定频率时，一般是带低频补偿的恒压频比控制。
-

## 6.5.2 系统实现



系统硬件包括:

- 主电路和驱动电路
- 微机数字控制电路
- 信号采集与故障综合电路
- 控制软件

图6-41 数字控制通用变频器-异步电动机调速系统硬件原理图