

电力拖动自动控制系统 ——运动控制系统

第5章

基于稳态模型的异步电动机调速系统

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。

基于稳态模型的调速方法

- 常用的基于稳态模型的异步电动机调速方法有调压调速和变压变频调速两类。

内 容 提 要:

- 异步电动机稳态数学模型和调速方法
- 异步电动机调压调速
- 异步电动机变压变频调速
- 电力电子变压变频器
- 转速开环变压变频调速系统
- 转速闭环转差频率控制的变压变频调速系统

5.1 异步电动机稳态数学模型和调速方法

- 异步电动机稳态数学模型包括异步电动机稳态等值电路和机械特性，两者既有联系，又有区别。

稳态等值电路描述了在一定的转差率下电动机的稳态电气特性。

机械特性则表征了转矩与转差率（或转速）的稳态关系。

5.1.1 异步电动机稳态数学模型

- 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

异步电动机稳态等效电路

假定条件：①忽略空间和时间谐波，
②忽略磁饱和，③忽略铁损

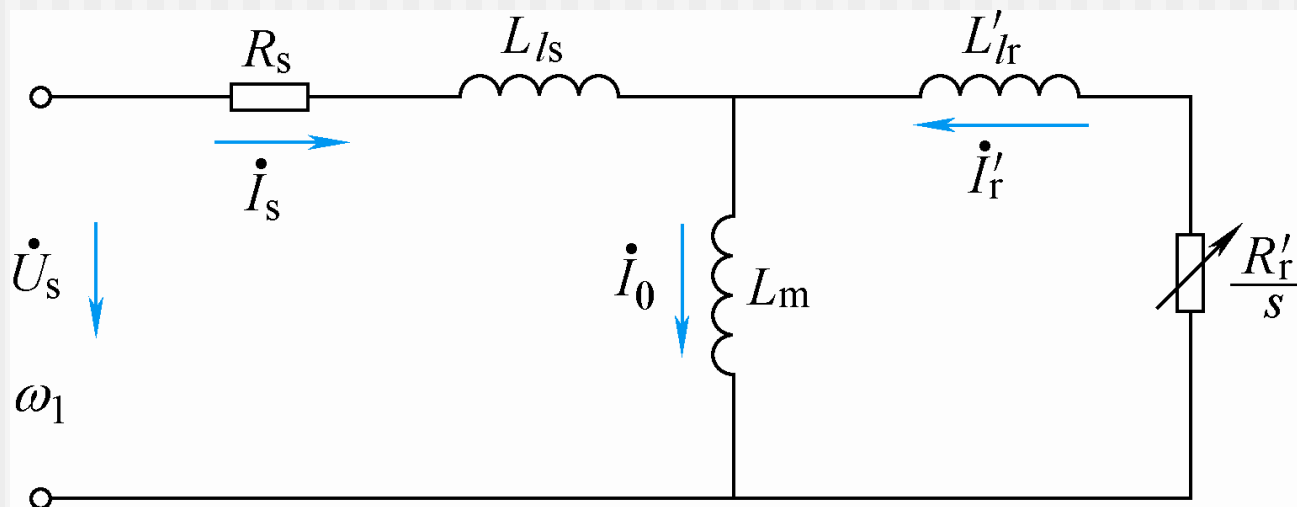


图5-1 异步电动机T型等效电路

异步电动机稳态等效电路

- 转子相电流（折合到定子侧）

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

式中

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

异步电动机稳态等效电路

忽略励磁电流

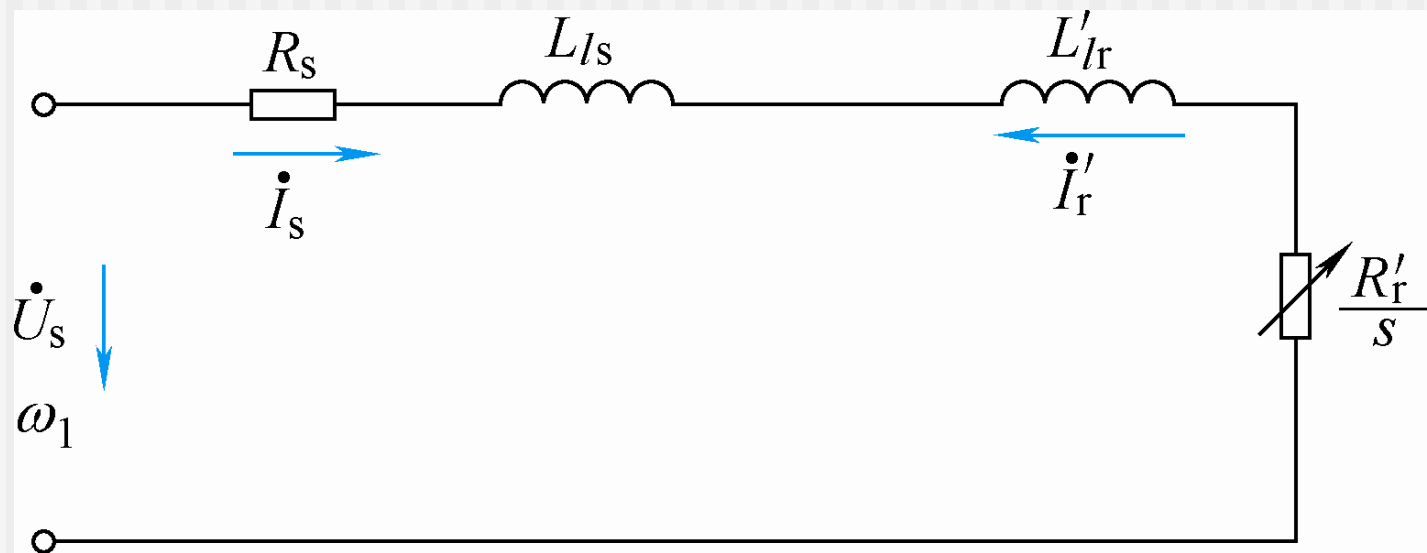


图5-2 异步电动机简化等效电路

异步电动机稳态等效电路

- 简化等效电路的相电流

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

异步电动机的机械特性

- 异步电动机传递的电磁功率

$$P_m = \frac{3I_r'^2 R_r'}{s}$$

- 机械同步角速度

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

异步电动机的机械特性

- 异步电动机的电磁转矩（机械特性方程式）

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

异步电动机的机械特性

对 s 求导，并令 $\frac{dT_e}{ds} = 0$

- 最大转矩，又称临界转矩

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

异步电动机的机械特性

- 临界转差率：对应最大转矩的转差率

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

异步电动机的机械特性

将机械特性方程式分母展开

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

异步电动机的机械特性

当 s 很小时，忽略分母中含 s 各项

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

- 转矩近似与 s 成正比，机械特性近似为直线

异步电动机的机械特性

当s较大时，忽略分母中s的一次项和零次项

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

- 转矩近似与s成反比，机械特性是一段双曲线

异步电动机的机械特性

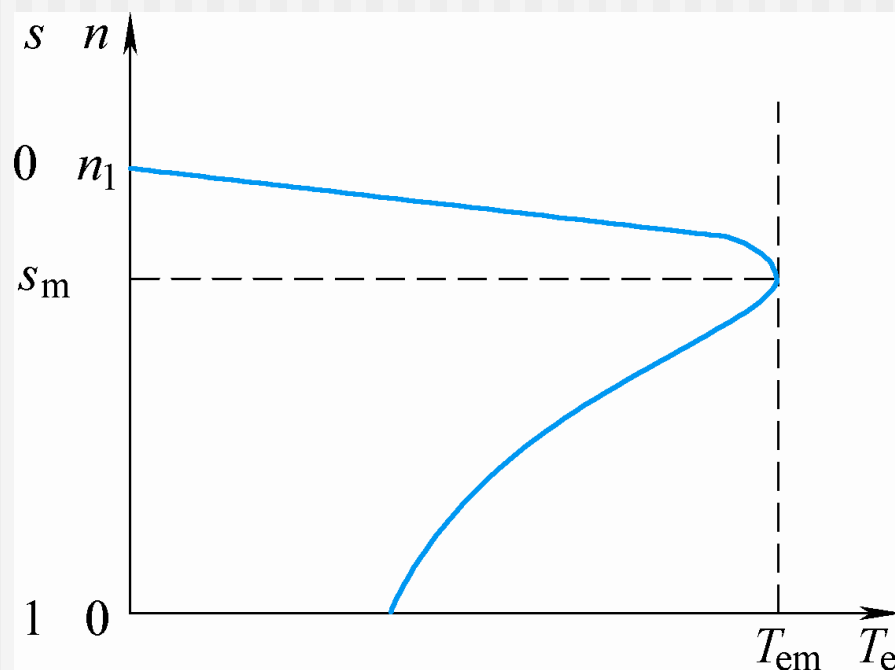


图5-3 异步电动机的机械特性

- 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，称作固有特性或自然特性。

5.1.2 异步电动机的调速方法 与气隙磁通

- 异步电动机的调速方法

所谓调速，就是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

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

可知，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）。

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

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

异步电动机的气隙磁通

- 气隙磁通

$$\Phi_m \propto E_g / f_1 \approx U_s / f_1$$

- 为了保持气隙磁通恒定，应使 $\frac{E_g}{f_1} = \text{常数}$

或近似为 $\frac{U_s}{f_1} = \text{常数}$

5.2 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

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

- 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。

5.2.1 异步电动机调压调速的主电路

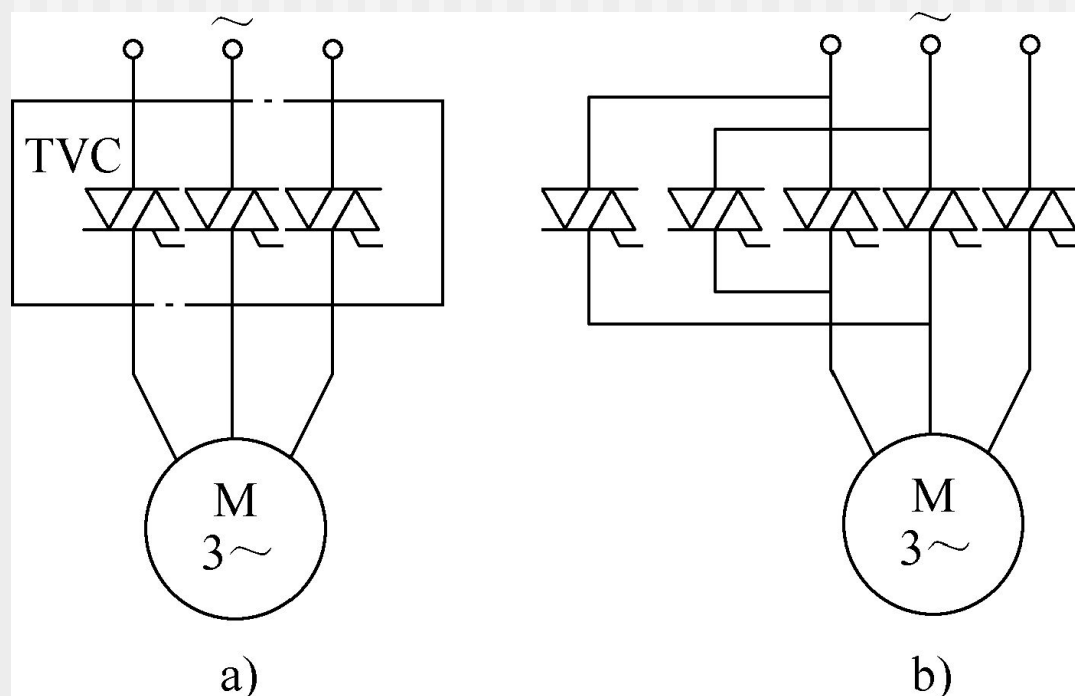


图5-4 晶闸管交流调压器调速

TVC——双向晶闸管交流调压器

a) 不可逆电路

b) 可逆电路

5.2.2 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

5.2.2 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

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

5.2.2 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

5.2.2 异步电动机调压调速的机械特性

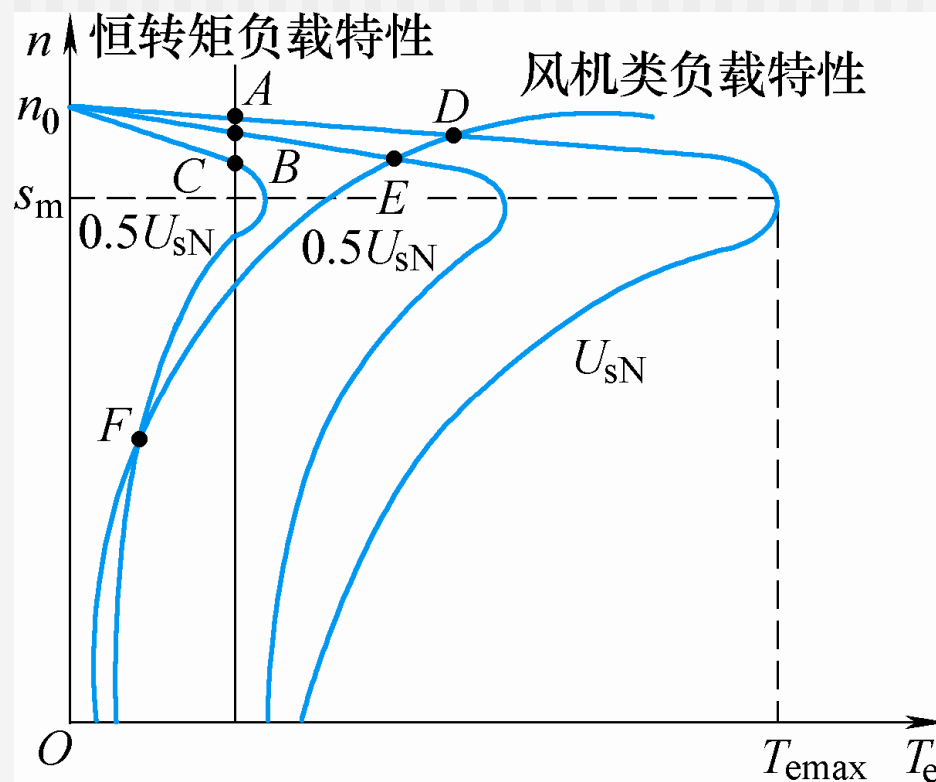


图5-5 异步电动机调压调速的机械特性

5.2.2 异步电动机调压调速的机械特性

- 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。

5.2.2 异步电动机调压调速的机械特性

带恒转矩负载工作时，定子侧输入的电磁功率

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

ω_1 、 T_L 均为常数

故电磁功率恒定不变，与转速无关。

5.2.2 异步电动机调压调速的机械特性

- 转差功率

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

随着转差率的加大而增加。

- 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。

5.2.2 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。

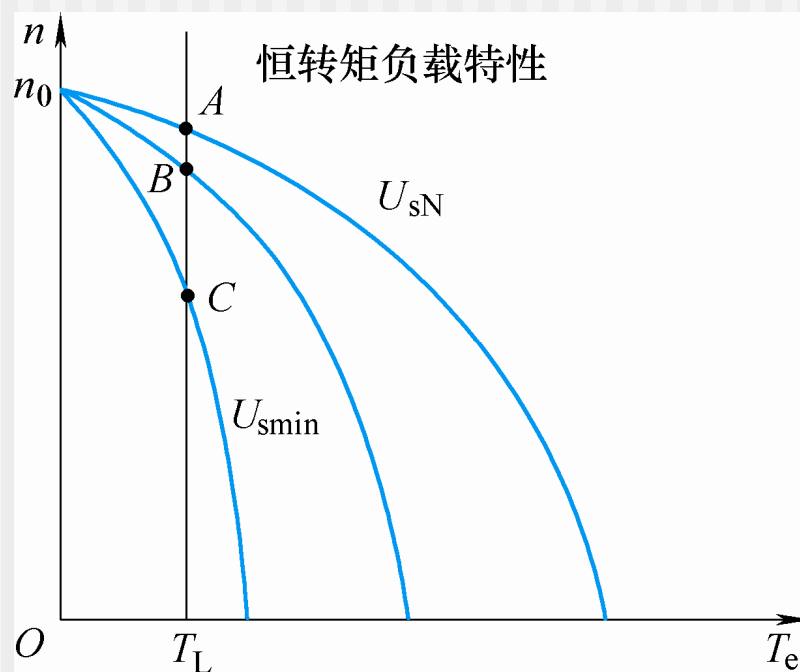


图5-6 高转子电阻电动机（交流力矩电动机）在不同电压下的机械特性

5.2.3 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。

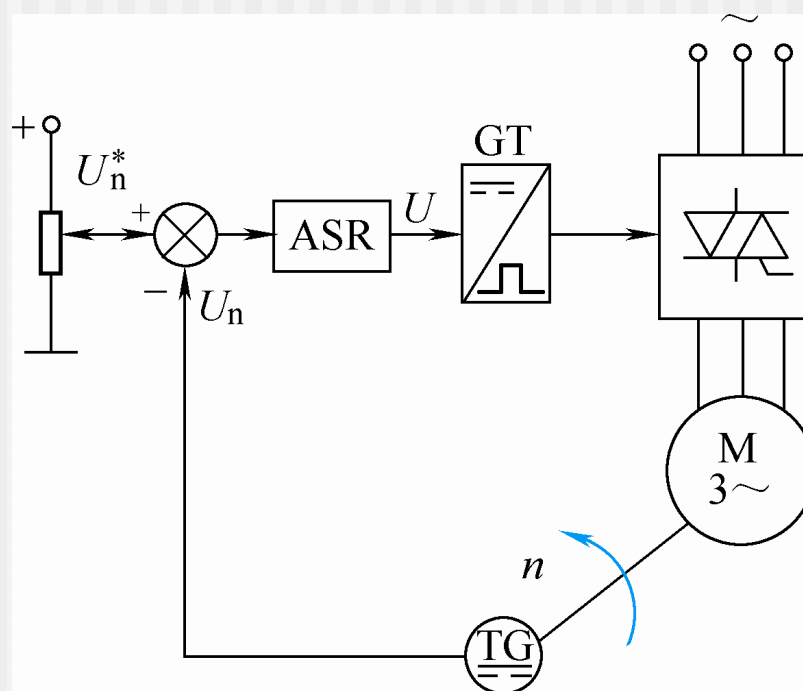


图5-7 带转速负反馈闭环控制的交流调压调速系统

5.2.3 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。

5.2.3 闭环控制的调压调速系统

- 静特性左右两边都有极限，它们是额定电压下的机械特性和最小输出电压下的机械特性。

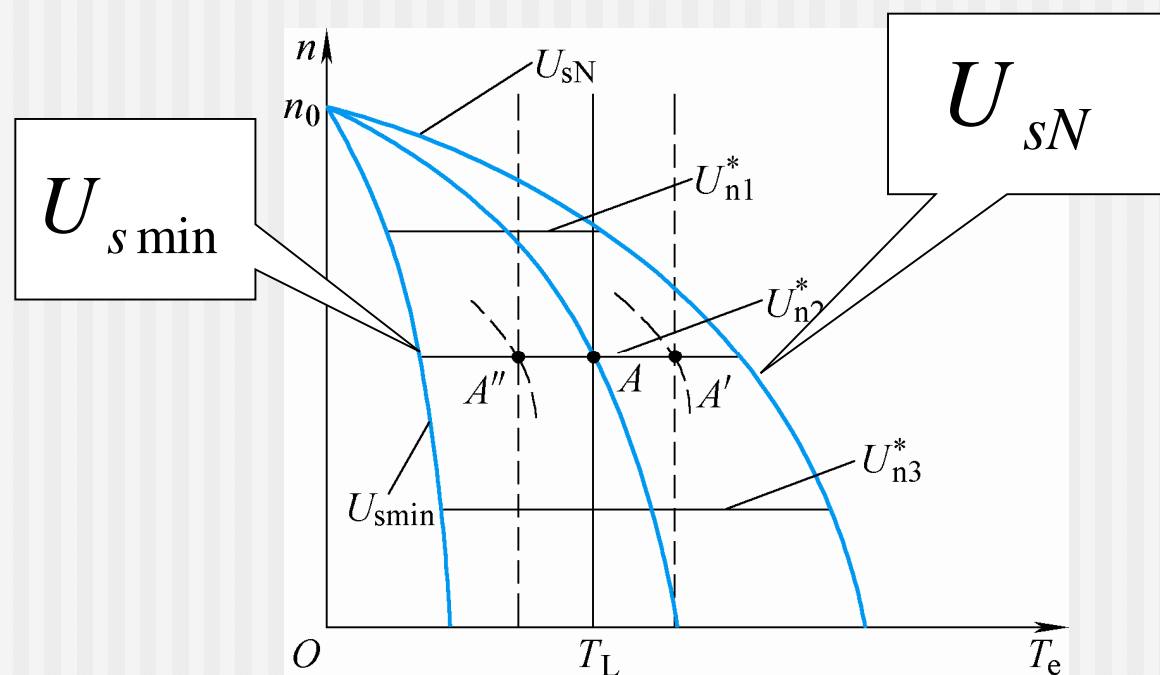


图5-8 转速闭环控制的交流调压调速系统静特性

* 5.2.4 降压控制应用

- 三相异步电动机直接接电网启动时，启动电流比较大，而启动转矩并不大。

$$I_{sst} \approx I'_{rst} = \frac{U_s}{\sqrt{(R_s + R'_r)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2}}$$

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

* 5.2.4 降压控制应用

- 中、大容量电动机的起动电流大，会使电网压降过大，影响其它用电设备的正常运行，甚至使该电动机本身根本起动不起来。
- 必须采取措施来降低其起动电流，常用的办法是降压起动。

* 软起动器

- 当电压降低时，起动电流将随电压成正比地降低，从而可以避开起动电流冲击的高峰。
- 起动转矩与电压的平方成正比，起动转矩的减小将比起动电流的降低更多，降压起动时又会出现起动转矩不够的问题。
- 降压起动只适用于中、大容量电动机空载（或轻载）起动的场合。

* 5.2.4 降压控制应用

- 三相异步电动机运行时的总损耗

$$\sum p = p_{Cus} + p_{Fe} + p_{Cur} + p_{mech} + p_s$$

- 电机的运行效率

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \sum p}$$

* 轻载降压运行

- 为了减少轻载时的能量损耗，降低定子电压可以降低气隙磁通，这样可以同时降低铁损和励磁电流。
- 过分降低电压和磁通，转子电流必然增大，定子电流反而可能增加，铁损的降低将被铜损的增加填补，效率反而更差了。
- 当负载转矩一定时，轻载降压运行有一个最佳电压值，此时效率最高。

5.3 异步电动机变压变频调速

- 变压变频调速是改变异步电动机同步转速的一种调速方法，同步转速随频率而变化

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

5.3.1 变压变频调速的基本原理

- 异步电动机的实际转速

$$n = (1 - s)n_1 = n_1 - sn_1 = n_1 - \Delta n$$

- 稳态速降

$$\Delta n = sn_1$$

随负载大小变化

基频以下调速

- 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。

气隙磁通控制

- 只要控制

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

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

便可控制气隙磁通

基频以下调速

- 当频率从额定值向下调节时，必须使

$$\frac{E_g}{f_1} = 4.44 N_s k_{N_s} \Phi_{mN} = \text{常值}$$

- 基频以下应采用电动势频率比为恒值的控制方式。

基频以下调速

- 恒压频比的控制方式
当电动势值较高时，忽略定子电阻和漏感
压降

$$U_s \approx E_g$$

基频以下调速

- 低频补偿（低频转矩提升）

低频时，定子电阻和漏感压降所占的份量比较显著，不能再忽略。

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。

基频以下调速

- 通常在控制软件中备有不同斜率的补偿特性，以供用户选择。

a——无补偿
b——带定子电压补偿

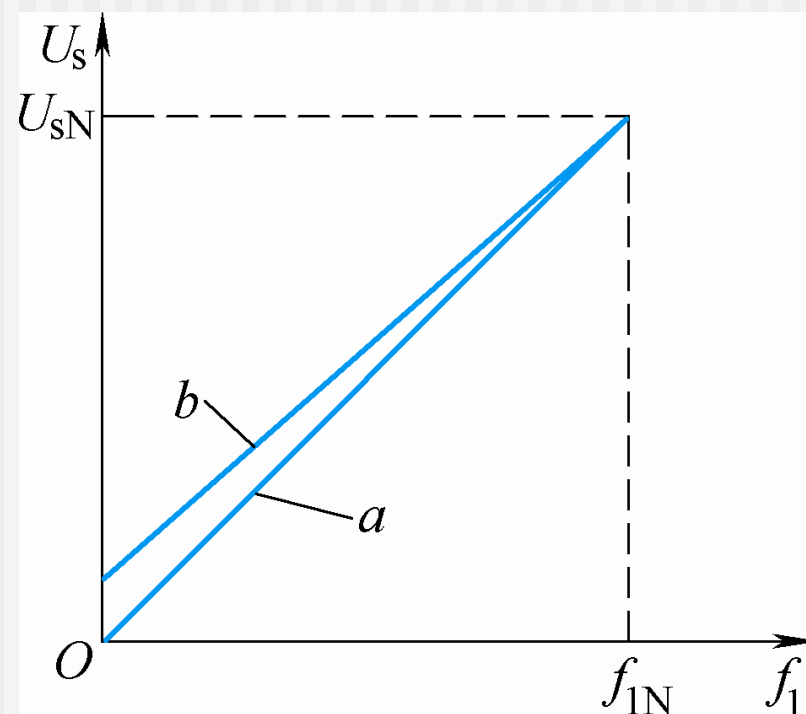


图5-9 恒压频比控制特性

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。

变压变频调速

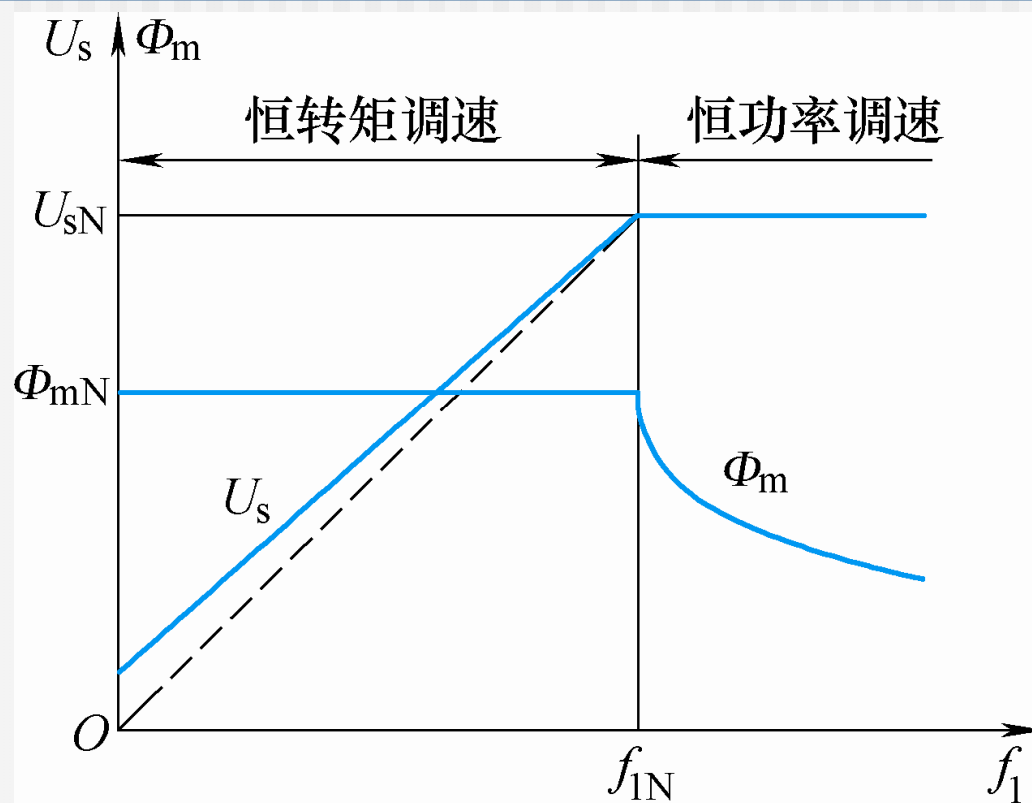


图5-10 异步电动机变压变频调速的控制特性

5.3.2 变压变频调速时的机械特性

- 基频以下采用恒压频比控制
异步电动机机械特性方程式改写为

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

基频以下调速

- 当s很小时，忽略上式分母中含s各项：

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

或

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

基频以下调速

- 对于同一转矩，转速降落基本不变

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

在恒压频比的条件下把频率向下调节时，机械特性基本上是平行下移的。

基频以下调速

- 临界转矩

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

随着频率的降低而减小。

- 当频率较低时，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，可以增强带载能力。

基频以下调速

- 转差功率

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

与转速无关，故称作转差功率不变型。

基频以上调速

- 电压不能从额定值再向上提高，只能保持不变，机械特性方程式可写成

$$T_e = 3n_p U_{sN}^2 \frac{sR_r'}{\omega_1 [(sR_s + R_r')^2 + s^2 \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2]}$$

- 临界转矩表达式

$$T_{em} = \frac{3}{2} n_p U_{sN}^2 \frac{1}{\omega_1 \left[R_s + \sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2} \right]}$$

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。

变压变频调速时的机械特性

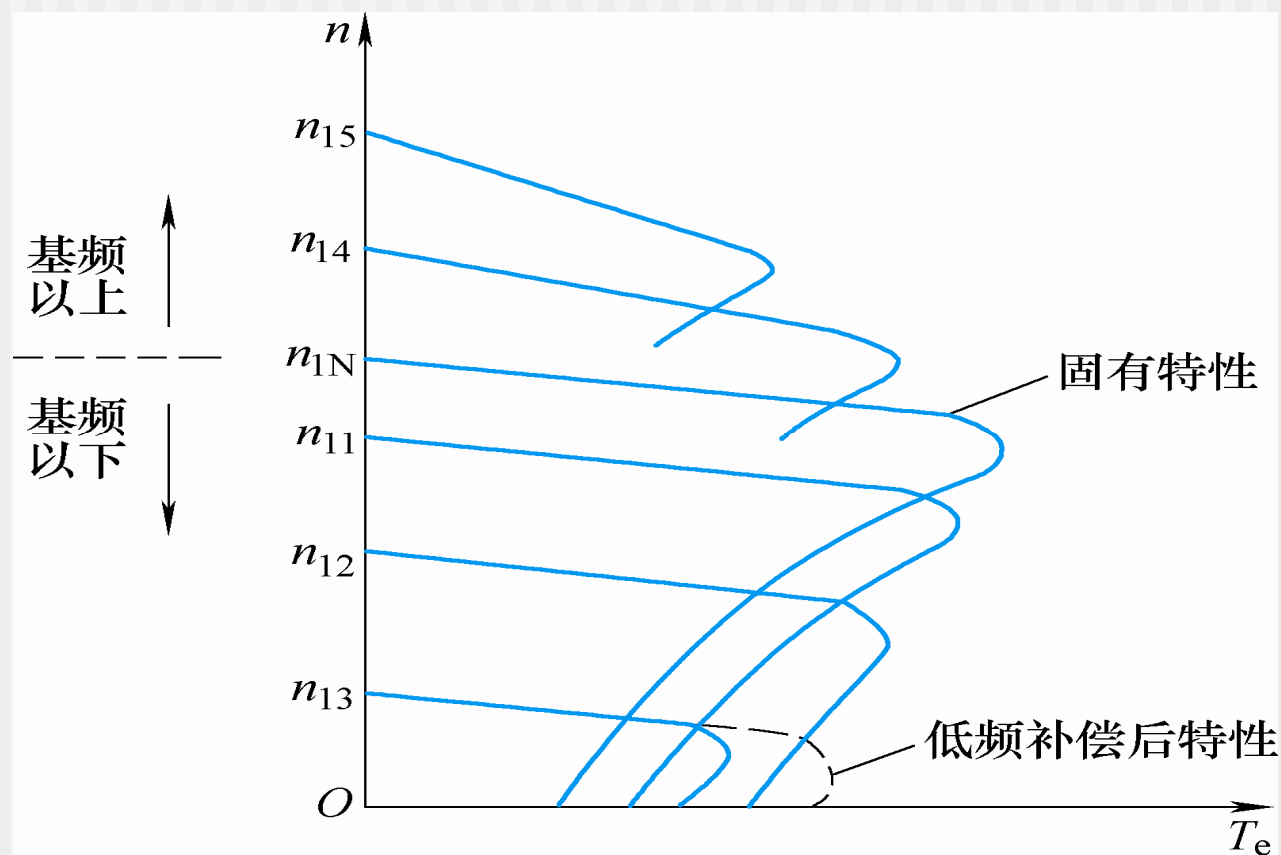


图5-11 异步电动机变压变频调速机械特性

变压变频调速

- 在基频以下，由于磁通恒定，允许输出转矩也恒定，属于“恒转矩调速”方式。
- 在基频以上，转速升高时磁通减小，允许输出转矩也随之降低，由于转速上升，允许输出功率基本恒定，属于“近似的恒功率调速”方式。

5.3.3 基频以下电压补偿控制

- 在基频以下运行时，采用恒压频比的控制方法具有控制简便的优点。
- 但负载的变化时定子压降不同，将导致磁通改变，须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，以保持磁通恒定。

5.3.3 基频以下电压补偿控制

- 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。

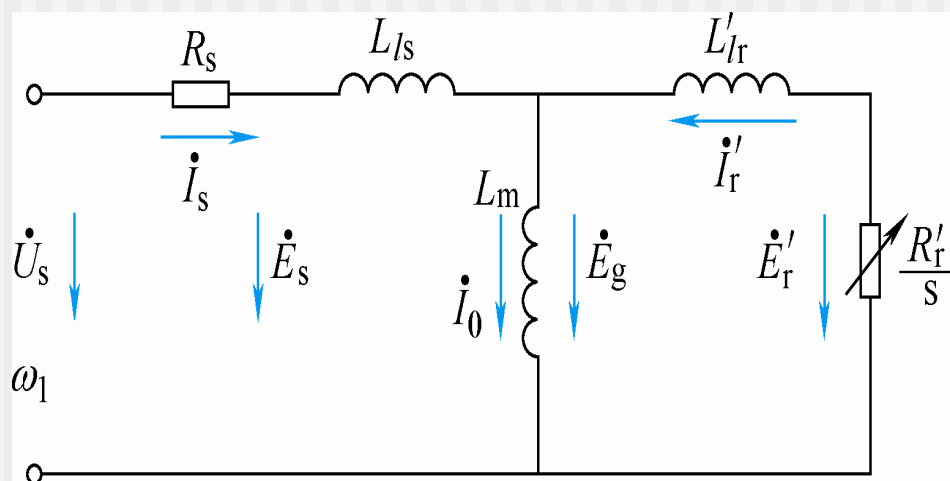


图5-12 异步电动机等值电路和感应电动势

三种磁通

- 气隙磁通在定子每相绕组中的感应电动势

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

- 定子全磁通在定子每相绕组中的感应电动势

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

- 转子全磁通在定子每相绕组中的感应电动势

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

恒定子磁通控制

- 保持定子磁通恒定: $E_s / f_1 = \text{常值}$

定子电动势不好直接控制，能够直接控制的只有定子电压，按

$$\dot{U}_s = R_s \dot{I}_1 + \dot{E}_s$$

- 补偿定子电阻压降，就能够得到恒定子磁通。

恒定子磁通控制

- 忽略励磁电流，转子电流

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

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

恒定子磁通控制

恒压频比控制时的转矩式

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

两式相比可知，恒定子磁通控制时转矩表达式的分母小于恒压频比控制特性中的同类项。

- 当转差率 s 相同时，采用恒定子磁通控制方式的电磁转矩大于恒压频比控制方式。

恒定子磁通控制

- 临界转差率

$$s_m = \frac{R_r'}{\omega_1 (L_{ls} + L_{lr}')}$$

- 临界转矩

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

频率变化时，恒定子磁通控制的临界转矩恒定不变。

恒定子磁通控制

比较可知

- 恒定子磁通控制的临界转差率大于恒压频比控制方式。
- 恒定子磁通控制的临界转矩也大于恒压频比控制方式。

恒气隙磁通控制

- 保持气隙磁通恒定: $E_g / \omega_1 = \text{常值}$

- 定子电压

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

- 除了补偿定子电阻压降外，还应补偿定子漏抗压降。

恒气隙磁通控制

- 转子电流

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

- 电磁转矩

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

恒气隙磁通控制

- 临界转差率 $s_m = \frac{R_r'}{\omega_1 L_{lr}'}$

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

- 与恒定子磁通控制方式相比较，恒气隙磁通控制方式的临界转差率和临界转矩更大，机械特性更硬。

恒转子磁通控制

- 保持转子磁通恒定: $E_r / \omega_1 = \text{常值}$
- 定子电压

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

- 除了补偿定子电阻压降外，还应补偿定子和转子漏抗压降。

恒转子磁通控制

- 转子电流

$$I_r' = \frac{E_r}{R_r' / s}$$

- 电磁转矩

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

恒转子磁通控制

- 机械特性完全是一条直线，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稳态性能。

不同控制方式下的机械特性

- 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

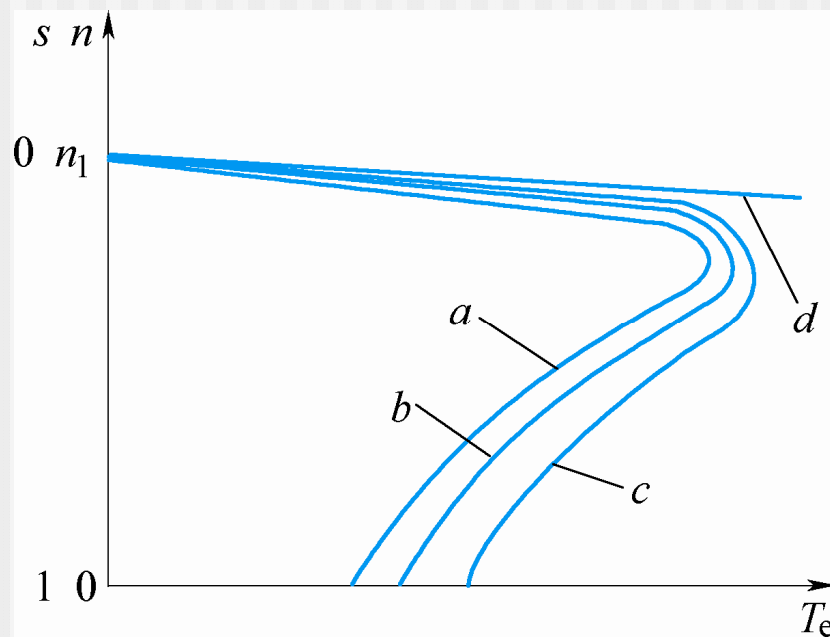


图5-13 异步电动机在不同控制方式下的机械特性

不同控制方式的比较

- 恒压频比控制最容易实现，它的变频机械特性基本上是平行下移，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。

不同控制方式下的比较

- 恒定子磁通、恒气隙磁通和恒转子磁通的控制方式均需要定子电压补偿，控制要复杂一些。
- 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，仍受到临界转矩的限制。
- 恒转子磁通控制方式可以获得和直流他励电动机一样的线性机械特性，性能最佳。

5.4 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。

5.4 电力电子变压变频器

- 交-直-交变频器：先将恒压恒频的交流电整成直流，再将直流电逆变成电压与频率均为可调的交流，称作间接变频。
- 交-交变频器：将恒压恒频的交流电直接变换为电压与频率均为可调的交流电，无需中间直流环节，称作直接变频。

5.4 电力电子变压变频器

a) 交-直-
交变频器
b) 交-交
变频器

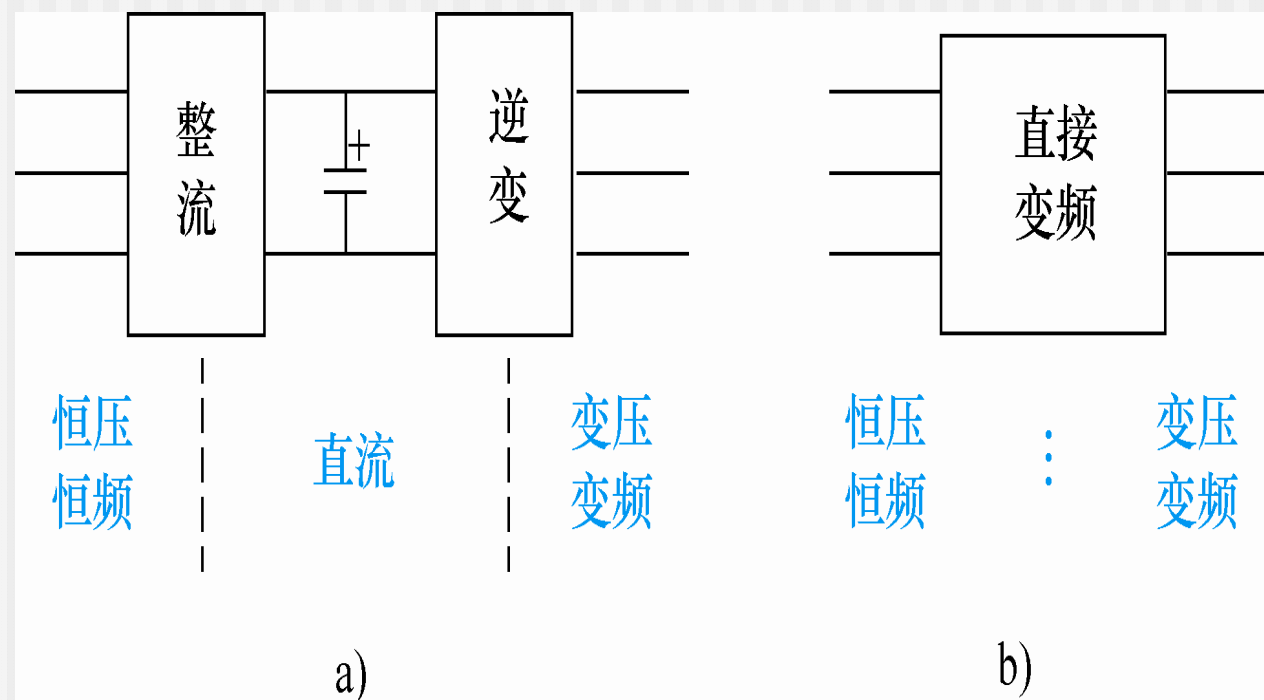


图5-14 变频器结构示意图

脉冲宽度调制技术

- 现代变频器中用得最多的控制技术是脉冲宽度调制（**Pulse Width Modulation**），简称**PWM**。
- 基本思想是控制逆变器中电力电子器件的开通或关断，输出电压为幅值相等、宽度按一定规律变化的脉冲序列，用这样的高频脉冲序列代替期望的输出电压。

5.4.1 PWM变频器主回路

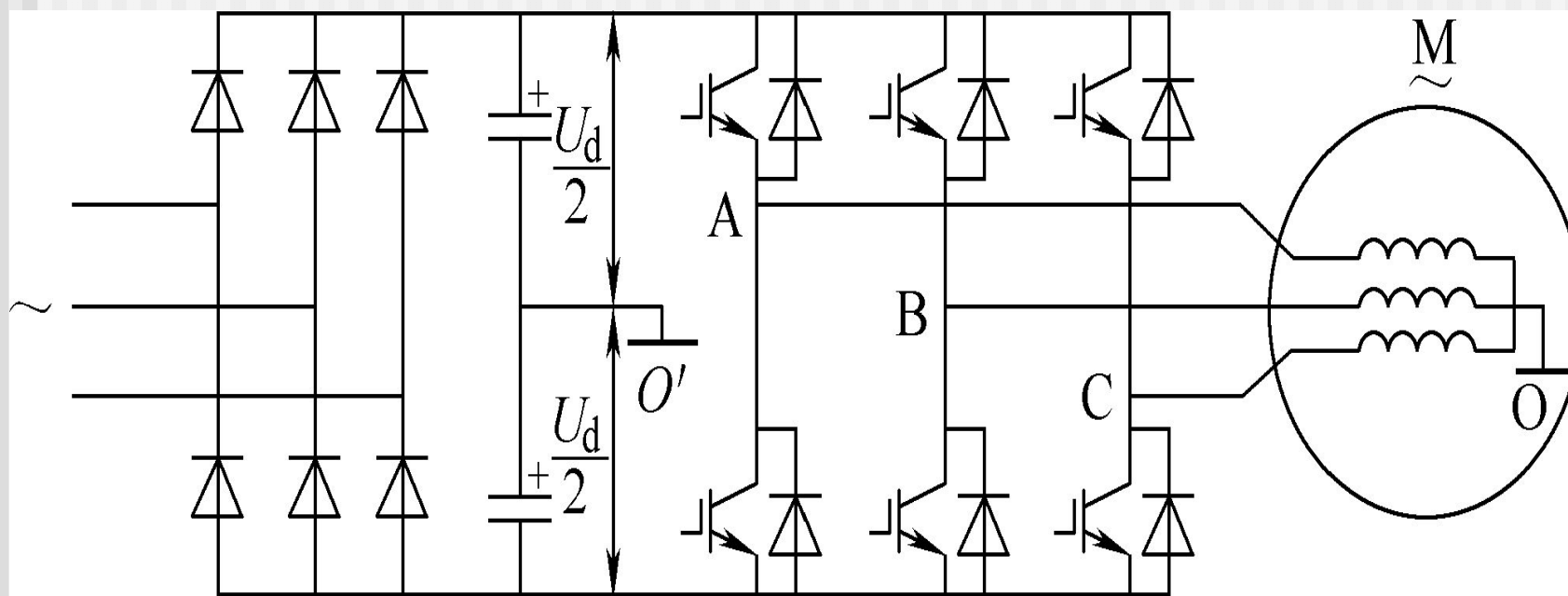


图5-15 交-直-交变频器主回路结构图

5.4.1 PWM变频器主回路

- 左边是不可控整流桥，将三相交流电整流成电压恒定的直流电压。
- 右边是逆变器，将直流电压变换为频率与电压均可调的交流电。
- 中间的滤波环节是为了减小直流电压脉动而设置的。

5.4.1 PWM变频器主回路

- 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。
- 缺点是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。

直流母线供电

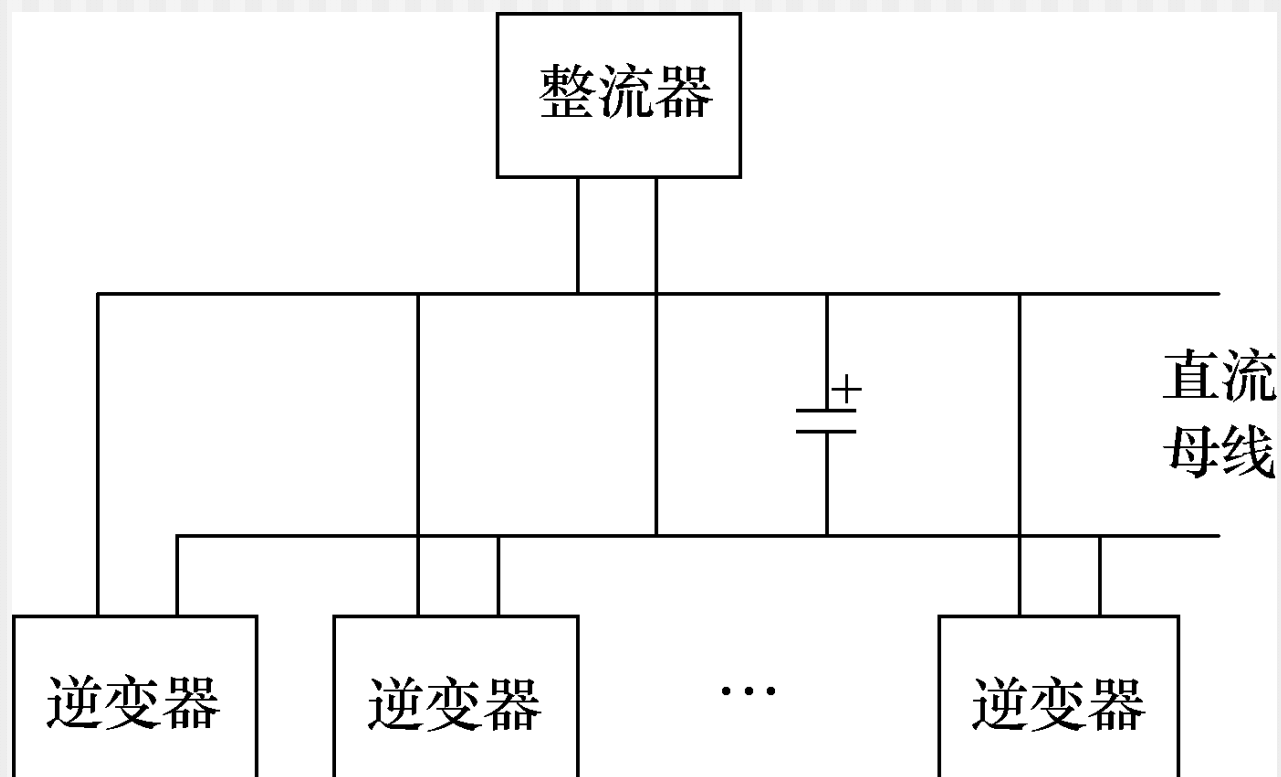


图5-16 直流母线方式的变频器主回路结构图

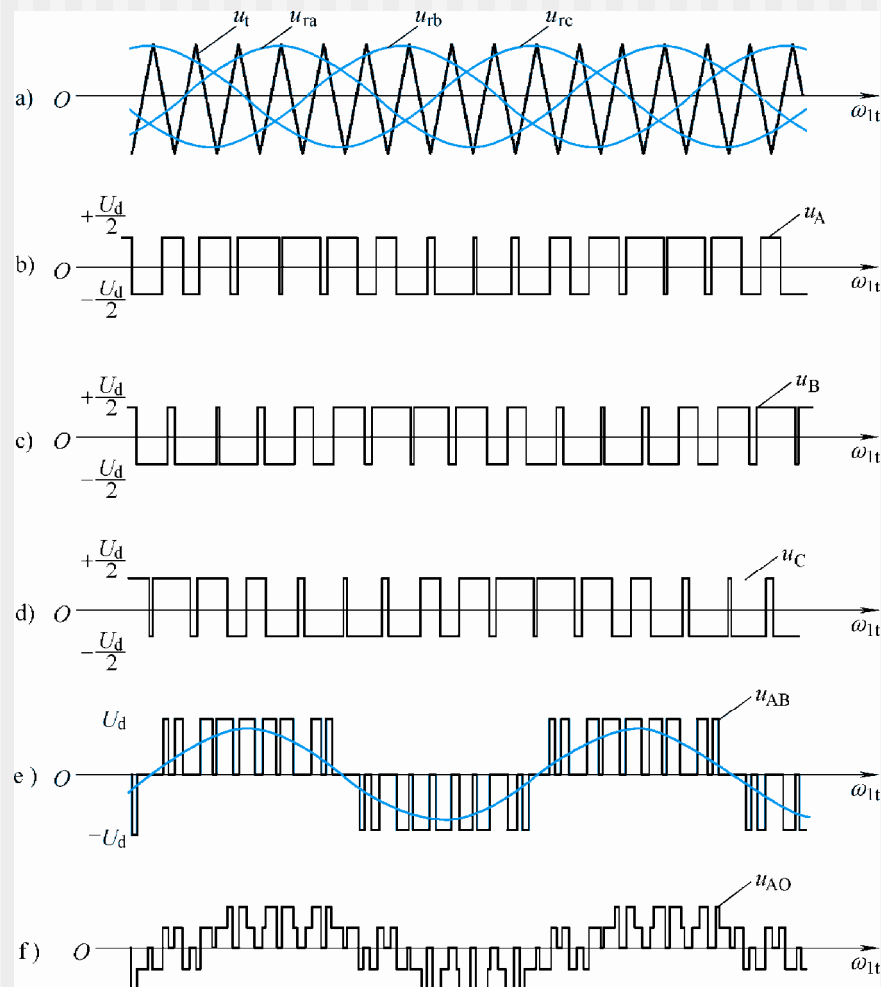
5.4.2 正弦波脉宽调制技术

- 以频率与期望的输出电压波相同的正弦波作为调制波，以频率比期望波高得多的等腰三角波作为载波。
- 由它们的交点确定逆变器开关器件的通断时刻，从而获得幅值相等、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**）。

5.4.2 正弦波脉宽调制技术

- a) 三相正弦调制波与双极性三角载波
- b)、c)、d) 三相电压
- e) 输出线电压
- f) 电动机相电压

图5-17 三相PWM逆变器双极性SPWM波形



* 5.4.3 消除指定谐波PWM

- 普通的SPWM变频器输出电压带有一定的谐波分量，为降低谐波分量，减少电动机转矩脉动，可以采用直接计算各脉冲起始与终止相位的方法，以消除指定次数的谐波。
- 在SPWM的基础上衍生出的“消除指定次数谐波 PWM ”（ SHEPWM ， Selected Harmonics Elimination PWM）控制技术。

* 5.4.3 消除指定谐波PWM

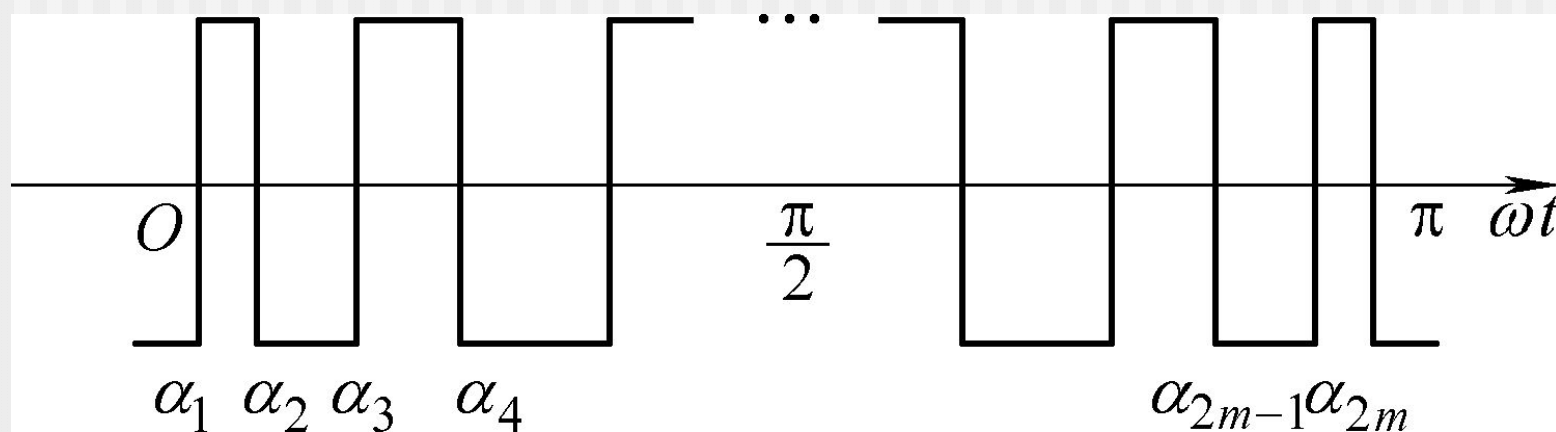


图5-18 变压变频器输出的相电压PWM波形

* 5.4.3 消除指定谐波PWM

- 要消除第k次谐波分量，只须令

$$U_{km} = \frac{2U_d}{k\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^m (-1)^i \cos k\alpha_i \right] = 0 \quad k > 1$$

- 基波幅值为所要求的电压值

$$U_{1m} = \frac{2U_d}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^m (-1)^i \cos \alpha_i \right] = \text{期望值}$$

5.4.4 电流跟踪PWM (CFPWM)

控制技术

- 电流跟踪PWM (CFPWM, Current Follow PWM) 的控制方法是：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。

5.4.4 电流跟踪PWM (CFPWM) 控制技术

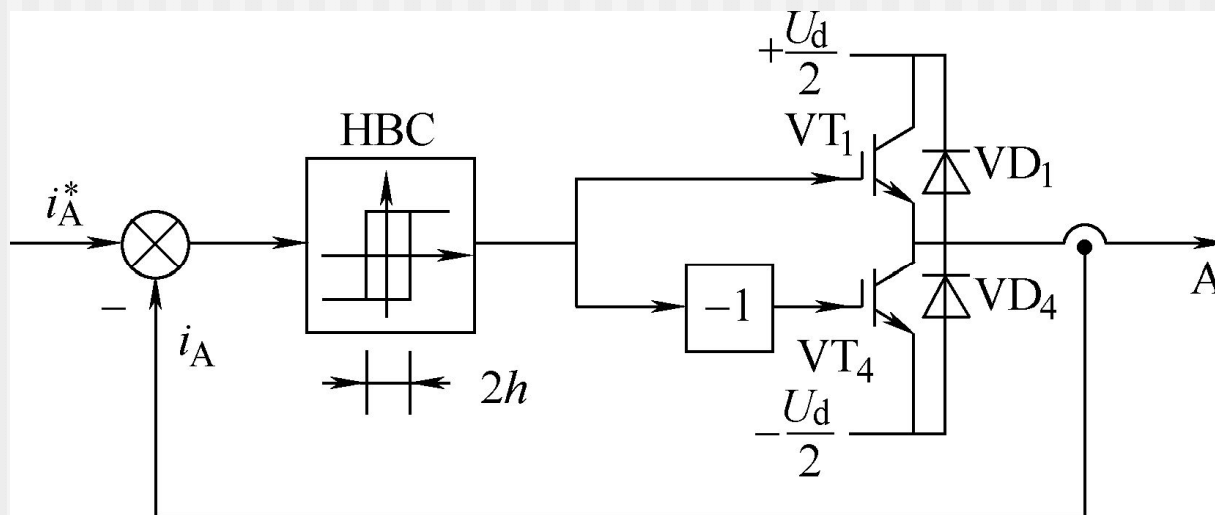


图5-19 电流滞环跟踪控制的A相原理图

5.4.4 电流跟踪PWM (CFPWM) 控制技术

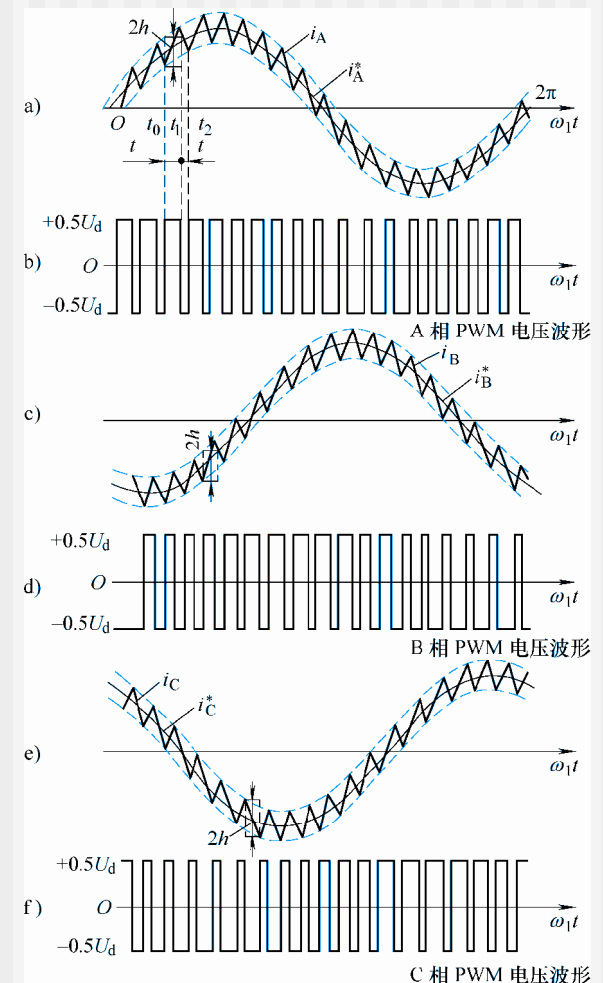
- 电流控制器是带滞环的比较器，环宽为 $2h$ 。将给定电流与输出电流进行比较，电流偏差超过 $\pm h$ 时，经滞环控制器HBC控制逆变器上（或下）桥臂的功率器件动作。

5.4.4 电流跟踪PWM (CFPWM)

控制技术

- 电流滞环跟踪控制方法的精度高、响应快，且易于实现。但功率开关器件的开关频率不定。

图5-20 电流滞环跟踪控制时的三相电流波形与相电压PWM波形



5.4.4 电流跟踪PWM (CFPWM)

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。

5.4.5 电压空间矢量PWM (SVPWM) 控制技术

- 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，如果考虑到它们在绕组的空间位置，可以定义为空间矢量。
- 定义三相定子电压空间矢量

$$u_{AO} = ku_{AO}$$

$$u_{BO} = ku_{BO}e^{j\gamma}$$

$$u_{CO} = ku_{CO}e^{j2\gamma}$$

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

k为待定系数

空间矢量的合成

● 三相合成矢量

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

$$\mathbf{u}_{AO} > 0$$

$$\mathbf{u}_{BO} > 0 \quad \text{的合成矢量}$$

$$\mathbf{u}_{CO} < 0$$

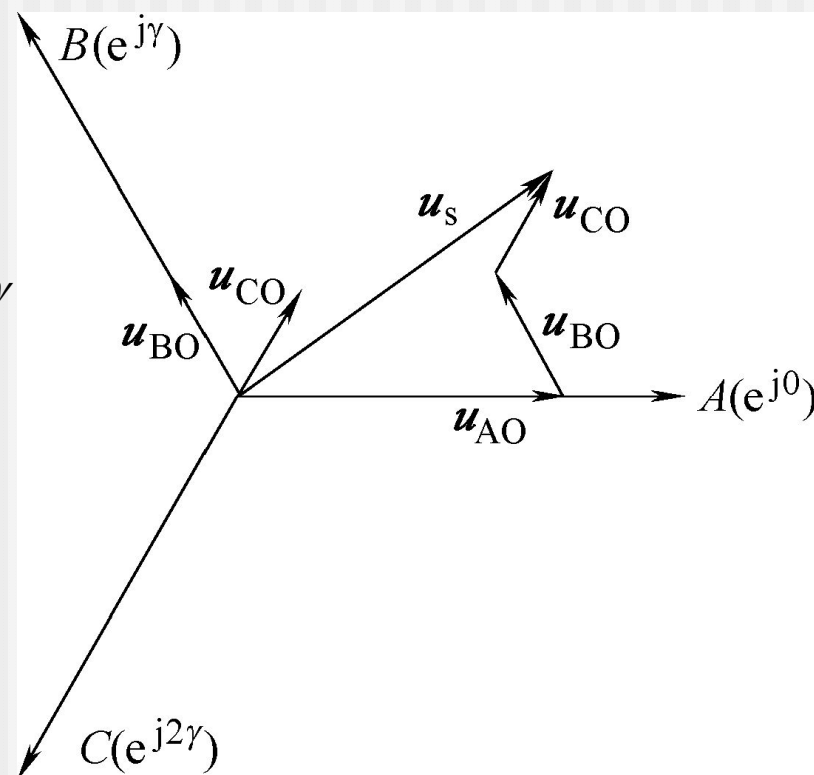


图5-21 电压空间矢量

空间矢量的定义

- 定子电流空间矢量

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

- 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

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

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

- 以电源角频率为角速度作恒速旋转的空间矢量，幅值

$$U_s = \sqrt{\frac{3}{2}} U_m$$

- 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

- 合成空间矢量表示的定子电压方程式

$$\boldsymbol{u}_s = R_s \boldsymbol{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt}$$

- 忽略定子电阻压降，定子合成电压与合成磁链空间矢量的近似关系为

$$\boldsymbol{u}_s \approx \frac{d\boldsymbol{\psi}_s}{dt} \quad \text{或} \quad \boldsymbol{\psi}_s \approx \int \boldsymbol{u}_s dt$$

电压与磁链空间矢量的关系

- 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）。

- 定子磁链矢量
$$\psi_s = \psi_s e^{j(\omega_1 t + \varphi)}$$

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

- 定子电压矢量

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

电压与磁链空间矢量的关系

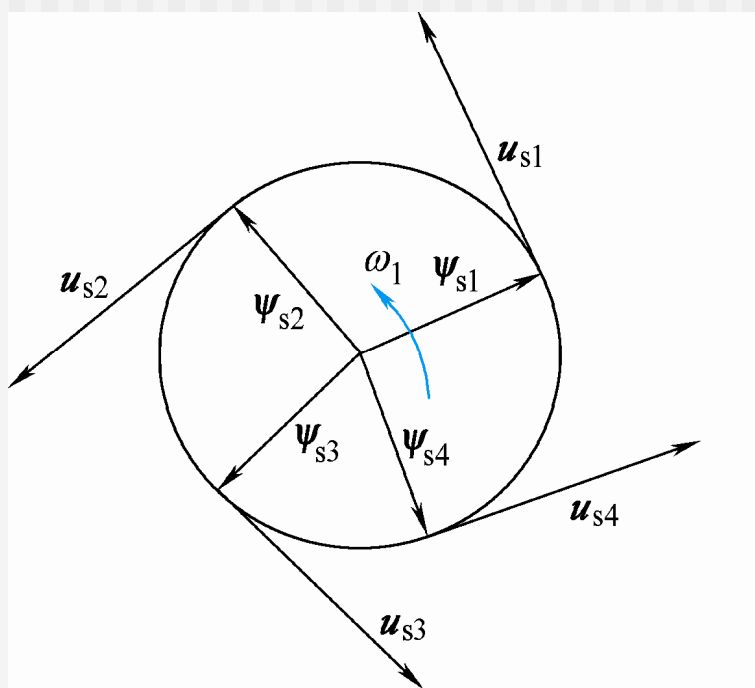


图5-22 旋转磁场与电压空间矢量的运动轨迹

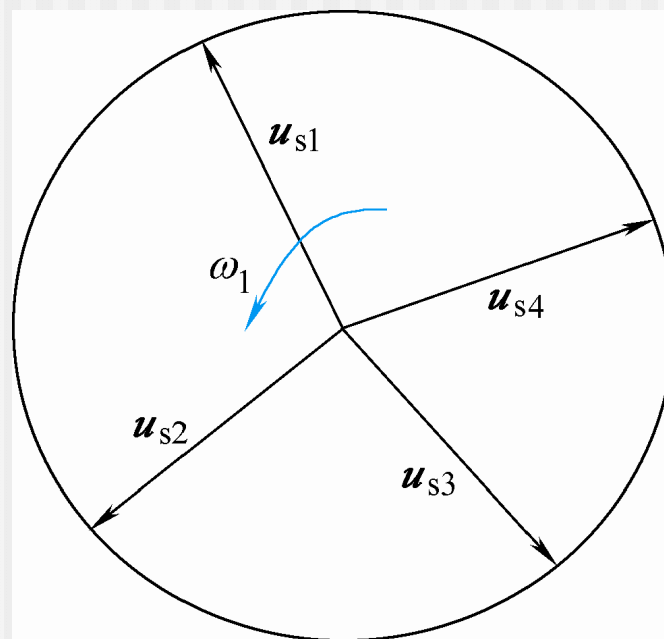


图5-23 电压矢量圆轨迹

电压空间矢量

- 直流电源中点O'和交流电动机中点O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。

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

8个基本空间矢量

- PWM逆变器共有8种工作状态

当 $(S_A \ S_B \ S_C) = (1 \ 0 \ 0)$

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

$$\begin{aligned} u_1 &= \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_d}{2} (1 - e^{j\gamma} - e^{j2\gamma}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_d}{2} (1 - e^{j\frac{2\pi}{3}} - e^{j\frac{4\pi}{3}}) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_d}{2} \left[\left(1 - \cos \frac{2\pi}{3} - \cos \frac{4\pi}{3} \right) - j \left(\sin \frac{2\pi}{3} + \sin \frac{4\pi}{3} \right) \right] = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \end{aligned}$$

8个基本空间矢量

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

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

$$\begin{aligned} u_2 &= \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_d}{2} (1 + e^{j\gamma} - e^{j2\gamma}) = \frac{U_d}{2} (1 + e^{j\frac{2\pi}{3}} - e^{j\frac{4\pi}{3}}) \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_d}{2} \left[(1 + \cos \frac{2\pi}{3} - \cos \frac{4\pi}{3}) + j(\sin \frac{2\pi}{3} - \sin \frac{4\pi}{3}) \right] \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_d}{2} (1 + j\sqrt{3}) = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\frac{\pi}{3}} \end{aligned}$$

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

$$u_1 \sim u_6$$

幅值为 $\sqrt{\frac{2}{3}}U_d$

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

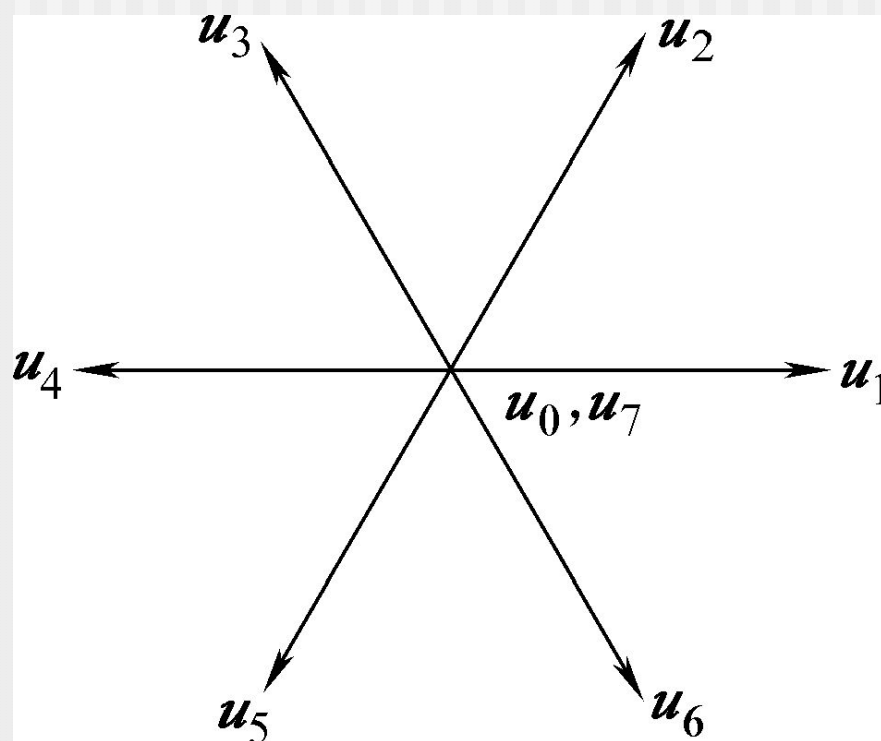


图5-24 基本电压空间矢量图

正六边形空间旋转磁场

- 6个有效工作矢量 $u_1 \sim u_6$

顺序分别作用 Δt 时间，并使 $\Delta t = \frac{\pi}{3\omega_1}$

每个有效工作矢量作用 $\frac{\pi}{3}$

- 6个有效工作矢量完成一个周期，输出基波电压角频率

$$\omega_1 = \frac{\pi}{3\Delta t}$$

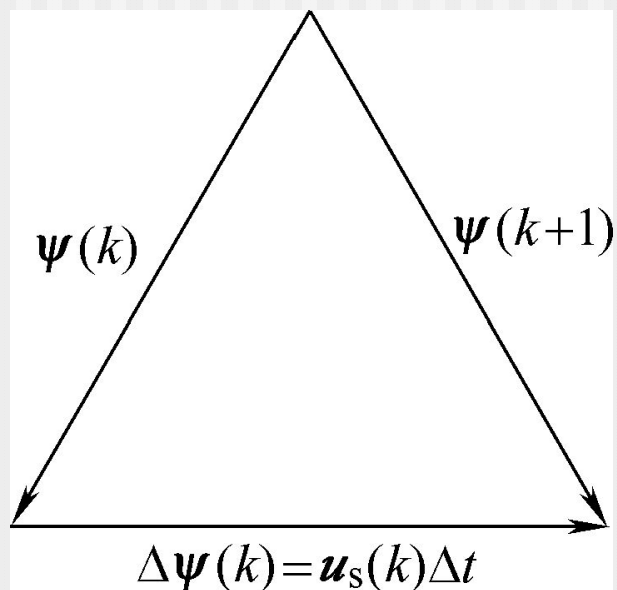
正六边形空间旋转磁场

- 定子磁链矢量的增量 $\Delta\psi_s = u_s \Delta t$

$$\begin{aligned}\Delta\psi_s(k) &= \mathbf{u}_s(k)\Delta t \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}}U_d\Delta t \cdot e^{j\frac{(k-1)\pi}{3}}\end{aligned}\quad k=1,2,3,4,5,6$$

- 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5-25 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。

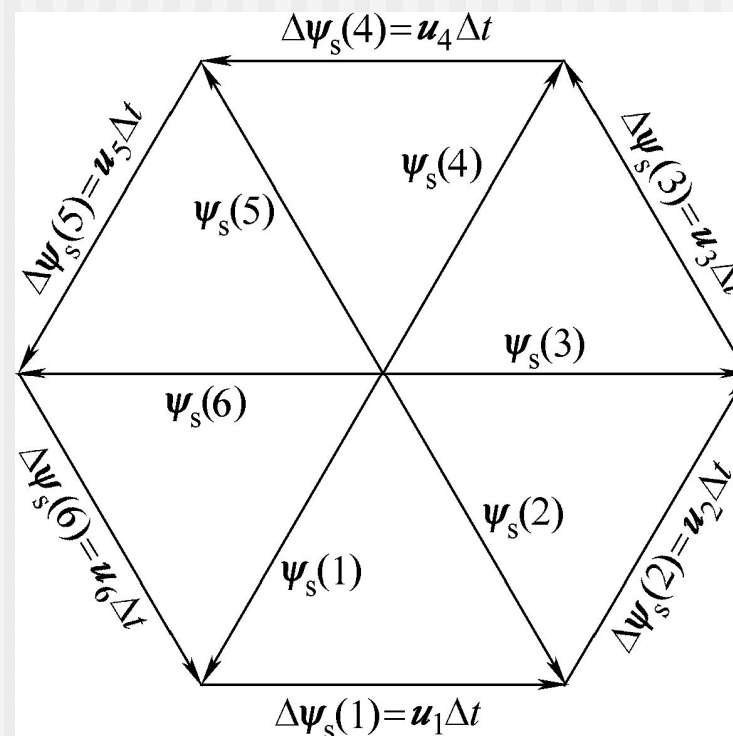


图5-26 正六边形定子磁链轨迹

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 ω_1 越小时， Δt 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。

正六边形空间旋转磁场

- 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。

正六边形空间旋转磁场

- 有效的方法是插入零矢量
- 当零矢量作用时，定子磁链矢量的增量

$$\Delta\psi_s = 0$$

表明定子磁链矢量停留不动。

正六边形空间旋转磁场

- 有效工作矢量作用时间 $\Delta t_1 < \Delta t$
- 零矢量作用时间 $\Delta t_0 = \Delta t - \Delta t_1$

当
$$\omega_1 \Delta t = \omega_1 (\Delta t_1 + \Delta t_0) = \frac{\pi}{3}$$

- 定子磁链矢量的增量为

$$\Delta \boldsymbol{\psi}_s(k) = \mathbf{u}_s(k) \Delta t_1 + \mathbf{0} \Delta t_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \Delta t_1 \cdot e^{j \frac{(k-1)\pi}{3}}$$

正六边形空间旋转磁场

- 在时间 Δt_1 段内，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 Δt_0 段内，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。
- 正六边形定子磁链的最大值

$$|\boldsymbol{\psi}_s(k)| = |\Delta\boldsymbol{\psi}_s(k)| = |\mathbf{u}_s(k)| \Delta t_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \Delta t_1$$

正六边形空间旋转磁场

- 在直流电压不变的条件下，要保持 $|\psi_s(k)|$ 恒定，只要使 Δt_1 为常数即可。
- 输出频率越低， Δt 越大，零矢量作用时间 Δt_0 也越大，定子磁链矢量轨迹停留的时间越长。
- 由此可知，零矢量的插入有效地解决了定子磁链矢量幅值与旋转速度的矛盾。

期望电压空间矢量的合成

- 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。
- 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。
- PWM逆变器只有8个基本电压矢量，能否用这8个基本矢量合成出其他多种不同的矢量呢？

期望电压空间矢量的合成

- 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。
- 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，当期望输出电压矢量落在某个扇区内时，就用与期望输出电压矢量相邻的2个有效工作矢量等效地合成期望输出矢量。

期望电压空间矢量的合成

- 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 $\frac{\pi}{3}$

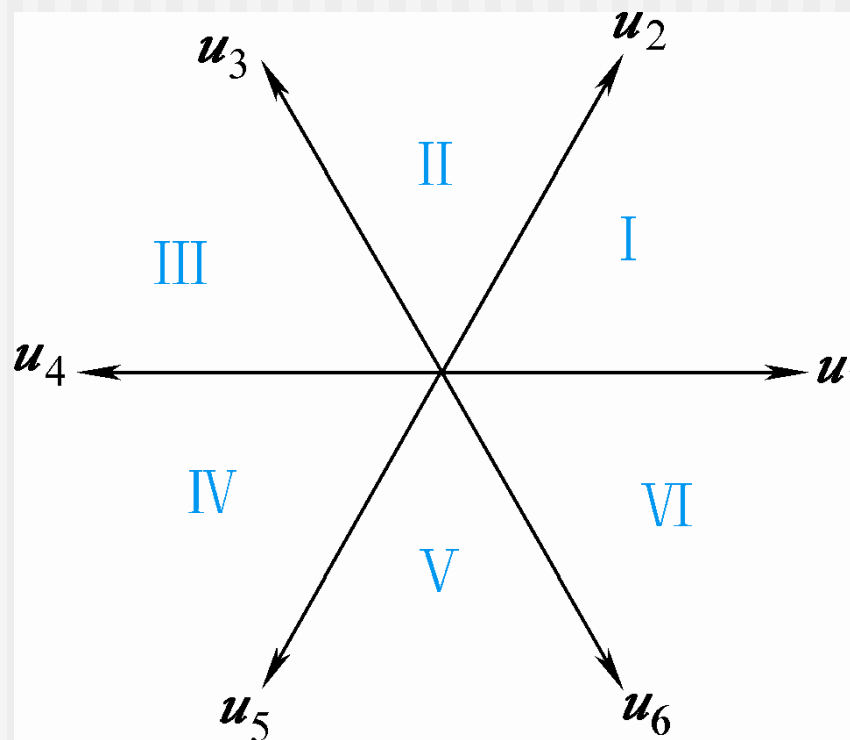


图5-27 电压空间矢量的6个扇区

期望电压空间矢量的合成

- 基本电压空间矢量

u_1 u_2

的线性组合构成期望的
电压矢量 u_s

- 期望输出电压矢量
与扇区起始边的夹角 θ

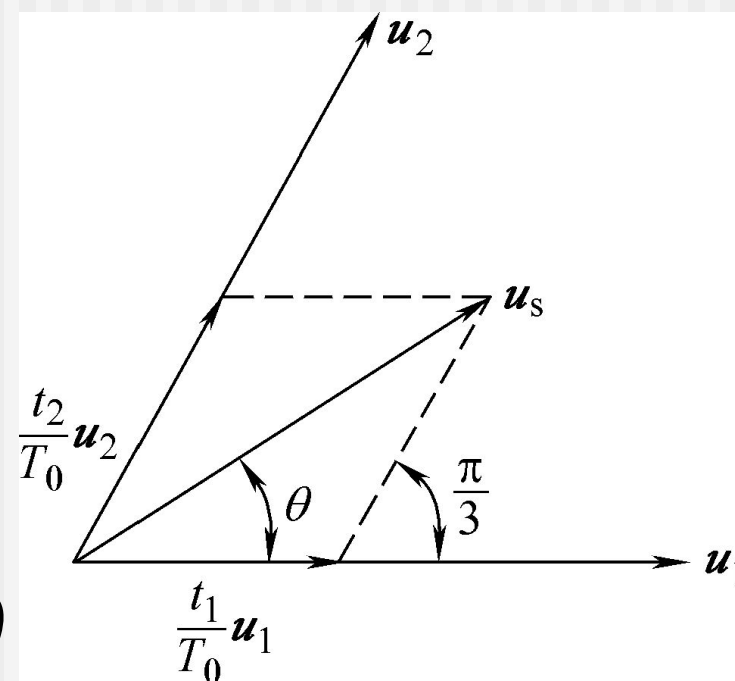


图5-28 期望输出电压矢量的合成

期望电压空间矢量的合成

- 在一个开关周期 T_0 u_1 的作用时间 t_1
 u_2 的作用时间 t_2

- 合成电压矢量

$$\begin{aligned} u_s &= \frac{t_1}{T_0} u_1 + \frac{t_2}{T_0} u_2 \\ &= \frac{t_1}{T_0} \sqrt{\frac{2}{3}} U_d + \frac{t_2}{T_0} \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\frac{\pi}{3}} \end{aligned}$$

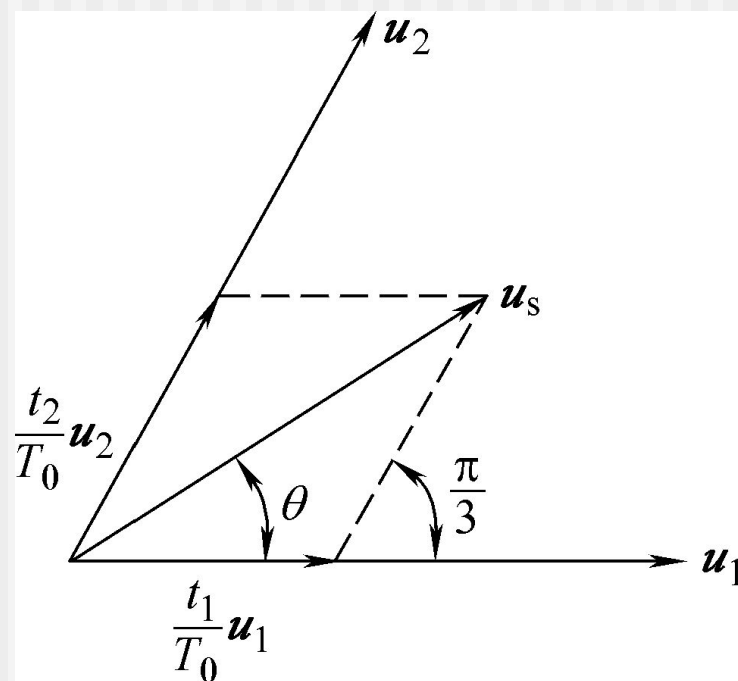


图5-28 期望输出电压矢量的合成

期望电压空间矢量的合成

●由正弦定理可得
$$\frac{\frac{t_1}{T_0} \sqrt{\frac{2}{3}} U_d}{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)} = \frac{\frac{t_2}{T_0} \sqrt{\frac{2}{3}} U_d}{\sin \theta} = \frac{u_s}{\sin \frac{2\pi}{3}}$$

解得

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

●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

- 两个基本矢量作用时间之和应满足

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

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

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

期望电压空间矢量的合成

- 当定子相电压为三相平衡正弦电压时，三相合成矢量幅值

$$U_s = \sqrt{\frac{3}{2}} U_m$$

- 基波相电压最大幅值 $U_{m \max} = \sqrt{\frac{2}{3}} u_{s \max} = \frac{U_d}{\sqrt{3}}$
- 基波线电压最大幅值 $U_{lm \max} = \sqrt{3} U_{m \max} = U_d$

期望电压空间矢量的合成

- SPWM的基波线电压最大幅值为

$$U'_{lm\max} = \frac{\sqrt{3}U_d}{2}$$

两者之比

$$\frac{U_{lm\max}}{U'_{lm\max}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1.15$$

- SVPWM方式的逆变器输出线电压基波最大值为直流侧电压，比SPWM逆变器输出电压最多提高了约15%。

SVPWM的实现

- 通常以开关损耗和谐波分量都较小为原则，来安排基本矢量和零矢量的作用顺序，一般在减少开关次数的同时，尽量使PWM输出波型对称，以减少谐波分量。

零矢量集中的实现方法

- 按照对称原则，将两个基本电压矢量的作用时间平分为二后，安放在开关周期的首端和末端。
- 零矢量的作用时间放在开关周期的中间，并按开关次数最少的原则选择零矢量。
- 在一个开关周期内，有一相的状态保持不变，从一个矢量切换到另一个矢量时，只有一相状态发生变化，因而开关次数少，开关损耗小。

零矢量集中的实现方法

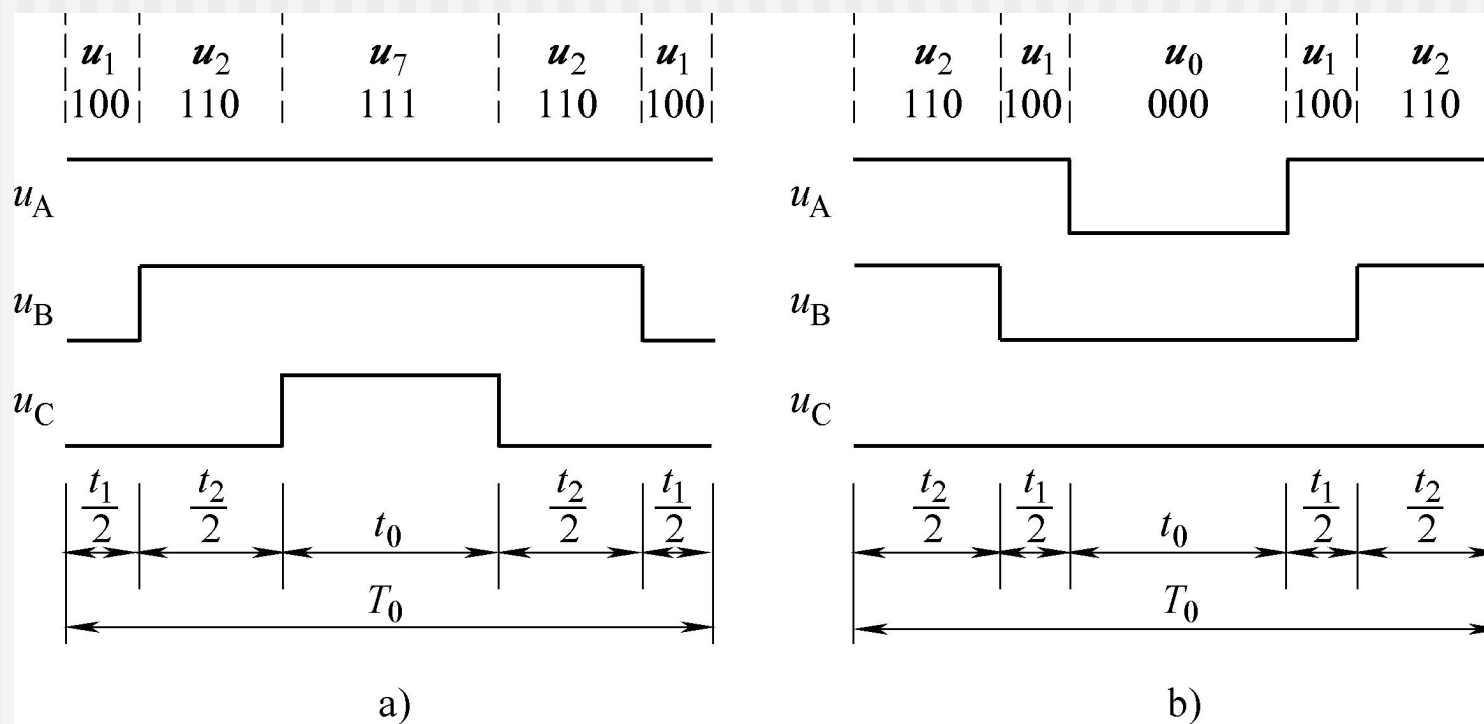


图5-29 零矢量集中的SVPWM实现

零矢量分散的实现方法

- 将零矢量平均分为4份，在开关周期的首、尾各放1份，在中间放两份。
- 将两个基本电压矢量的作用时间平分为二后，插在零矢量间。
- 按开关次数最少的原则选择矢量。

零矢量分散的实现方法

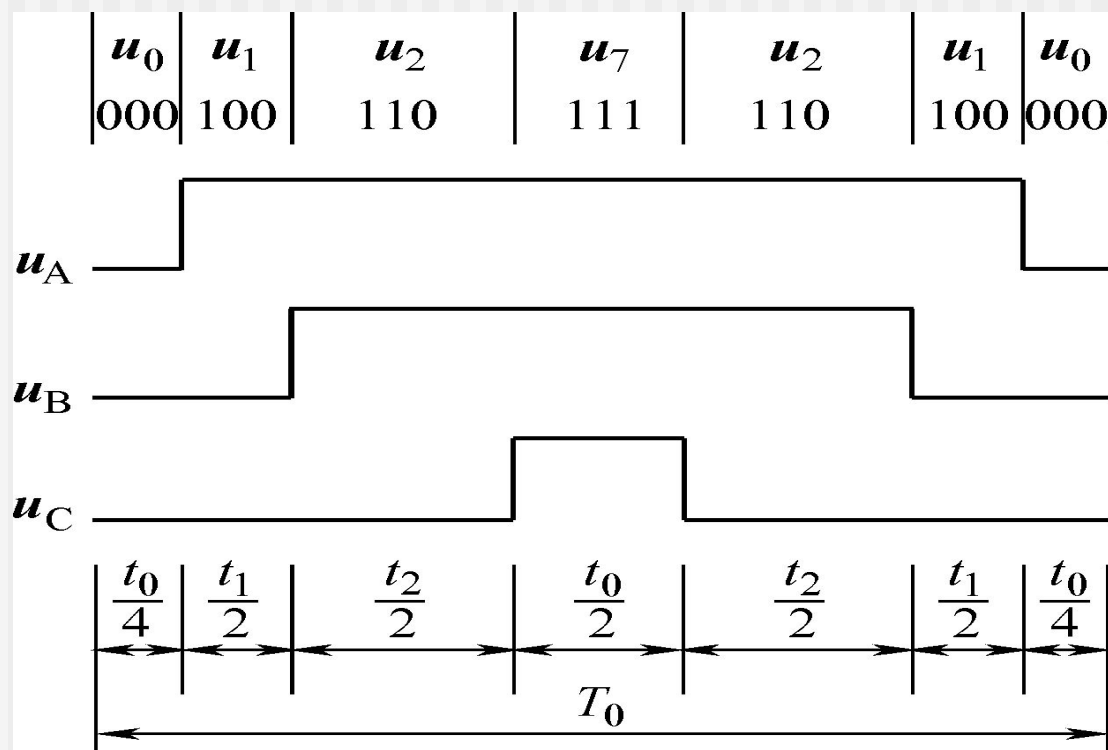


图5-30 零矢量分布的SVPWM实现

零矢量分散的实现方法

- 每个周期均以零矢量开始，并以零矢量结束。
- 从一个矢量切换到另一个矢量时，只有一相状态发生变化。
- 在一个开关周期内，三相状态均各变化一次，开关损耗略大于零矢量集中的方法。

SVPWM控制的定子磁链

- 将占据 $\pi/3$ 的定子磁链矢量轨迹等分为 N 个小区间，每个小区间所占的时间

$$T_0 = \frac{\pi}{3\omega_1 N}$$

- 定子磁链矢量轨迹为正 $6N$ 边形，轨迹更接近于圆，谐波分量小，能有效减小转矩脉动。

SVPWM控制的定子磁链

- 在每个小区间内，定子磁链矢量的增量为

$$\Delta\psi_s(k) = \mathbf{u}_s(k)T_0$$

$\mathbf{u}_s(k)$ 非基本电压矢量，必须用两个基本矢量合成。

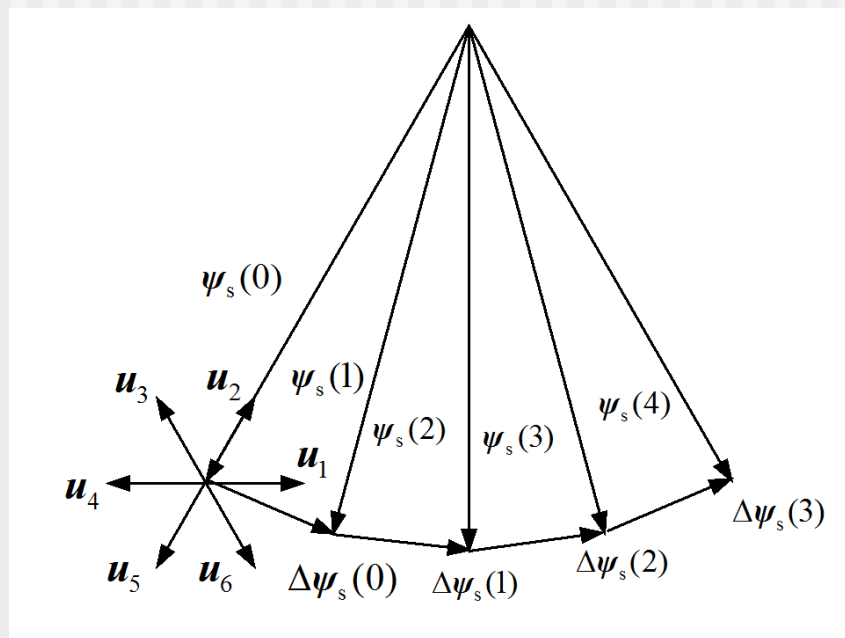


图5-31 期望的定子磁链矢量轨迹

SVPWM控制的定子磁链

- 为了产生 $\Delta\psi_s(0)$

$$\mathbf{u}_s(0) = \frac{t_1}{T_0} \mathbf{u}_6 + \frac{t_2}{T_0} \mathbf{u}_1 = \frac{t_1}{T_0} \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\frac{5\pi}{3}} + \frac{t_2}{T_0} \sqrt{\frac{2}{3}} U_d$$

- 定子磁链矢量的增量为

$$\Delta\psi_s(0) = \mathbf{u}_s(0)T_0 = t_1 \mathbf{u}_6 + t_2 \mathbf{u}_1 = t_1 \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\frac{5\pi}{3}} + t_2 \sqrt{\frac{2}{3}} U_d$$

7步完成的定子磁链

$$\Delta\psi_s(0,*) = \begin{cases} 1. \Delta\psi_s(0,1) = 0 \\ 2. \Delta\psi_s(0,2) = \frac{t_2}{2}u_1 \\ 3. \Delta\psi_s(0,3) = \frac{t_1}{2}u_6 \\ 4. \Delta\psi_s(0,4) = 0 \\ 5. \Delta\psi_s(0,5) = \frac{t_1}{2}u_6 \\ 6. \Delta\psi_s(0,6) = \frac{t_2}{2}u_1 \\ 7. \Delta\psi_s(0,7) = 0 \end{cases}$$

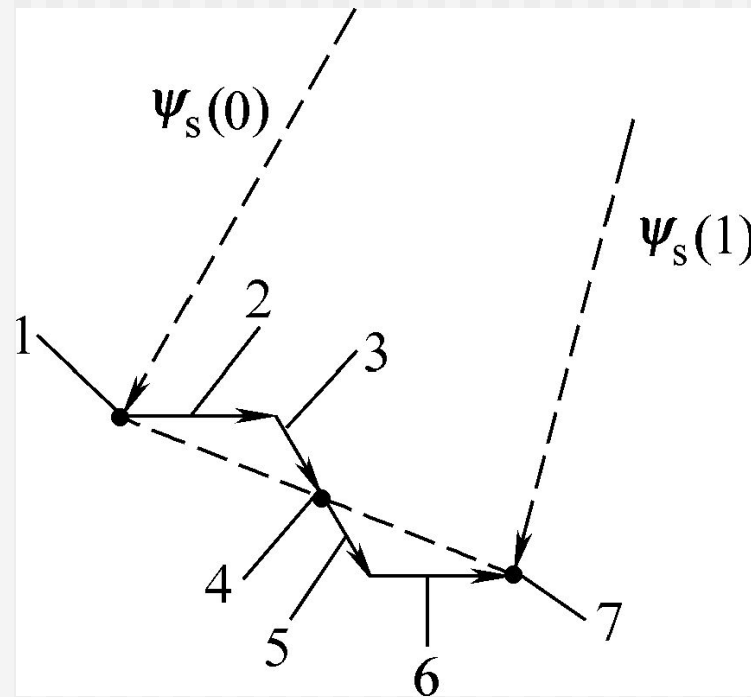


图5-32定子磁链矢量的运动的7步轨迹

SVPWM控制的定子磁链

- 定子磁链矢量轨迹

$\frac{\pi}{3}$ 弧度内实际的定子
磁链矢量轨迹

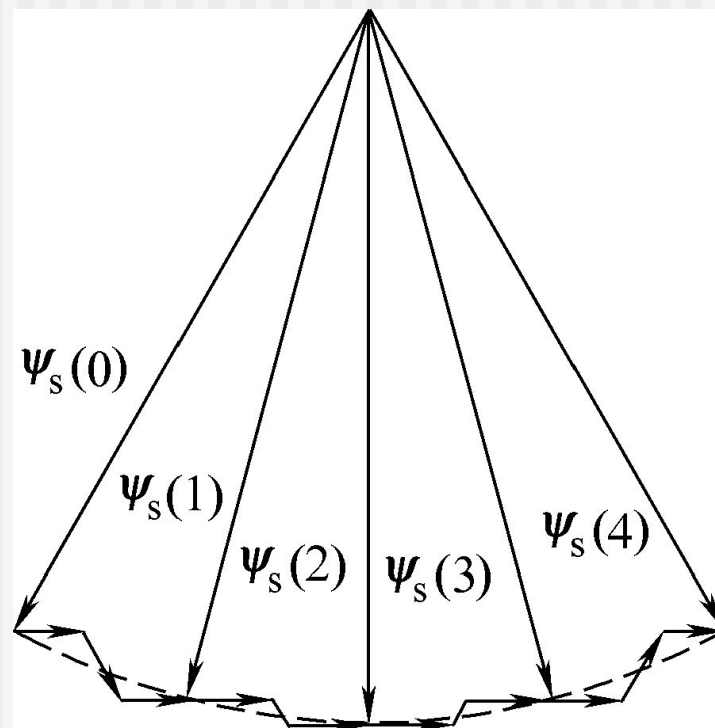


图5-33 N=4时，实际的定子磁链矢量轨迹

SVPWM控制的定子磁链

- 定子磁链矢量轨迹

$0 \sim 2\pi$ 弧度的定子
磁链矢量轨迹

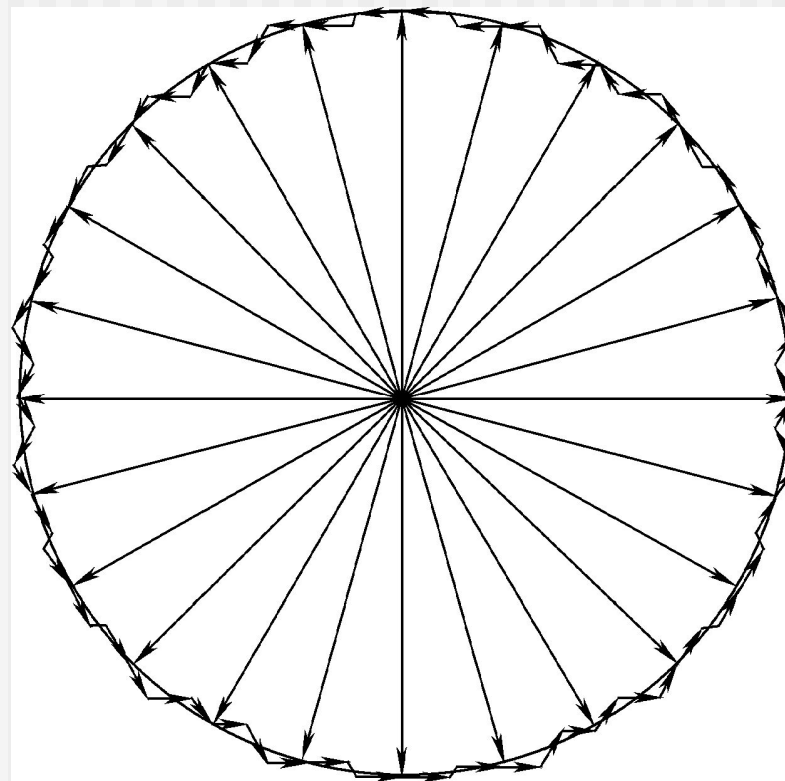


图5-34 定子旋转磁链矢量轨迹

SVPWM控制的定子磁链

- 实际的定子磁链矢量轨迹在期望的磁链圆周围波动。 N 越大，磁链轨迹越接近于圆，但开关频率随之增大。
- 由于 N 是有限的，所以磁链轨迹只能接近于圆，而不可能等于圆。

SVPWM控制的特点

- 8个基本输出矢量，6个有效工作矢量和2个零矢量，在一个旋转周期内，每个有效工作矢量只作用1次的方式，生成正6边形的旋转磁链，谐波分量较大，导致转矩脉动。
- 用相邻的2个有效工作矢量，合成任意的期望输出电压矢量，使磁链轨迹接近于圆。开关周期越小，旋转磁场越接近于圆，但功率器件的开关频率将提高。

SVPWM控制的特点

- 用电压空间矢量直接生成三相**PWM**波，计算简便。
- 与一般的**SPWM**相比较，**SVPWM**控制方式的输出电压最多可提高**15%**。

* 5.4.6 交流PWM变频器-异步电动机系统的特殊问题

- PWM变频器的输出电压为等幅不等宽的脉冲序列，该脉冲序列可分解为基波和一系列谐波分量。
- 基波产生恒定的电磁转矩，而谐波分量则带来一些负面效应。

转矩脉动

- 一般使PWM波正负半波镜对称和1/4周期对称，则三相对称的电压PWM波可用傅氏级数表示

$$u_A(t) = \sum_{k=\text{奇数}}^{\infty} U_{km} \sin(k\omega_1 t)$$

$$u_B(t) = \sum_{k=\text{奇数}}^{\infty} U_{km} \sin(k\omega_1 t - \frac{2k\pi}{3})$$

$$u_C(t) = \sum_{k=\text{奇数}}^{\infty} U_{km} \sin(k\omega_1 t + \frac{2k\pi}{3})$$

转矩脉动

- 当谐波次数 k 是3的整数倍时，谐波电压为零序分量，不产生该次谐波电流。因此，三相电流可表示为

$$i_A(t) = \sum_{k>0} \frac{U_{km}}{Z_k} \sin(k\omega_1 t - \varphi_k) = \sum_{k>0} I_{km} \sin(k\omega_1 t - \varphi_k)$$

$$i_B(t) = \sum_{k>0} \frac{U_{km}}{Z_k} \sin(k\omega_1 t - \frac{2k\pi}{3} - \varphi_k) = \sum_{k>0} I_{km} \sin(k\omega_1 t - \frac{2k\pi}{3} - \varphi_k)$$

$$i_C(t) = \sum_{k>0} \frac{U_{km}}{Z_k} \sin(k\omega_1 t + \frac{2k\pi}{3} - \varphi_k) = \sum_{k>0} I_{km} \sin(k\omega_1 t + \frac{2k\pi}{3} - \varphi_k)$$

转矩脉动

- 三相感应电动势近似为正弦波

$$e_A(t) \approx u_{A1} = U_{1m} \sin(\omega_1 t)$$

$$e_B(t) \approx u_{B1} = U_{1m} \sin(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3})$$

$$e_C(t) \approx u_{C1} = U_{1m} \sin(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3})$$

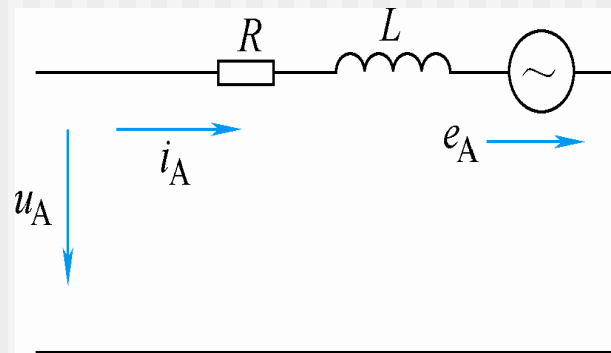


图5-35 单相等效电路

转矩脉动

- 基波感应电动势与k次谐波电流传输的瞬时功率

$$\begin{aligned} p_{1,k} &= e_A(t)i_{Ak}(t) + e_B(t)i_{Bk}(t) + e_C(t)i_{Ck}(t) \\ &= \frac{1}{2}U_{1m}I_{km} \left[1 + 2\cos\left(\frac{2\pi}{3}(k-1)\right) \right] \cos((k-1)\omega_1 t - \varphi_k) \\ &\quad - \frac{1}{2}U_{1m}I_{km} \left[1 + 2\cos\left(\frac{2\pi}{3}(k+1)\right) \right] \cos((k+1)\omega_1 t - \varphi_k) \end{aligned}$$

转矩脉动

- **k次谐波电流产生的电磁转矩**

$$T_{1,k} \approx \frac{p_{1,k}}{\omega_1} = \frac{1}{2\omega_1} U_{1m} I_{km} \left[1 + 2 \cos \left(\frac{2\pi}{3} (k-1) \right) \right] \cos((k-1)\omega_1 t - \varphi_k) \\ - \frac{1}{2\omega_1} U_{1m} I_{km} \left[1 + 2 \cos \left(\frac{2\pi}{3} (k+1) \right) \right] \cos((k+1)\omega_1 t - \varphi_k)$$

转矩脉动

- **k次谐波电流产生的电磁转矩**

$$T_{1,5} \approx \frac{p_{1,5}}{\omega_1} = -\frac{3}{2\omega_1} U_{1m} I_{5m} \cos(6\omega_1 t - \varphi_5)$$

$$T_{1,7} \approx \frac{p_{1,7}}{\omega_1} = \frac{3}{2\omega_1} U_{1m} I_{7m} \cos(6\omega_1 t - \varphi_7)$$

$$T_{1,11} \approx \frac{p_{1,11}}{\omega_1} = -\frac{3}{2\omega_1} U_{1m} I_{11m} \cos(12\omega_1 t - \varphi_{11})$$

$$T_{1,13} \approx \frac{p_{1,13}}{\omega_1} = \frac{3}{2\omega_1} U_{1m} I_{13m} \cos(12\omega_1 t - \varphi_{13})$$

转矩脉动

- 5次和7次谐波电流产生6次的脉动转矩，11次和13次谐波电流产生12次的脉动转矩。
- 在PWM控制时，应抑制这些谐波分量。
- 当 k 继续增大时，谐波电流较小，脉动转矩不大，可忽略不计。

电压变化率

- 当电动机由三相平衡电压供电时，线电压的变化率

$$\frac{du_{AB}}{dt} = \frac{d}{dt}(U_{ABm} \sin \omega_1 t) = \omega_1 U_{ABm} \cos \omega_1 t$$

电压变化率

- 采用PWM方式供电时，线电压的跳变在瞬间完成，幅值为 $\pm U_d$
- 因此， $\frac{du_{AB}}{dt}$ 很大
- 在电动机绕组的匝间和轴间产生较大的漏电流，不利于电动机的正常运行。
- 采用多重化技术，可有效降低电压变化率，但变频器主回路和控制将复杂得多。

能量回馈与泵升电压

- 采用不可控整流的交-直-交变频器，能量不能从直流侧回馈至电网，交流电动机工作在发电制动状态时，能量从电动机侧回馈至直流侧，导致直流电压上升，称为泵升电压。
- 电动机储存的动能较大、制动时间较短或电动机长时间工作在发电制动状态时，泵升电压很高，严重时将损坏变频器。

泵升电压的限制

- 在直流侧并入一个制动电阻，当泵升电压达到一定值时，开通与制动电阻相串联的功率器件，通过制动电阻释放电能，以降低泵升电压。
- 在直流侧并入一组晶闸管有源逆变器或采用**PWM**可控整流，当泵升电压升高时，将能量回馈至电网，以限制泵升电压。

泵升电压的限制

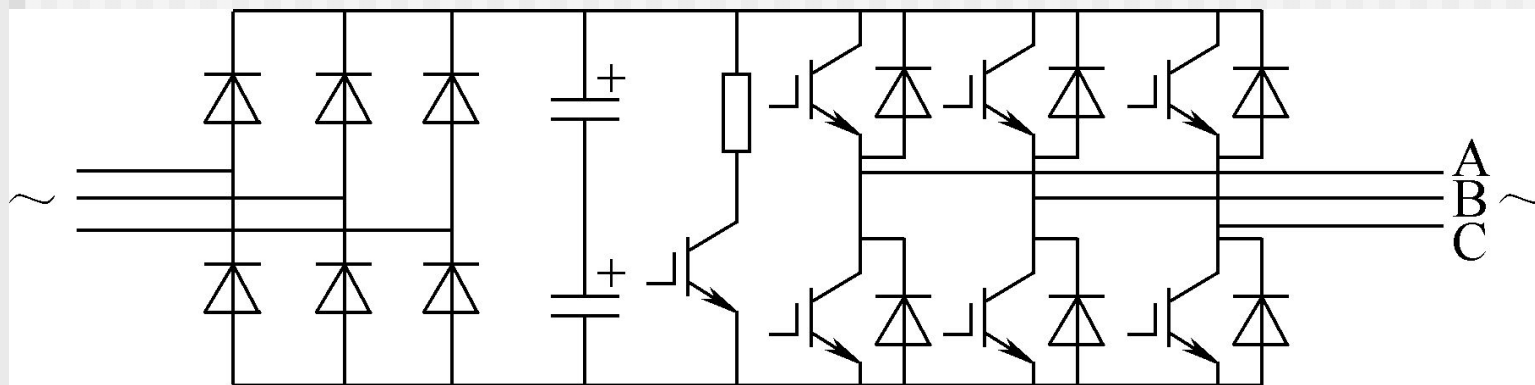


图5-36 带制动电阻的交-直-交变频器主回路

泵升电压的限制

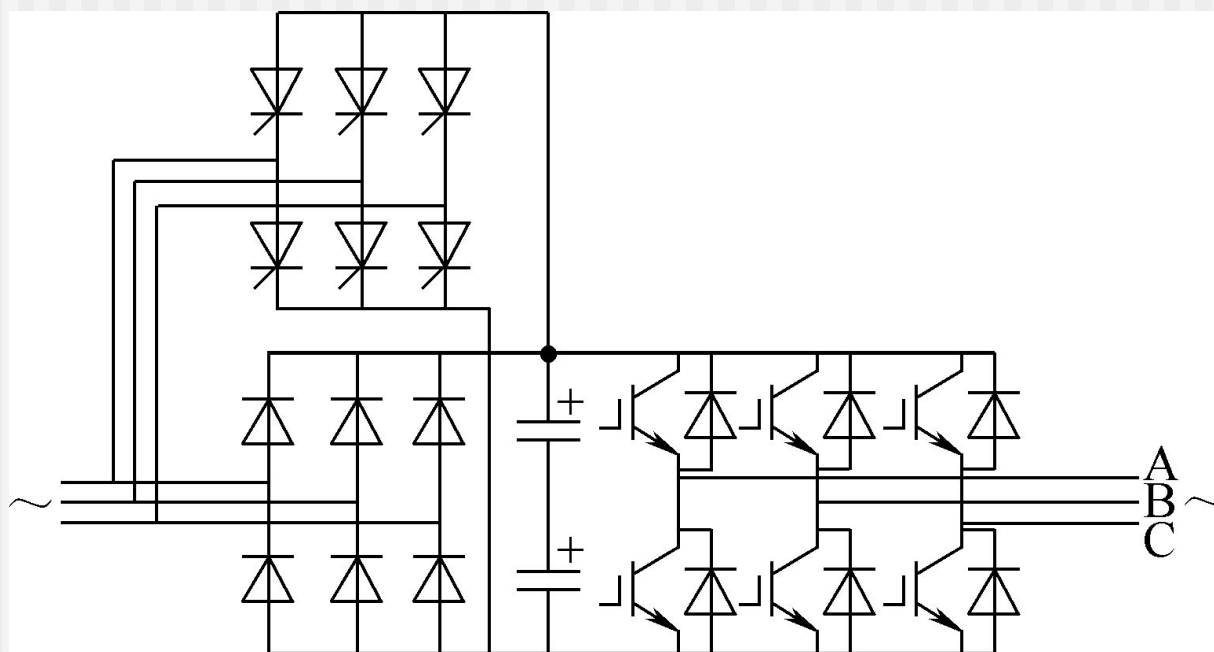


图5-37 直流侧并晶闸管有源逆变器的交-直-交变频器主回路

泵升电压的限制

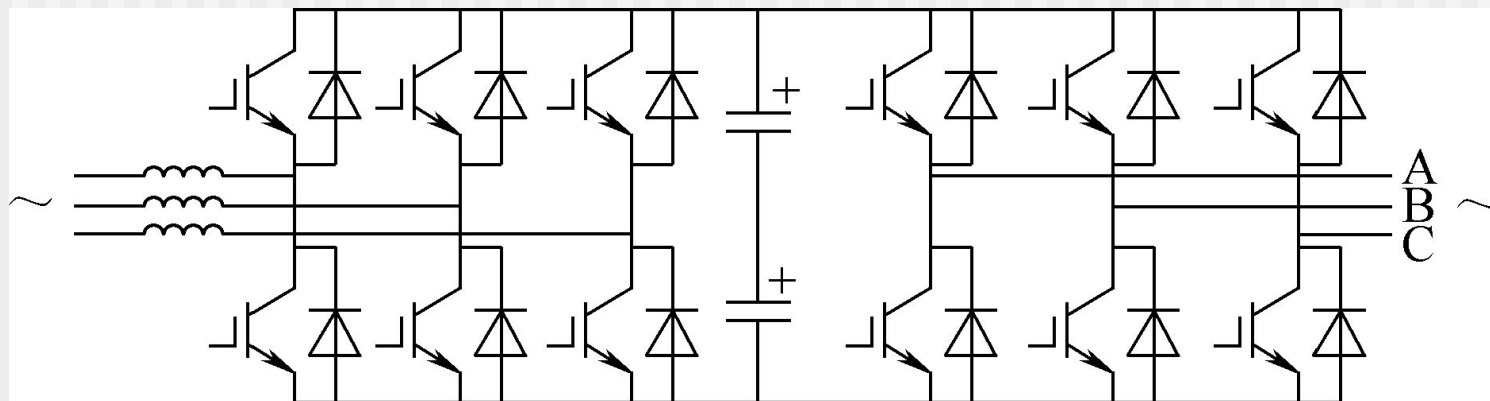


图5-38 PWM可控整流的交-直-交变频器主回路

对电网的污染

- 由于直流侧存在较大的滤波电容，只有当输入交流线电压幅值大于电容电压时，才有充电电流流通，交流电压低于电容电压时，电流便终止。
- 电流波形具有较大的谐波分量，使电源受到污染。

对电网的污染

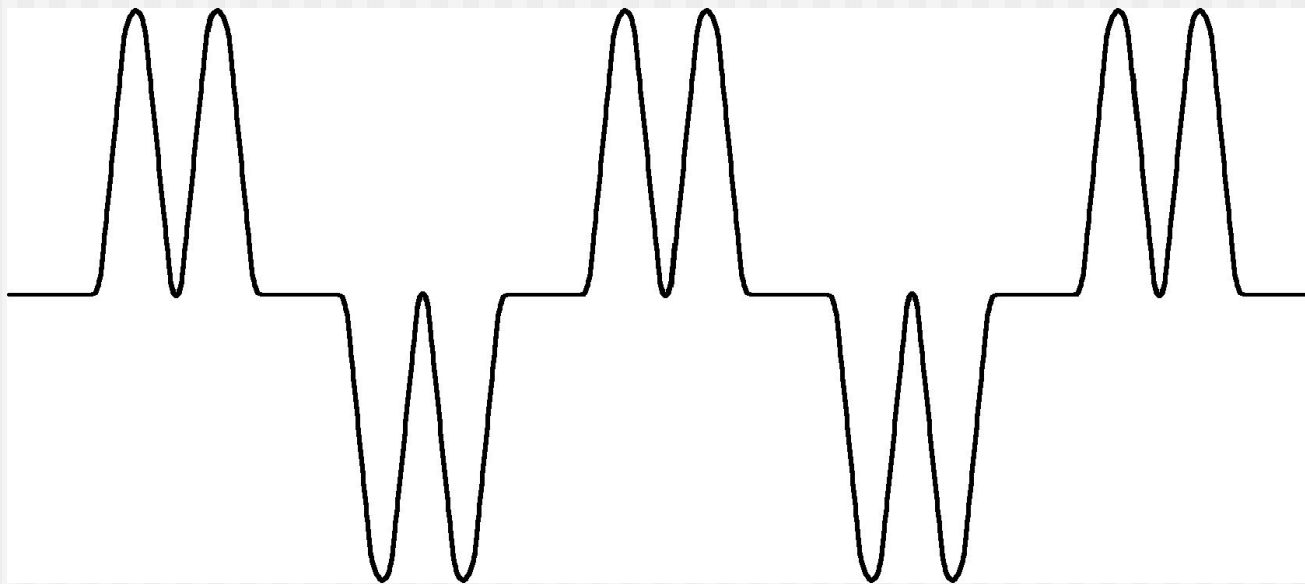


图5-39 电网侧输入电流波形

5.5 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
 - 可以和通用的笼型异步电动机配套使用。
 - 具有多种可供选择的功能，适用于各种不同性质的负载。

5.5.1 转速开环变压变频调速系统结构

- 由于系统本身没有自动限制起制动电流的作用，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。

系统结构

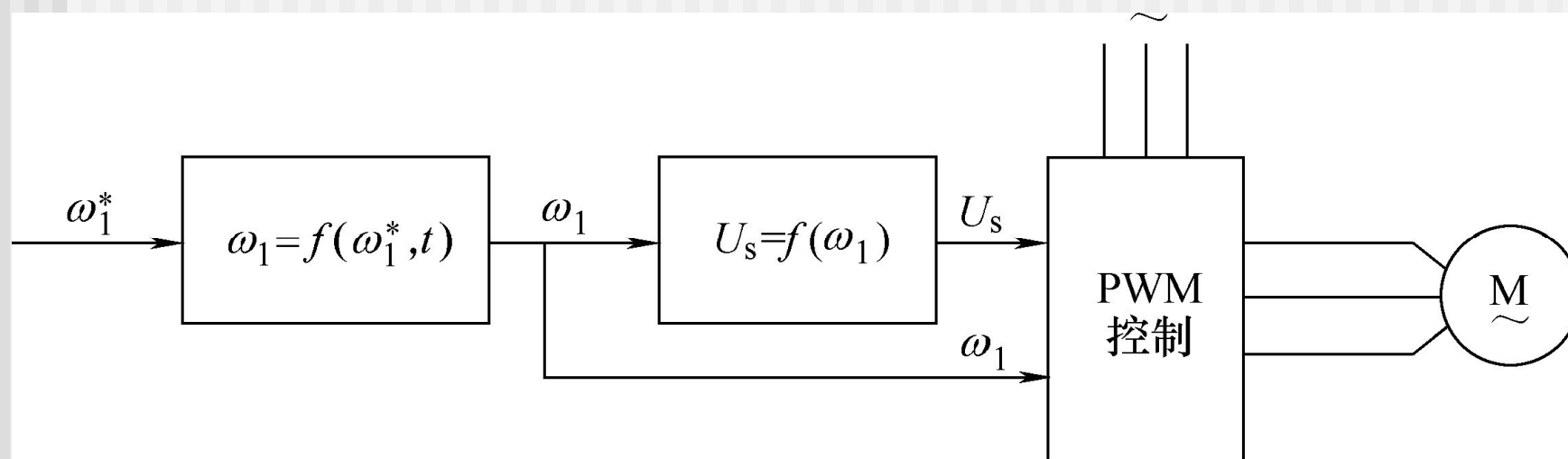
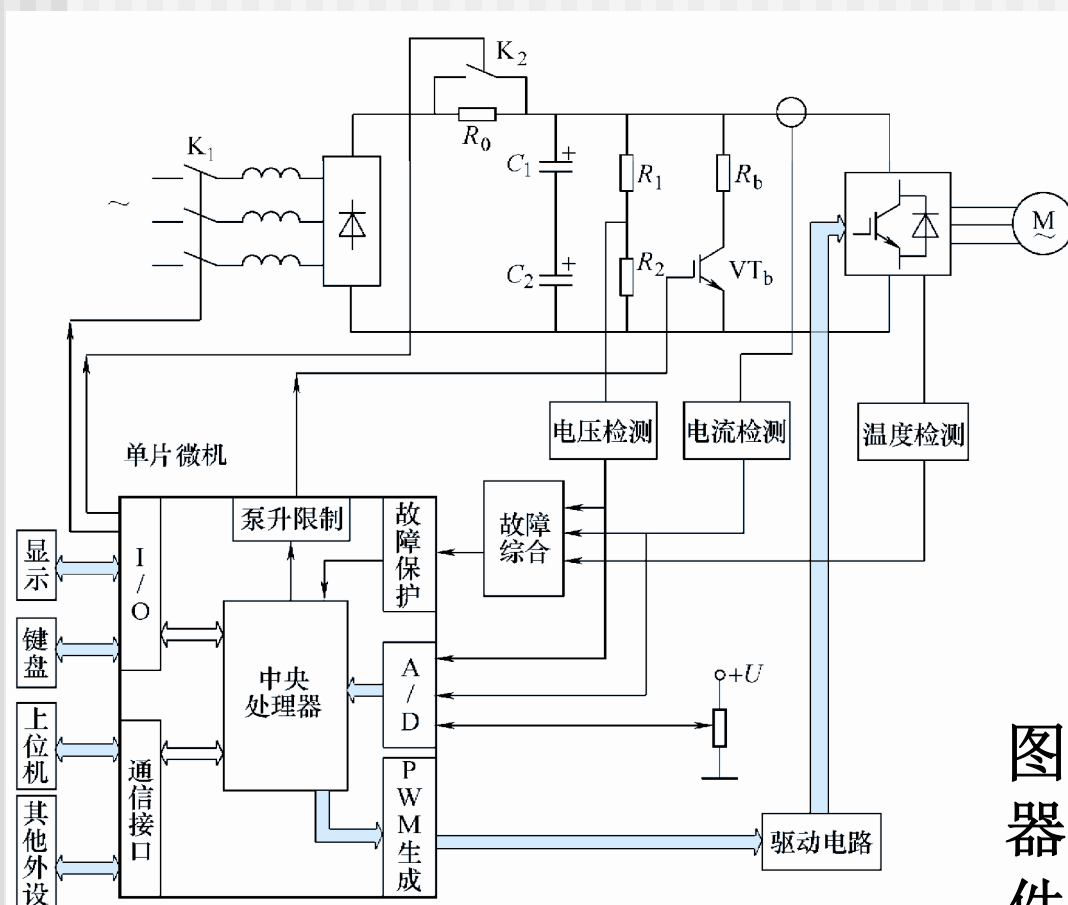


图5-40 转速开环变压变频调速系统

5.5.2 系统实现



系统硬件包括：
主电路、驱动
电路、微机控
制电路、信号
采集与故障综
合电路。

图5-41 数字控制通用变频器-异步电动机调速系统硬件原理图

5.6 转速闭环转差频率控制的变压变频调速系统

- 转速开环变频调速系统可以满足平滑调速的要求，但静、动态性能不够理想。
- 采用转速闭环控制可提高静、动态性能，实现稳态无静差。
- 需增加转速传感器、相应的检测电路和测速软件等。
- 转速闭环转差频率控制的变压变频调速是基于异步电动机稳态模型的转速闭环控制系统。

5.6.1 转差频率控制的基本概念及特点

- 异步电动机恒气隙磁通的电磁转矩公式

将

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

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

$$= 4.44 \frac{\omega_1}{2\pi} N_s k_{Ns} \Phi_m = \frac{1}{\sqrt{2}} \omega_1 N_s k_{Ns} \Phi_m$$

转差频率控制的基本概念及特点

- 代入电磁转矩公式，得

$$T_e = \frac{3}{2} n_p N_s^2 k_{Ns}^2 \Phi_m^2 \frac{s \omega_1 R_r'}{R_r'^2 + s^2 \omega_1^2 L_{lr}'^2}$$

- 电机结构常数

$$K_m = \frac{3}{2} n_p N_s^2 k_{Ns}^2$$

转差频率控制的基本概念及特点

- 定义转差角频率 $\omega_s = s\omega_1$
- 电磁转矩
$$T_e = K_m \Phi_m^2 \frac{\omega_s R_r'}{R_r'^2 + (\omega_s L_{lr}')^2}$$
- 转差率s较小，转矩可近似表示

$$T_e \approx K_m \Phi_m^2 \frac{\omega_s}{R_r'}$$

转差频率控制的基本思想

- 保持气隙磁通不变，在 s 值较小的稳态运行范围内，异步电动机的转矩就近似与转差角频率成正比。
- 在保持气隙磁通不变的前提下，可以通过控制转差角频率来控制转矩，这就是转差频率控制的基本思想。

转差频率控制的基本思想

- 临界转差 $\omega_{sm} = \frac{R'_r}{L'_{lr}} = \frac{R_r}{L_{lr}}$

- 最大转矩（临界转矩）

$$T_{em} = \frac{K_m \Phi_m^2}{2L'_{lr}}$$

转差频率控制的基本思想

- 要保证系统稳定运行，必须使

$$\omega_s < \omega_{sm}$$

- 在转差频率控制系统中，系统允许的最大转差频率小于临界转差频率

$$\omega_{s\max} < \omega_{sm} = \frac{R_r}{L_{lr}}$$

转差频率控制的基本规律

- 用转差频率来控制转矩，是转差频率控制的基本规律之一。

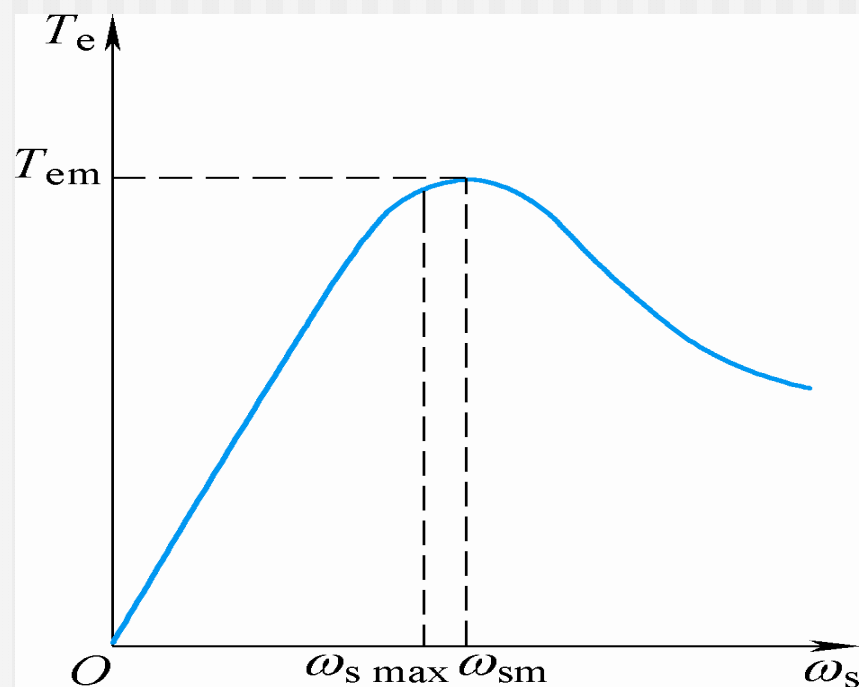


图5-42 恒气隙磁通控制的机械特性

转差频率控制的基本思想

- 如何保持气隙磁通恒定，是转差频率控制系统要解决的第二个问题。
- 保持气隙磁通恒定，异步电动机定子电压

$$\dot{U}_s = \dot{I}_s (R_s + j\omega_1 L_{ls}) + \dot{E}_g = \dot{I}_s (R_s + j\omega_1 L_{ls}) + \left(\frac{\dot{E}_g}{\omega_1} \right) \omega_1$$

- 必须采用定子电压补偿控制，以抵消定子电阻和漏抗的压降。

转差频率控制的基本思想

- 定子电压补偿应该是幅值和相位的补偿，但控制系统复杂。
- 忽略电流相量相位变化的影响，仅采用幅值补偿，则电压-频率特性为

$$\begin{aligned} U_s &= f(\omega_1, I_s) = \sqrt{R_s^2 + (\omega_1 L_{ls})^2} I_s + E_g \\ &= Z_{ls}(\omega_1) I_s + \left(\frac{E_{gN}}{\omega_{1N}} \right) \omega_1 = Z_{ls}(\omega_1) I_s + C_g \omega_1 \end{aligned}$$

$$\text{其中 } C_g = \frac{E_{gN}}{\omega_{1N}} = \text{常数}$$

转差频率控制的基本思想

- 高频时，定子漏抗压降占主导地位，可忽略定子电阻，简化为

$$U_s = f(\omega_1, I_s) \approx \omega_1 L_{ls} I_s + E_g = \omega_1 L_{ls} I_s + C_g \omega_1$$

电压—频率特性近似呈线性；

- 低频时，定子电阻的影响不可忽略，曲线呈现非线性性质。

转差频率控制的基本思想

- 高频时，近似呈线性；
- 低频时，呈非线性。

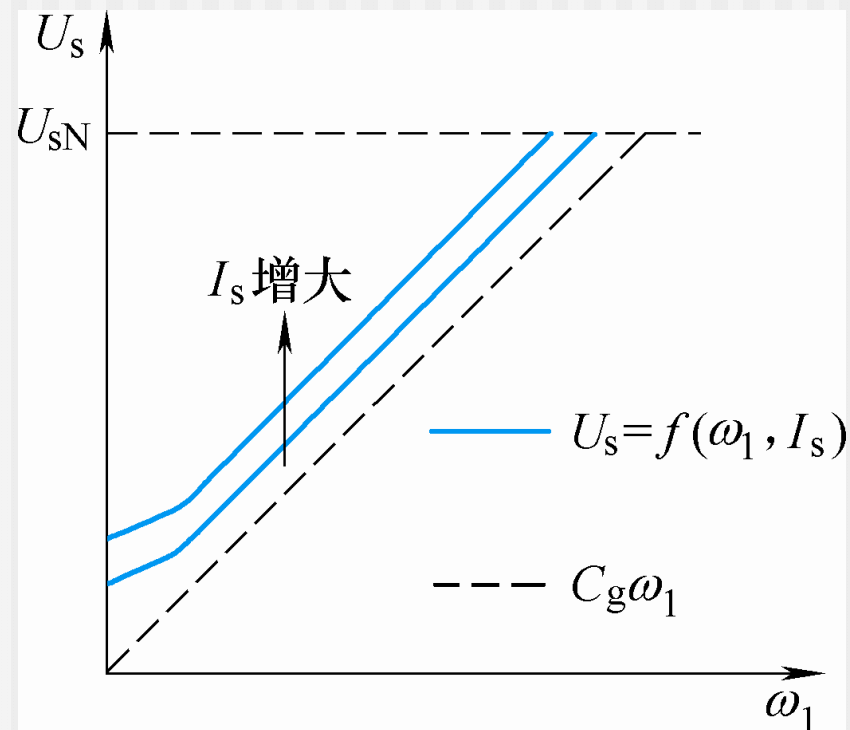


图5-43 定子电压补偿控制的电压-频率特性

转差频率控制的规律

- 转矩基本上与转差频率成正比，条件是气隙磁通不变，且

$$\omega_s \leq \omega_{sm}$$

- 在不同的定子电流值时，按定子电压补偿控制的电压-频率特性关系控制定子电压和频率，就能保持气隙磁通恒定。

5.6.2 转差频率控制系统结构及性能分析

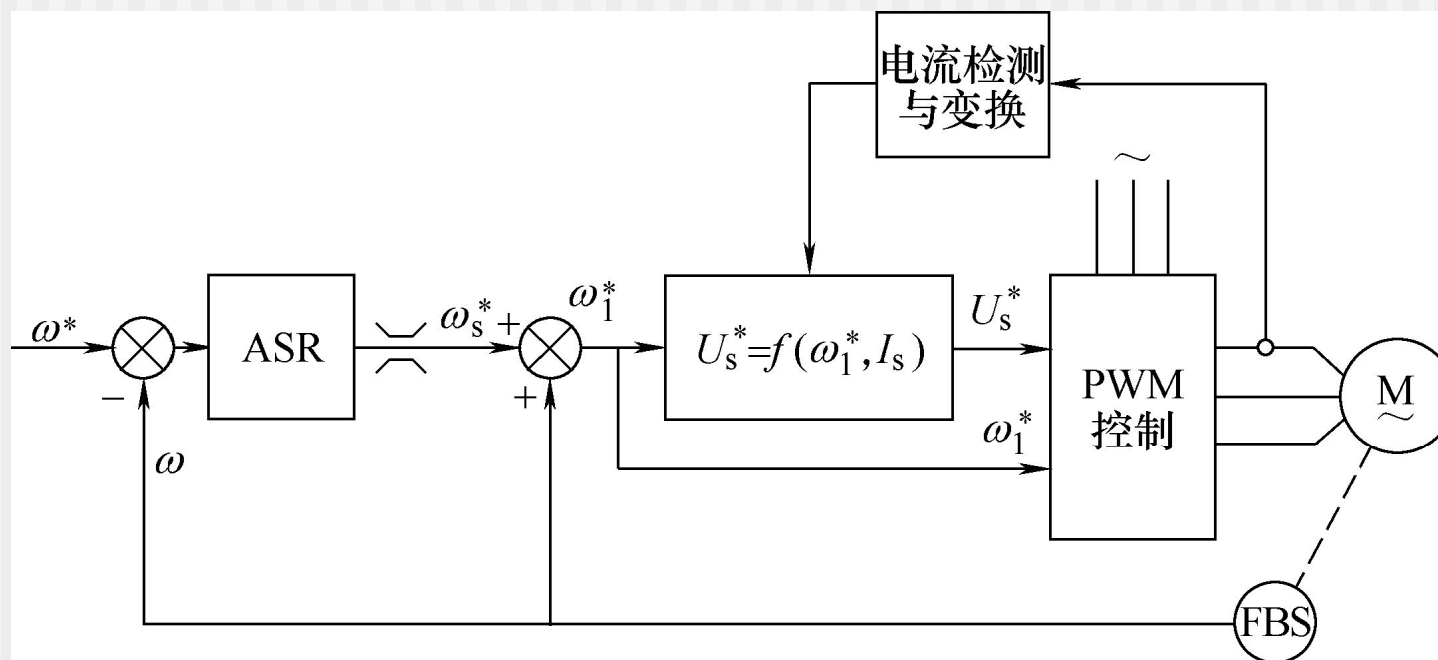


图5-44 转差频率控制的转速闭环变压变频调速系统结构原理图

系统结构

两个转速反馈:

- 转速外环为负反馈，**ASR**为转速调节器，一般选用**PI**调节器，转速调节器**ASR**的输出转差频率给定相当于电磁转矩给定。
- 内环为正反馈，将转速调节器**ASR**的输出信号转差频率给定与实际转速相加，得到定子频率给定信号

$$\omega_1^* = \omega_s^* + \omega$$

系统结构

- 由于正反馈是不稳定结构，必需设置转速负反馈外环，才能使系统稳定运行。

- 由给定频率和定子电流求得定子电压给定

$$U_s^* = f(\omega_1^*, I_s)$$

U_s^* 、 ω_1^* 控制**PWM**变频器。

起动过程

- 在 $t=0$ 时，突加给定，转速调节器ASR很快进入饱和，输出为限幅值，转速和电流尚未建立，给定定子频率

$$\omega_1^* = \omega_{s \max}$$

- 定子电压

$$U_s = C_g \omega_{s \max}$$

起动过程

- 当 $t=t_1$ 时，电流达到最大值，起动电流等于最大的允许电流

$$I_{s\max} = I_{sQ} \approx I'_{rQ} = \frac{E_g / \omega_1}{\sqrt{\left(\frac{R'_r}{\omega_{s\max}}\right)^2 + L_{lr}'^2}} = \frac{C_g}{\sqrt{\left(\frac{R'_r}{\omega_{s\max}}\right)^2 + L_{lr}'^2}}$$

- 起动转矩等于系统最大的允许输出转矩

$$T_{e\max} = T_{eQ} \approx 3n_p \left(\frac{E_g}{\omega_1}\right)^2 \frac{\omega_{s\max}}{R'_r} = 3n_p C_g^2 \frac{\omega_{s\max}}{R'_r}$$

起动过程

- 随着电流的建立和转速的上升，定子电压和频率上升，转差频率不变

$$\omega_s = \omega_{s \max}$$

起动电流和起动转矩也不变，电动机在允许的最大输出转矩下加速运行。

- 转差频率控制变压变频调速系统通过最大转差频率间接限制了最大的允许电流。

起动过程

- 当 $t=t_2$ 时，转速达到给定值，**ASR**开始退饱和，转速略有超调后，到达稳态

$$\omega = \omega^*$$

- 定子电压频率

$$\omega_1 = \omega + \omega_s$$

- 转差频率与负载有关

起动过程

- 与直流调速系统相似，起动过程可分为转矩上升、恒转矩升速与转速调节三个阶段。
- 在恒转矩升速阶段内，转速调节器**ASR**不参与调节，相当于转速开环，在正反馈内环的作用下，保持加速度恒定。
- 转速超调后，**ASR**退出饱和，进入转速调节阶段，最后达到稳态。

加载过程

- 系统已进入稳定运行，转速等于给定值，电磁转矩等于负载转矩

$$\omega = \omega^* \quad T_e = T_L$$

- 定子电压频率 $\omega_1 = \omega + \omega_s$

- 负载转矩增大为 T_L'

加载过程

- 在负载转矩的作用下转速下降，正反馈内环的作用使定子电压频率下降，但在外环的作用下，给定转差频率上升，定子电压频率上升，电磁转矩增大，转速回升，到达新的稳态。

$$\omega = \omega^* \quad T_e = T_L' > T_L$$

$$\omega_1' = \omega + \omega_s' > \omega_1 = \omega + \omega_s$$

起动过程

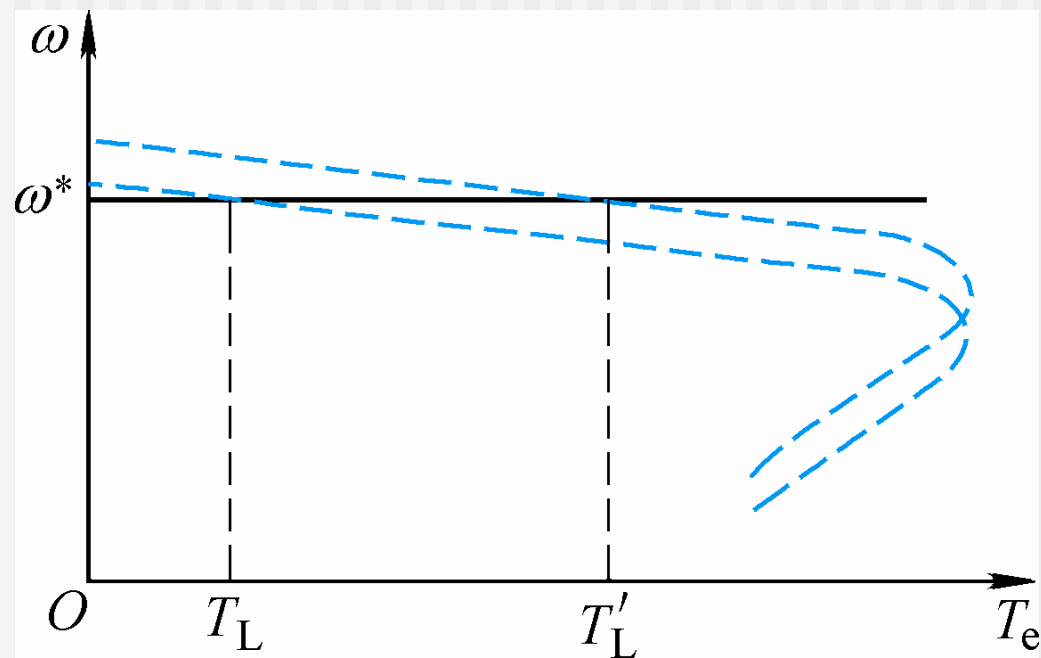


图5-45 转差频率控制的转速闭环变压变频调速系统静态特性

5.6.3 最大转差频率的计算

- 从理论上说，只要使系统最大的允许转差频率小于临界转差频率，

$$\omega_{s \max} < \omega_{sm} = \frac{R_r}{L_{lr}}$$

就可使系统稳定运行，并通过转差频率来控制电磁转矩。

最大转差频率的计算

- 最大转差频率与起动电流和起动转矩有关。

- 允许的过流倍数 $\lambda_I = \frac{I_{sq}}{I_{sN}}$

- 要求的起动转矩倍数 $\lambda_T = \frac{T_{eq}}{T_{eN}}$

最大转差频率的计算

- 使系统具有一定的重载起动和过载能力，且起动电流小于允许电流，则最大转差频率

$$\frac{R_r' \lambda_T T_{eN}}{3n_p C_g^2} < \omega_{s \max} < \frac{\lambda_I R_r' I_{sN}}{\sqrt{C_g^2 - (\lambda_I L_{lr}' I_{sN})^2}}$$

- 根据起动转矩倍数确定最大转差频率，然后，由最大转差频率求得过流倍数，并由此确定变频器主回路的容量。

5.6.4 转差频率控制系统的特点

转差频率控制系统突出的特点或优点

- 转差角频率与实测转速相加后得到定子频率。在调速过程中，实际频率随着实际转速同步地上升或下降，加、减速平滑。
- 在动态过程中转速调节器**ASR**饱和，系统以对应于最大转差频率的最大转矩起、制动，并限制了最大电流，保证了在允许条件下的快速性。

5.6.4 转差频率控制系统的特点

- 转速闭环转差频率控制的交流变压变频调速系统的性能还不能完全达到直流双闭环系统的水平，其原因如下：

- （1）转差频率控制系统是基于异步电动机稳态模型的，所谓的“保持磁通恒定”的结论也只在稳态情况下才能成立。在动态中难以保持磁通恒定，这将影响到系统的动态性能。

5.6.4 转差频率控制系统的特点

(2) 压频函数中只抓住了定子电流的幅值，没有控制到电流的相位，而在动态中电流的相位也是影响转矩变化的因素。

(3) 频率与转速同步升降，这本是转差频率控制的优点。然而，如果转速检测信号不准确或存在干扰，也就会直接给频率造成误差，因为所有这些偏差和干扰都以正反馈的形式毫无衰减地传递到频率控制信号上来了。

5.6.4 转差频率控制系统的特点

- 要进一步提高异步电动机调速性能，必须从异步电动机动态模型出发，研究其控制规律，高动态性能的异步电动机调速系统将在第6章作详细的讨论。