

电力拖动自动控制系统 —运动控制系统

第2篇 交流调速系统

交流电动机优点：（尤其是笼型感应电动机）
结构简单，坚固耐用，成本低，制造、维护容易，效率高等。

问题：



交流拖动如此优越，为什么交流调速系统直到最近四十年才发展起来？

- 现在借助新兴的电力电子技术、微处理器，很好地解决交流调速系统存在的问题，使交流传动系统成为主要的传动装置。

一、为什么要开发交流调速系统？

直流拖动系统的缺点：

- (1) 直流电机结构复杂；
- (2) 换向器的换向能力限制了直流电机的容量及速度，极限容量与速度乘积为 $10^6 \text{kW} \cdot \text{r/min}$ ；
- (3) 换向火花限制了直流电机的使用环境；
- (4) 直流电机效率低，转子发热多；
- (5) 维护麻烦。

交流调速系统的难点和复杂性

□ 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，

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

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。

二、交流拖动控制系统的应用领域

主要有三个方面：

- 一般性能的节能调速
- 高性能的交流调速系统和伺服系统
- 特大容量、极高转速的交流调速

1. 一般性能的节能调速

在过去大量的所谓“不变速交流拖动”中，风机、水泵等通用机械的容量几乎占工业电力拖动总容量的一半以上，其中有不少场合并不是不需要调速，只是因为过去的交流拖动本身不能调速，不得不依赖挡板和阀门来调节送风和供水的流量，因而把许多电能白白地浪费了。

一般性能的节能调速（续）

如果换成交流调速系统，把消耗在挡板和阀门上的能量节省下来，每台风机、水泵平均都可以节约 20 ~ 30% 以上的电能，效果是很可观的。

且风机、水泵的调速范围和对动态快速性的要求都不高，只需要一般的调速性能。

2. 高性能的传动控制和伺服系统

许多在工艺上需要调速的生产机械过去多用直流拖动，鉴于交流电机比直流电机结构简单、成本低廉、工作可靠、维护方便、惯量小、效率高，如果改成交流拖动，显然能够带来不少的效益。

但是，由于交流电机原理上的原因，其电磁转矩难以像直流电机那样通过电枢电流施行灵活的实时控制。

20世纪70年代初发明了矢量控制技术，或称磁场定向控制技术，通过坐标变换，把交流电机的定子电流分解成转矩分量和励磁分量，用来分别控制电机的转矩和磁通，就可以获得和直流电机相仿的高动态性能，从而使交流电机的调速技术取得了突破性的进展。

其后，又陆续提出了直接转矩控制、解耦控制等方法，形成了一系列可以和直流调速系统相媲美的高性能交流调速系统和交流伺服系统。

3. 特大容量、极高转速的应用领域

直流电机的换向能力限制了它的容量转速积不超过 $10^6 \text{ kW} \cdot \text{r} / \text{min}$ ，超过这一数值时，其设计与制造就非常困难了。

交流电机没有换向器，不受这种限制，因此：

特大容量的电力传动设备，如厚板轧机、矿井卷扬机等；

极高转速的电力传动设备，如高速磨头、离心机等；

——采用交流调速

三、交流调速系统的主要类型

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，每类电机调速系统又有不同的类型。

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

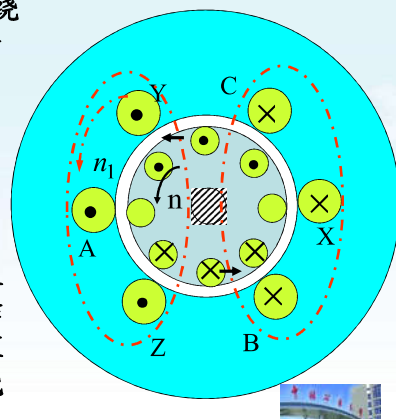
补充内容：三相异步电动机的工作原理

1. 转动原理

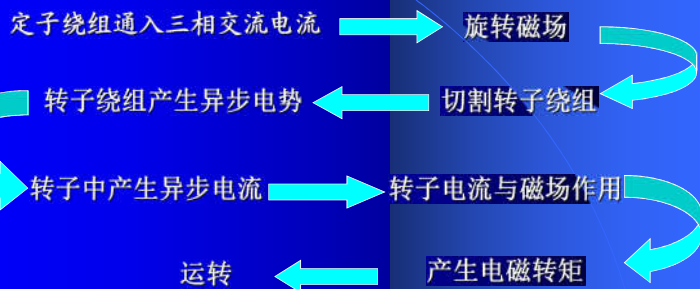
(1) 电生磁：三相对称绕组通入三相对称电流产生圆形旋转磁场。

(2) 磁生电：旋转磁场切割转子导体感应电动势和电流。

(3) 电磁力：转子载流（有功分量电流）体在磁场作用下受电磁力作用，形成电磁转矩，驱动电动机旋转，将电能转化为机械能。



三相异步电动机的工作原理



2. 转差率

同步转速与转子转速之差与同步转速的比值称为转差率，用 s 表示，即：

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

转差率是异步电机的一个基本物理量，它反映电机的各种运行情况。

转差率与电机运行关系:

转子未转动时, $n = 0, s = 1$;

电机理想空载时, $n \approx n_1, s \approx 0$.

作为电动机, 转速在 $0 \sim n_1$ 范围内变化, 转差率在 $0 \sim 1$ 范围内变。

负载越大, 转速越低, 转差率越大; 反之, 转差率越小。转差率的大小能够反映电机的转速大小或负载大小。电机的转速为: $n = (1 - s)n_1$

额定运行时, 转差率一般在 $0.01 \sim 0.06$ 之间, 即电机转速接近同步速。



3. 异步电动机的三种运行状态

根据转差率的大小和正负, 异步电机有三种运行状态

状态	电动	电磁制动	发电
实现	定子绕组接对称电源	外力使电机沿磁场反方向旋转	外力使电机快速旋转
转速	$0 < n < n_1$	$n < 0$	$n > n_1$
转差率	$0 < s \leq 1$	$s > 1$	$s < 0$
电磁转矩	拖动	制动	制动
能量关系	电能转变为机械能	电能和机械能变成内能	机械能转变为电能



1. 异步电动机调速

异步电动机功率:

电动机从定子传输到转子侧的

电磁功率:

$$P_m = P_{mech} + P_s$$

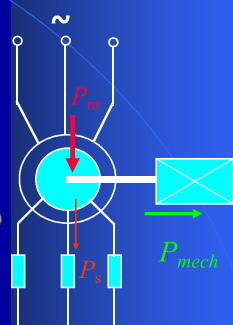
拖动负载的有效功率 (机械功率)

$$P_{mech} = (1 - s)P_m$$

传输给转子电路的转差功率

$$P_s = sP_m$$

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \times 100\%$$



从能量转换的角度看, 在调速过程中转差功率是否增大, 能量是被消耗掉还是得到利用, 是评价调速系统效率高低的标志。

◆ 按转差功率将异步电动机的调速系统分成三类。

(1) 转差功率消耗型 (定子降电压、转子串电阻)

- 全部转差功率都转换成热能消耗在转子回路中。
- 以增加转差功率的消耗来换取转速降低 (恒转矩负载时), 越到低速效率越低。
- 结构简单, 设备成本少, 还有一定的应用价值。

(2) 转差功率馈送型 (串级调速、双馈调速, 第八章)

- 转差功率一部分被消耗掉, 大部分则通过变流装置回馈给电网或转化成机械能予以利用。
- 效率较高, 只能采用绕线转子电动机。

(3) 转差功率不变型（变压变频调速）

- 变压变频调速，转子铜损基本不变，转子电路中没有附加的损耗，效率最高。
- 须配置与电动机容量相当的变压变频器，设备成本最高。
- 变极对数调速也是转差功率不变型调速系统，属于有级调速。

2. 同步电动机调速

- ◆ 同步电动机没有转差，也就没有转差功率，所以同步电动机调速系统只能是转差功率不变型。
- ◆ 而同步电动机转子极对数是固定的，只能靠变压变频调速。

同步电机的转速公式：

$$n = n_1 = 60 f_1 / n_p$$

目前高端伺服领域同步电动机占主导！！

- ◆ 从频率控制的方式来看，同步电动机调速可分为他控变频调速和自控变频调速两类。
- ◆ 自控变频调速利用检测转子磁极位置信号来控制变压变频装置换相，又称作无换向器电动机调速，或无刷直流电动机调速。

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）

6.1 异步电动机稳态数学模型和调速方法

6.1.1 异步电动机稳态数学模型

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。

1. 异步电动机稳态等效电路

- 在三个假定条件下：
 - ①忽略空间和时间谐波，（各电压电流均为正弦量）
 - 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：

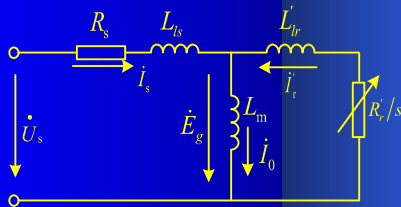


图6-1 异步电动机T型等效电路

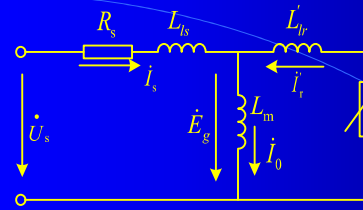
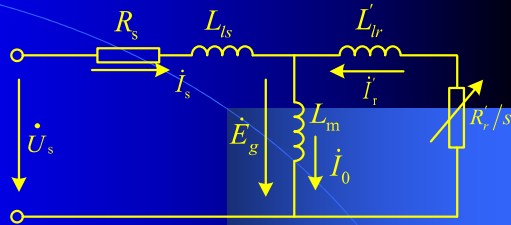


图6-1 异步电动机T型等效电路

- R_s 、 R_r' 一定子每相电阻和折合到定子侧的转子每相电阻；
- L_{ls} 、 L_{lr}' 一定子每相漏感和折合到定子侧的转子每相漏感；
- L_m 一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 、 ω_1 一定子相电压和电源角频率；
- s —转差率。

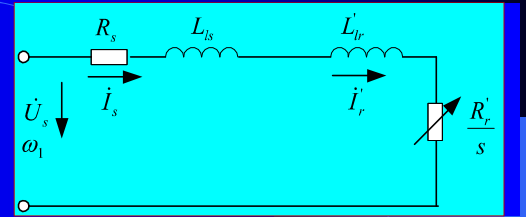


- 转子相电流（折合到定子侧）

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

式中

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



忽略励磁电流（ $L_m \gg L_{ls}$ ）

- 简化等效电路的相电流

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

2. 异步电动机的机械特性方程

异步电动机传递的电磁功率 $P_m = \frac{3I_r'^2 R_r'}{s} = \omega_{m1} T_e$

同步机械角速度 $\omega_{m1} = \frac{2\pi n_1}{60} = \frac{2\pi \cdot 60 f_1}{60 n_p} = \frac{\omega_1}{n_p}$

异步电动机的电磁转矩（机械特性方程式）

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

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

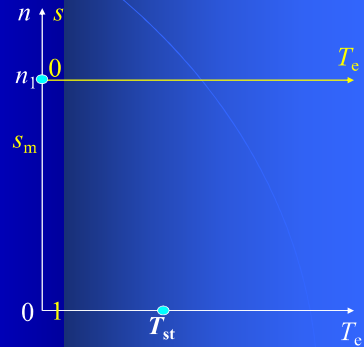
$$T_e = \frac{3n_p U_s^2 R_r' s}{\omega_1 \left[(sR_s + R_r')^2 + s^2 \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2 \right]}$$

- 画出异步电动机机械特性曲线：

- 机械特性曲线关键点：

(1) 当 $s = 0$ 即 $n = n_1$ （同步转速）， $T_e = 0$ ，

(2) 当 $s = 1$ 即 $n = 0$ ， $T_e = T_{st}$ （启动转矩），



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

(3) 转折点:

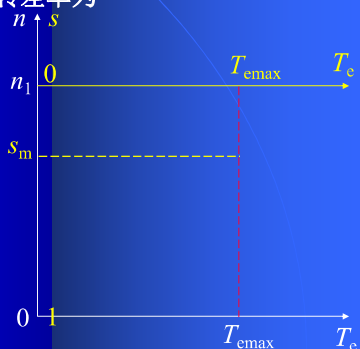
对s求导, 并令 $\frac{dT_e}{ds} = 0$ 可得:

◆ **临界转差率**: 对应最大转矩的转差率为

$$s_m = \frac{R_r'}{\sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2}}$$

◆ **最大转矩**, 又称**临界转矩**为

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

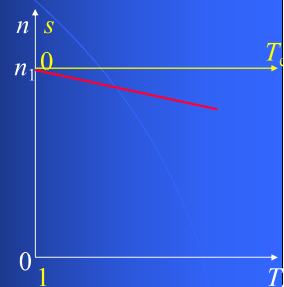


$$T_e = \frac{3n_p U_s^2 R_r' s}{\omega_1 \left[(sR_s + R_r')^2 + s^2 \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2 \right]}$$

将机械特性方程式分母展开

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

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



(4) 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。

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

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

(5) 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。

• 机械特性曲线

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**。

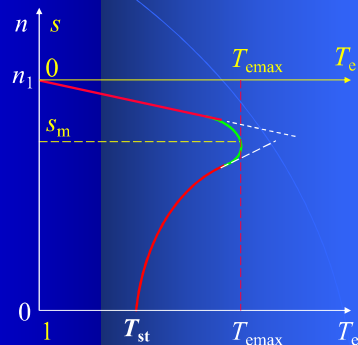


图6-3 恒压恒频时异步电机的机械特性

6.1.2 异步电动机调速方法

由异步电动机的机械特性方程式

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

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)。

本章重点讲**调压调速**和**变压变频调速**

注意: 每种调速方法的机械特性, 工作效率!

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**。

6.2.1 异步电动机调压调速的主电路

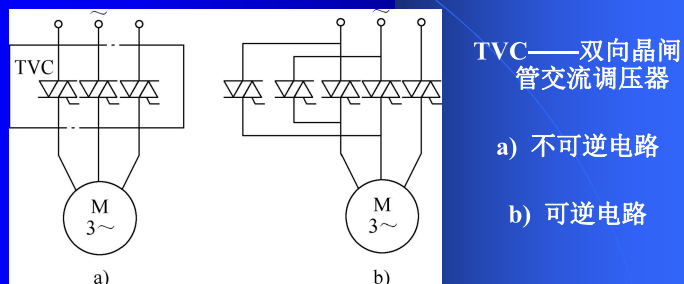
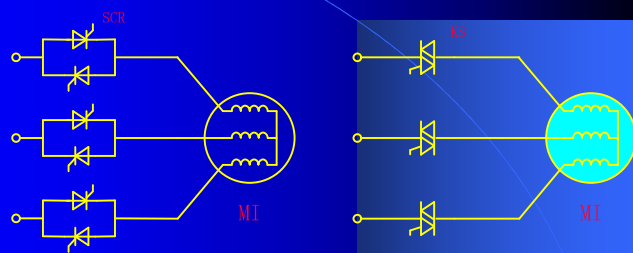
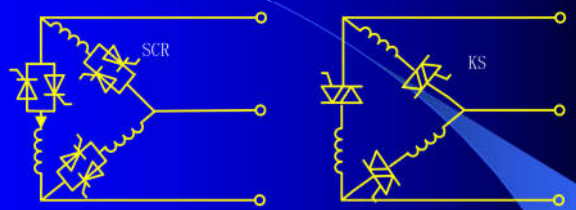


图6-4 晶闸管交流调压器调速

晶闸管交流调压器的主电路接法有以下几种方式：



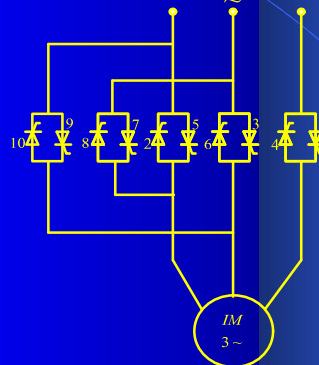
a) 电机绕组Y联接时的三相分支双向电路



b) 电机绕组Δ联接时的三相△形双向电路

三相交流晶闸管调压器主电路接法

电机正、反转运行时的主电路如图所示，正转时1~6晶闸管工作；反转时1、4、7~10晶闸管工作。另外，利用下图的电路还可以实现电机的反接制动和能耗制动。



晶闸管交流调压调速系统正、反转和制动电路

6.2.2 异步电动机调压调速的特性

1、调压调速机械特性：

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

U_s 可调

- 电磁转矩与定子电压的平方成正比

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

变压时：

- 理想空载 ($T_L = 0$) 转速保持为同步转速不变

$$n_0 = n_1 = \frac{60 f_1}{n_p}$$

- ◆ 启动转矩 ($s = 1$) :

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

- 随定子电压的减小而成平方比地下降。

- ◆ 临界转差率保持不变

$$s_m = \frac{R_r'}{\sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2}}$$

- ◆ 临界转矩

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

- 随定子电压的减小成平方比地下降。

改变定子供电电压，可以得到不同的人为异步电动机机械特性曲线，如图所示。

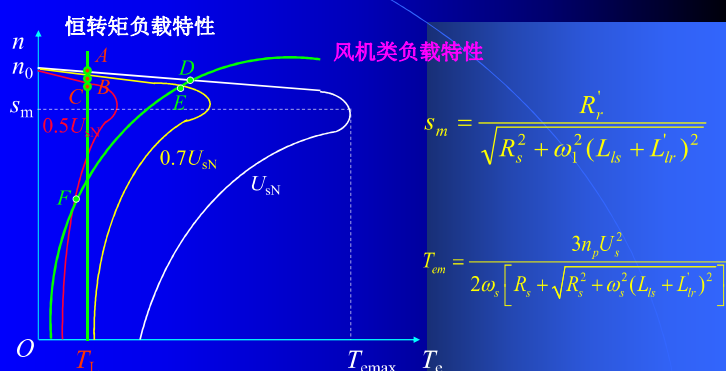


图6-5 异步电动机调压调速的机械特性

临界转矩随电压成平方关系下降，恒转矩负载下带载能力急剧下降！！

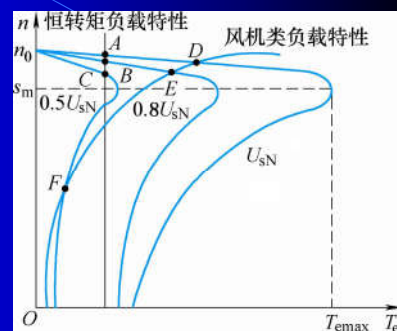


图6-5 异步电动机调压调速的机械特性

异步电动机调压调速性能变差原因分析

- 异步电动机以磁场能为媒介把电能转换成机械能
- 要从磁场入手分析输出转矩减小的原因
- 直流电动机有独立励磁，可是异步电动机磁场怎么分析？

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

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

异步电动机调压调速基本特征：

- 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

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

随定子电压的降低而减小，属于弱磁调速。

交流力矩电机

$$s_m = \frac{R'_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_s + L'_r)^2}}$$

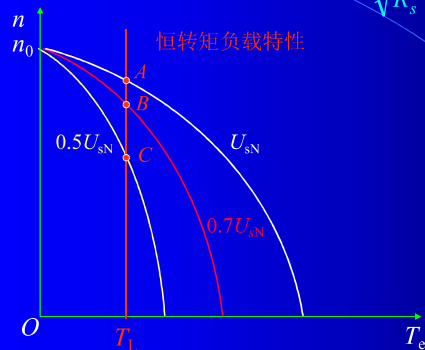


图6-6 高转子电阻电动机（交流力矩电机）在不同电压下的机械特性

- 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。

2、调压调速的效率：

带恒转矩负载工作时，输入的电磁功率为

$$P_m = \omega_{m1} T_L = \frac{\omega_1 T_L}{n_p} \quad \omega_1, T_L \text{ 均为常数}$$

故输入的电磁功率恒定不变，与转速无关。

输出的机械功率为：

$$P_{mech} = \omega_m T_L = (1-s) \frac{\omega_1 T_L}{n_p}$$

输出的机械功率随着转差率的增加即转速的下降而减小。

转差功率为：

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

转差功率随着转差率的加大而增加。

所以：

- 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。
- 调压调速时速度越低效率越差。

晶闸管交流调压调速系统特点：

主要优点：线路简单、调压装置体积小、价格低廉、使用维修方便；

主要缺点：在低速运行时，电机的损耗大，电机发热严重，效率也随之降低。

为了得到较好的调速精度和较宽的调速范围，通常采用带转速负反馈的闭环控制。

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。

1. 系统组成

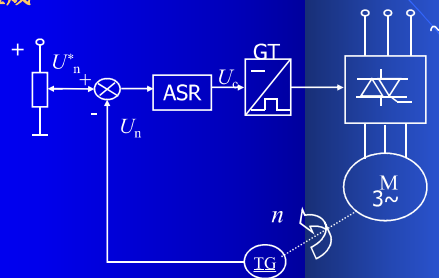


图6-7 带转速负反馈闭环控制的交流调压调速系统

2. 闭环控制系统静特性

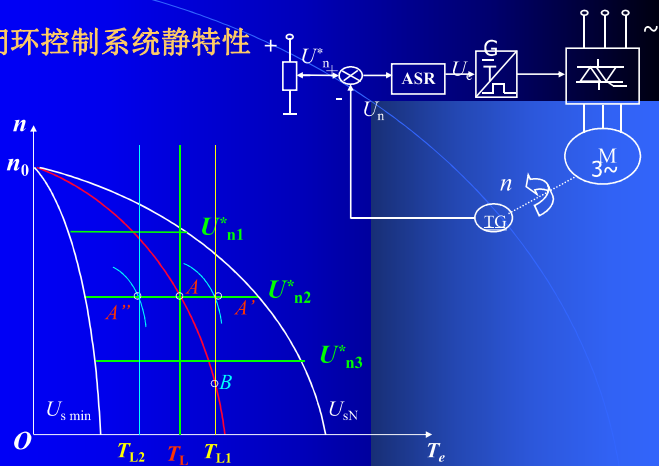
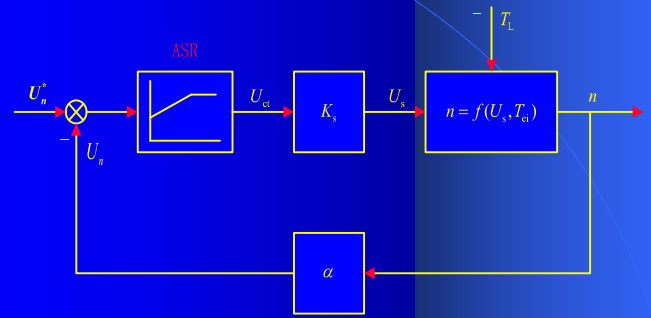


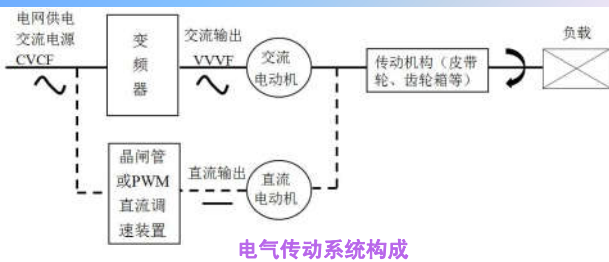
图6-8 闭环控制变频调速系统的静特性

由图6-7可以得到系统的静态结构图，如图所示：



异步电动机调压调速系统静态结构图

6.3 异步电动机变频调速



电气传动系统构成

变频器的输入是电网来的恒压恒频（CVCF）交流电，输出是电压和频率都可变的交流电（VVVF）。所以，变频器就是一种将工频交流电（三相或单相）变换成电压和频率都可连续变化的交流电源变换装置，以供给交流电动机实现软启动和变频调速。

变频调速

- 变频调速的基本原则和基本原理
- 变频调速机械特性如何变化？
- 临界转矩如何变化？
- 变频调速时转差功率怎么变？

6.3.1 变频调速的基本原理

- ◆ 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。

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

- ◆ 异步电动机的实际转速为：

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

$$\text{稳态速降} \quad \Delta n = sn_1$$

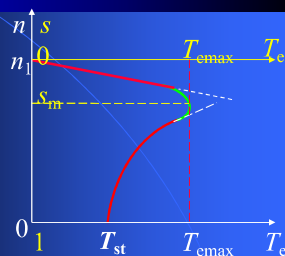


图6-3 恒压恒频时异步电动机的机械特性

随负载大小变化

单独变频可以吗？

- 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！！！！

最好是保持每极磁通量为额定值不变。



1 基频以下调速

当频率从额定值向下调节时，使

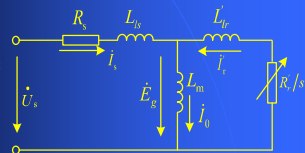
$$\frac{E_g}{f_1} = 4.44 N_s k_{N_s} \Phi_m = \text{常值}$$

●基频以下应采用电动势频率比为恒值的控制方式。

$$\dot{U}_s = \dot{I}_s(R_s + j\omega L_s) + \dot{E}_g \approx 4.44 f_1 N_s k_{N_s} \Phi_m$$

$$\frac{U_s}{f_1} = \text{常值}$$

——恒压频比的控制方式



$$\dot{U}_s = (R_s + j\omega L_s)\dot{I}_s + \dot{E}_g \quad U_s \approx E_g = 4.44 f_1 N_s k_{N_s} \Phi_m$$

□ 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。仍按照 $U/f = \text{const}$ ，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

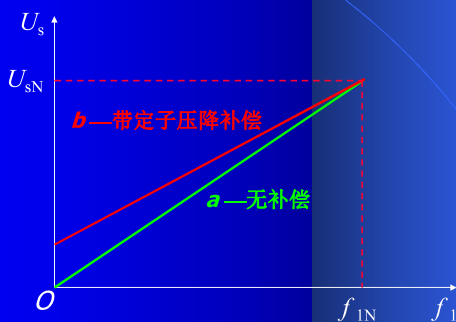


图6.4 恒压频比控制特性

2. 基频以上调速

定子电压不能随之升高，最多只能保持额定电压不变：

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

——弱磁调速

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**。

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**”。

$$P_m = T_e \omega_{m1}$$

变压变频控制特性

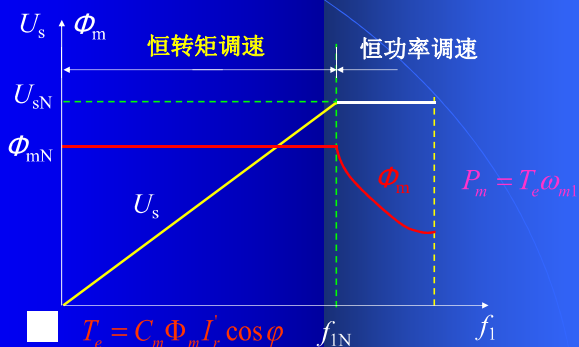


图6-10 异步电机变压变频调速的控制特性

6.3.2 变压变频调速的机械特性

1、基频以下采用恒压频比控制的机械特性

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

异步电动机机械特性方程式改写为：

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

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

启动转矩： • 当 $s=1$ 时：

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

随着频率的降低而增加。

临界转差率： $s_m = \frac{R_r'}{\sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2}}$

• 临界转矩

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

临界转矩 T_{em} 随着 ω_1 的降低而减小。

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

当 s 很小时，忽略分母中含 s 各项： $T_e = 3n_p \left(\frac{U_s}{\omega_1} \right)^2 \frac{s \omega_1}{R_r'}$

由上式可得： $s \omega_1 \approx \frac{R_r' T_e}{3n_p \left(\frac{U_s}{\omega_1} \right)^2}$

$$\Delta n = s n_1 = \frac{60}{2\pi n_p} s \omega_1 \approx \frac{10 R_r' T_e}{\pi n_p^2} \left(\frac{\omega_1}{U_s} \right)^2 \propto T_e$$

转速降落

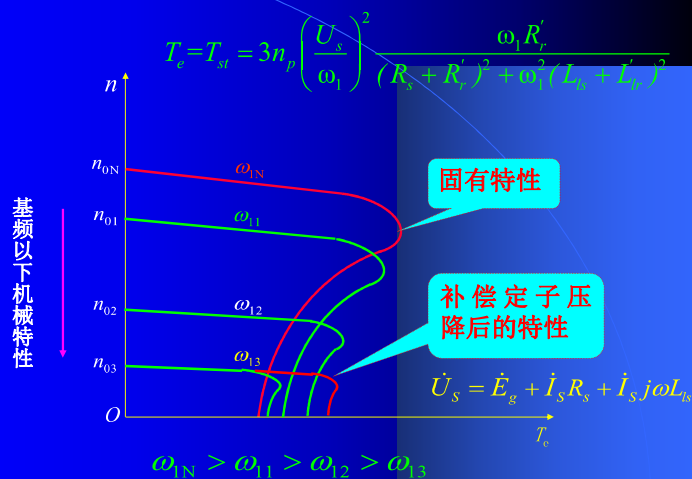
• 带负载时的转速降落

$$\Delta n = s n_1 = \frac{60}{2\pi n_p} s \omega_1 \approx \frac{10 R_r' T_e}{\pi n_p^2} \left(\frac{\omega_1}{U_s} \right)^2 \propto T_e \quad (6-31)$$

U_s/ω_1 为恒值时，对于同一转矩 T_e ， Δn 基本不变。

注：在恒压频比的条件下改变频率 ω_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。

• 基频以下恒压频比控制变频调速机械特性曲线



◆ 恒压频比控制转差功率:

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

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

与转速无关，故称作转差功率不变型。

2. 基频以上调速(恒压变频)的机械特性

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

● 临界转矩表达式

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

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

恒压变频控制频率上调时临界转矩、临界转差率均有所下降。

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

● 当s很小时，忽略上式分母中含s各项:

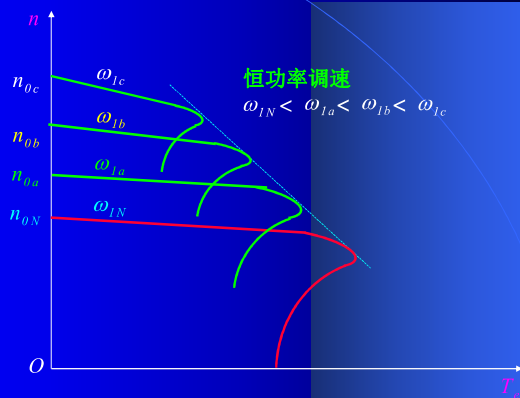
$$T_e \approx 3n_p \frac{U_{sN}^2}{\omega_1} \frac{s}{R'_r} \quad s\omega_1 \approx \frac{R'_r T_e \omega_1^2}{3n_p U_{sN}^2}$$

● 带负载时的转速降落

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

带负载时的转速降落随频率上升而加大。

● 对于相同的电磁转矩，频率越大，转速降落越大，机械特性越软。



基频以上恒压变频调速的机械特性

由此可见，当角频率提高时，同步转速随之提高，最大转矩减小，机械特性上移，而形状基本不变，如图所示。

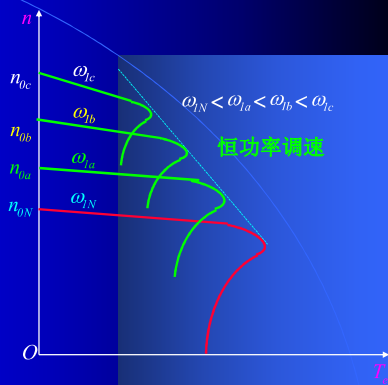


图5-11 基频以上恒压变频调速的机械特性

● 基频以上调速转差功率

$$P_s = sP_m = s\omega_{m1} T_e \approx \frac{R'_r T_e^2 \omega_1^2}{3n_p^2 U_{sN}^2}$$

● 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

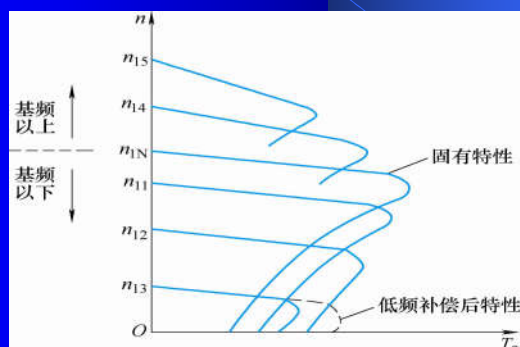


图6-11 异步电动机变压变频调速机械特性

变压变频调速小结

- 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。

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。

基频以下电压补偿控制

三种磁通

定子磁通在定子每相绕组中的感应电动势 $E_s = 4.44 f_1 N_s k_{N_s} \Phi_{ms}$

气隙磁通在定子每相绕组中的感应电动势 $E_g = 4.44 f_1 N_s k_{N_s} \Phi_m$

转子磁通在转子每相绕组中的感应电动势 $E_r' = 4.44 f_1 N_s k_{N_s} \Phi_{mr}$

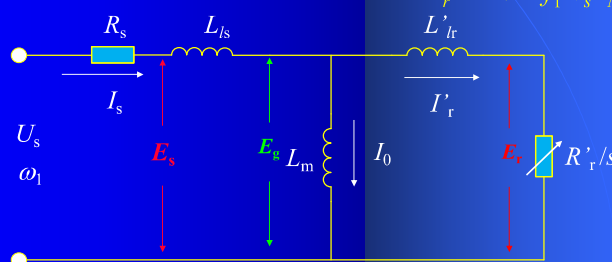


图6-12 异步电动机等值电路和感应电动势

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，即可保持定子磁通恒定。

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

- 问题：控制上如何实现？

(1) 控制方式

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

- 保持定子磁通恒定：

$$E_s / f_1 = \text{常值}$$

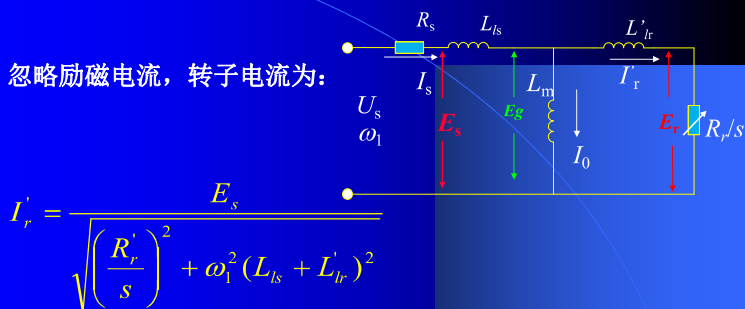
定子电动势不好直接控制，能够直接控制的只有定子电压，按

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

- 补偿定子电阻压降，就能够得到恒定子磁通。

(2) 恒定磁通控制的机械特性

忽略励磁电流，转子电流为：



电磁转矩为：

$$T_e = \frac{P_m}{\omega_{m1}} = \frac{3n_p}{\omega_1} I_r'^2 \frac{R_r'}{s}$$

恒定磁通控制的机械特性方程式为：

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

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

当s很小时，忽略分母中含s各项：

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

则：

$$s \omega_1 \approx \frac{R_r' T_e}{3n_p \left(\frac{E_s}{\omega_1}\right)^2}$$

$$\Delta n = s n_1 = \frac{60}{2\pi n_p} s \omega_1 \approx \frac{10 R_r' T_e}{\pi n_p^2} \left(\frac{\omega_1}{E_s}\right)^2$$

由上式可见：同一负载转矩，转速降落与频率无关。

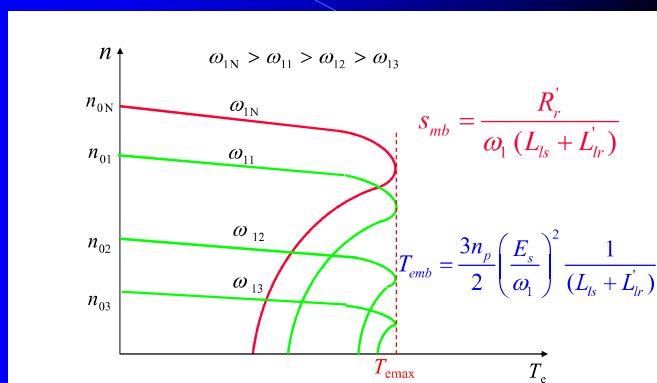
变频调速时恒定磁通控制的机械特性与恒压频比控制的机械特性变化规律一样，都是平行下移的。

临界转矩和临界转差率分别为：

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

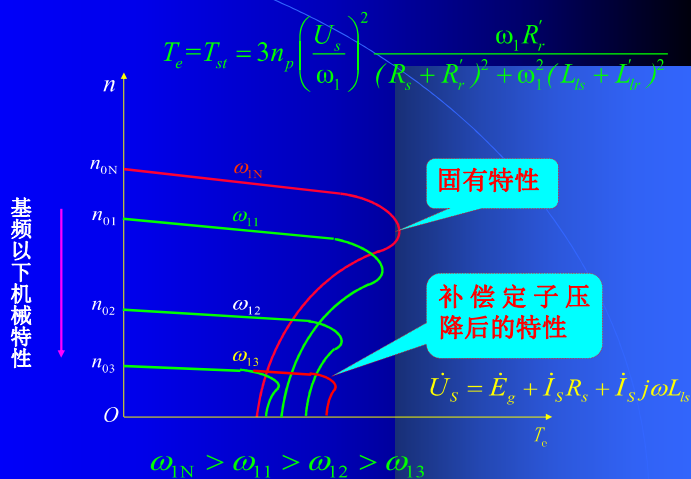
$$s_{mb} = \frac{R_r'}{\omega_1 (L_{ls} + L_{lr}')}$$

恒定磁通 (E_s/ω_1) 控制时变频调速的机械特性



注：当频率变化即调频调速时，临界转矩恒定不变。

基频以下恒压频比控制变频调速机械特性曲线



恒定磁通临界转差率

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

临界转矩

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

比较可知：

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

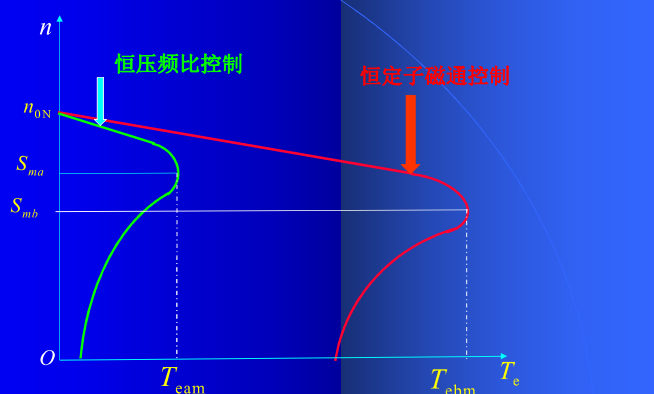
恒压频比临界转差率

$$s_{ma} = \frac{R_r'}{\sqrt{R_s^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L_{lr}')^2}}$$

恒压频比临界转矩

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

恒压频比与恒定子磁通控制的机械特性比较



2. 恒气隙磁通 (E_g/ω_1) 控制

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

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

- 定子电压

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

- 除了补偿定子电阻压降外, 还应补偿定子漏抗压降。

- 转子电流

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

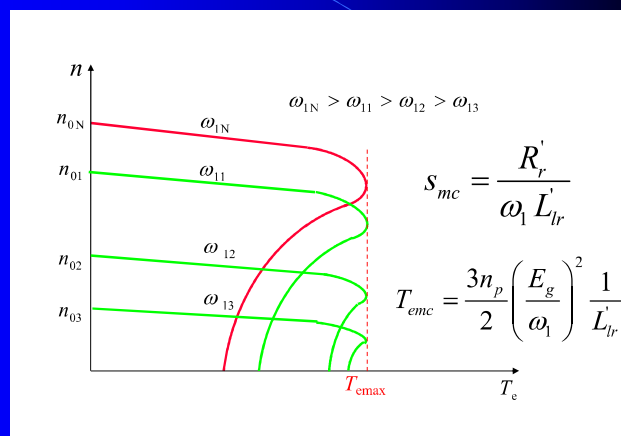
- 恒气隙磁通 (E_g/ω_1) 电磁转矩:

$$T_e = \frac{P_m}{\omega_{m1}} = \frac{3n_p}{\omega_1} I_r'^2 \frac{R_r'}{s}$$

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

变频调速时恒气隙磁通控制的机械特性与恒定子磁通控制的机械特性变化规律一样, 都是平行下移的。

恒气隙磁通 (E_g/ω_1) 控制时变频调速的机械特性



恒气隙磁通与恒定子磁通控制的机械特性比较

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

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

- 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。

3. 恒转子磁通 (E_r/ω_1) 控制

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

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

- 定子电压

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

- 除了补偿定子电阻压降外, 还应补偿定子和转子漏抗压降。

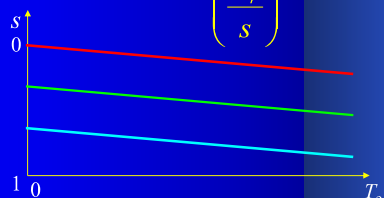
- 转子电流

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

- 恒转子磁通 (E_r/ω_1) 控制机械特性方程式为

$$T_e = \frac{P_m}{\omega_{m1}} = \frac{3n_p}{\omega_1} I_r'^2 \frac{R_r'}{s}$$

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



- 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。

4. 不同电压—频率协调控制方式时的机械特性比较

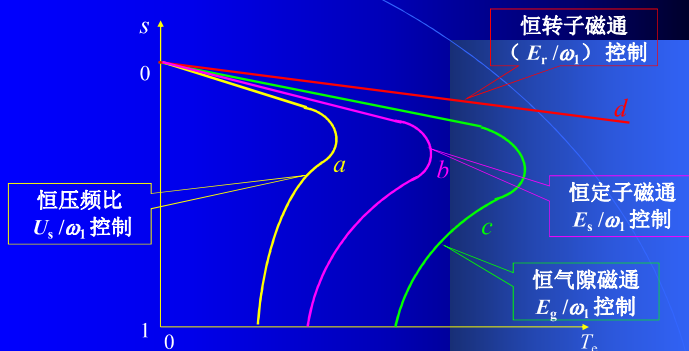


图6-13 异步电动机在不同控制方式下的机械特性

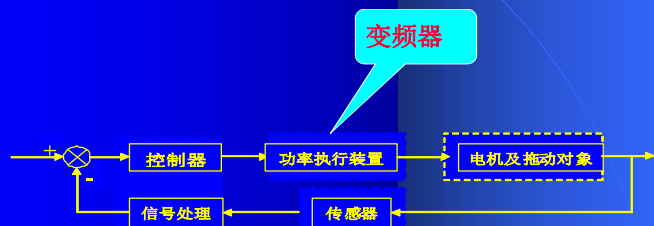
小结

- 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，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。

如前所述，对于异步电机的变压变频调速，必须具备能够同时控制电压幅值和频率的交流电源，而电网提供的是恒压恒频的电源，因此应该配置**变压变频器**，又称**VVVF (Variable Voltage Variable Frequency)**装置。

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，一般称为**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)



注：由变频器供电的异步电机驱动系统

变频器结构示意图

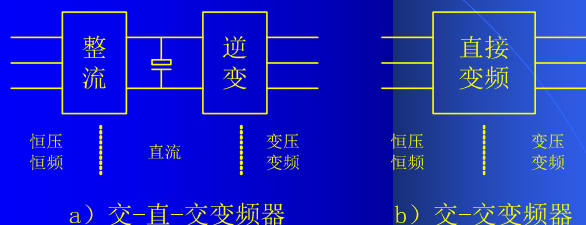
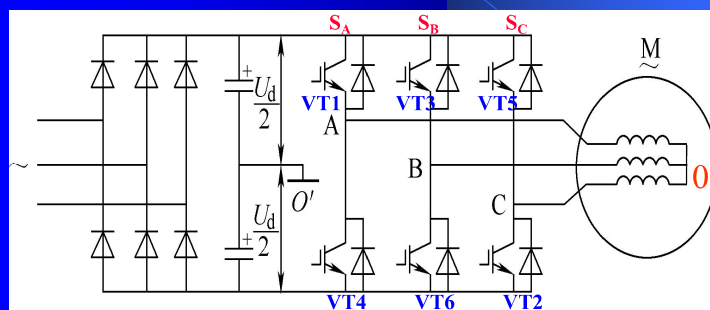


图6-14

6.4.1 交-直-交PWM变频器主回路

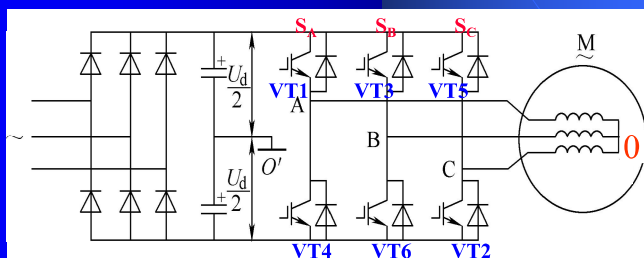
(1) 电路结构



交-直-交变频器主回路结构图

(2) 特点

- 主回路只有一套可控功率级，具有结构简单、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**。



交-直-交变频器主回路结构图

直流母线

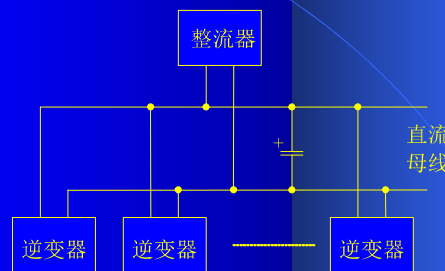


图6-16 直流母线方式的变频器主回路结构图

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(SPWM)技术

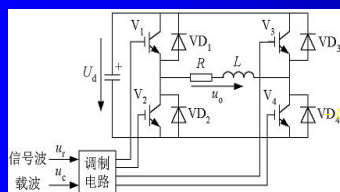
- 以频率与期望的输出电压波相同的正弦波作为调制波，以频率比期望波高得多的等腰三角波作为载波。
- 由它们的**交点**确定逆变器开关器件的通断时刻，从而获得**幅值相等、宽度按正弦规律变化的脉冲序列**，这种调制方法称作**正弦波脉宽调制** (Sinusoidal pulse Width Modulation, 简称SPWM)。

一、调制法

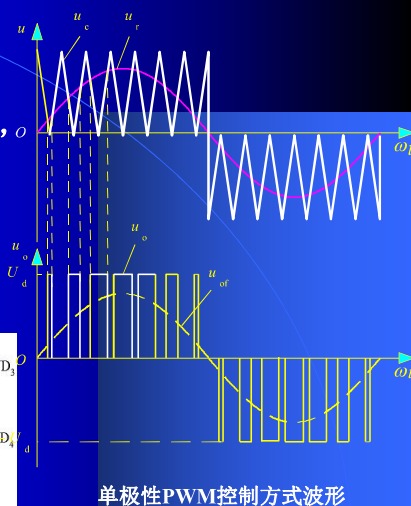
◆单极性PWM控制方式

调制信号 u_r 为正弦波，

载波 u_c 在 u_r 的正半周为**正**极性的三角波，在 u_r 的负半周为**负**极性的三角波。



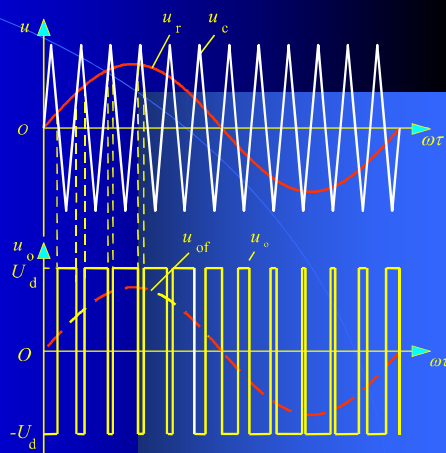
单相桥式PWM逆变电路



单极性PWM控制方式波形

◆双极性PWM控制方式：

在 u_r 的半个周期内，三角波载波有正有负，所得的PWM波也是有正有负，在 u_r 的一个周期内，输出的PWM波只有 $\pm U_d$ 两种电平。



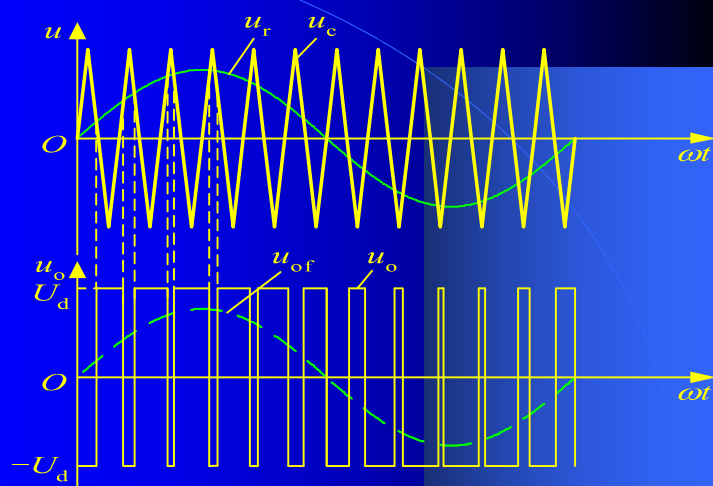
双极性PWM控制方式波形

二、采样法

◆自然采样法

自然采样法在正弦波和三角波的自然交点时刻控制功率开关器件的通断，这种生成SPWM波形的方法称为**自然采样法**。

双极性PWM控制方式 自然采样法



◆规则采样法

■规则采样法

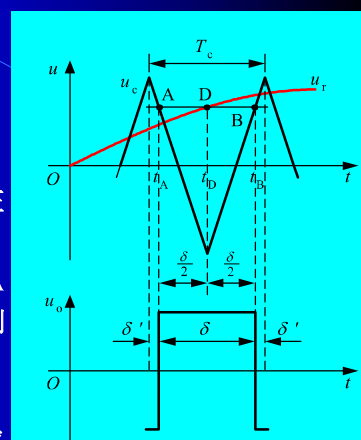
是一种应用较广的**工程实用方法**，其效果接近自然采样法，但计算量却比自然采样法小得多。

◆规则采样法说明

取三角波两个正峰值之间为一个采样周期 T_c ，使每个脉冲的中点都以相应的三角波中点（即负峰点）为对称。

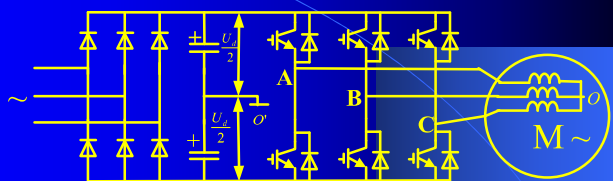
在三角波的负峰时刻 t_0 对正弦信号波采样而得到D点，过D点作一水平直线和三角波分别交于A点和B点，在A点时刻 t_A 和B点时刻 t_B 控制功率开关器件的通断。

可以看出，用这种规则采样法得到的**脉冲宽度 δ** 和用自然采样法得到的脉冲宽度非常接近。



规则采样法

电动机中性点o与电源中性点o'的电压



$$u_{oo'} = \frac{\frac{u_A}{z} + \frac{u_B}{z} + \frac{u_C}{z}}{3} \quad u_{oo'} = \frac{u_A + u_B + u_C}{3}$$

◆ 电动机每相绕组的电压为: $u_{AO} = u_{AO'} - u_{OO'}$

◆ 电源输出的线电压为: $u_{AB} = u_{AO'} - u_{BO'}$

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

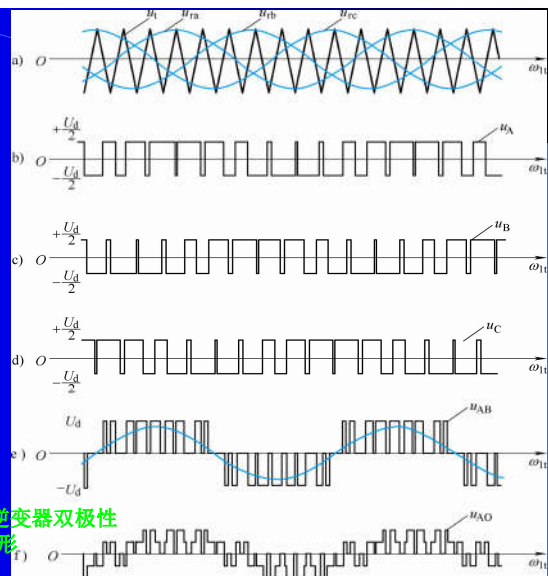


图6-17 三相PWM逆变器双极性SPWM波形

6.4.4 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。

电流滞环跟踪控制原理图

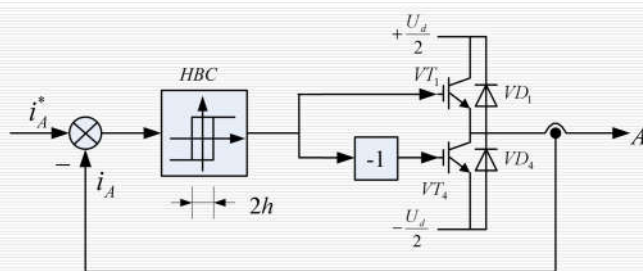
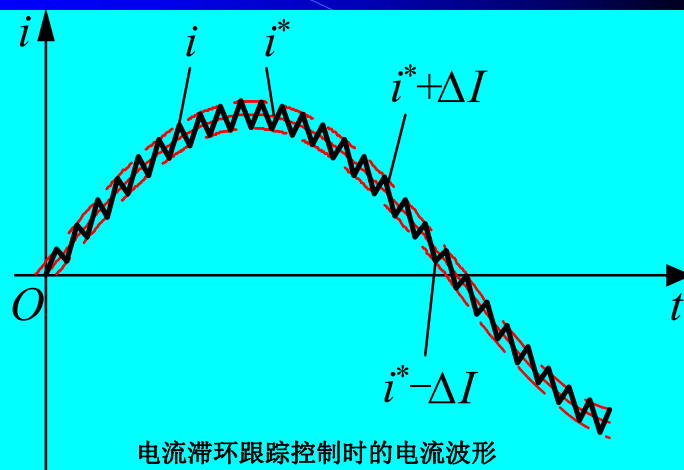


图6-19 电流滞环跟踪控制的A相原理图

- 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。

- 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。

滞环比较方式的指令电流和输出电流



电流滞环跟踪控制时的电流波形

电流滞环控制时的相电流和逆变器输出端电压波形

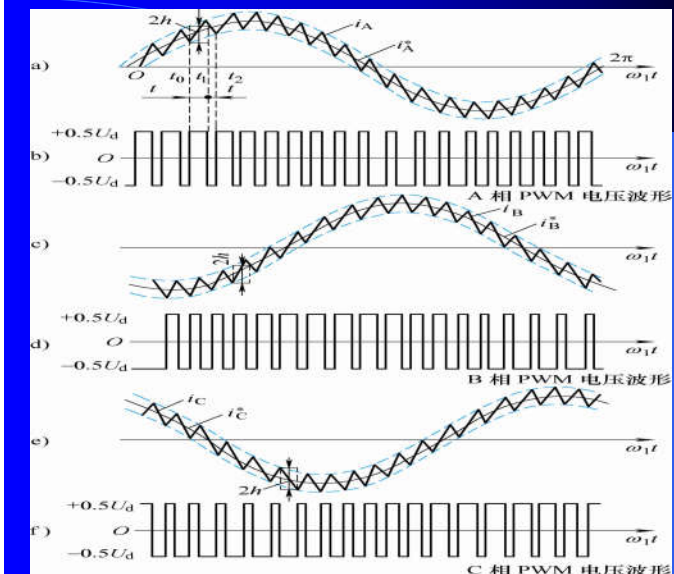
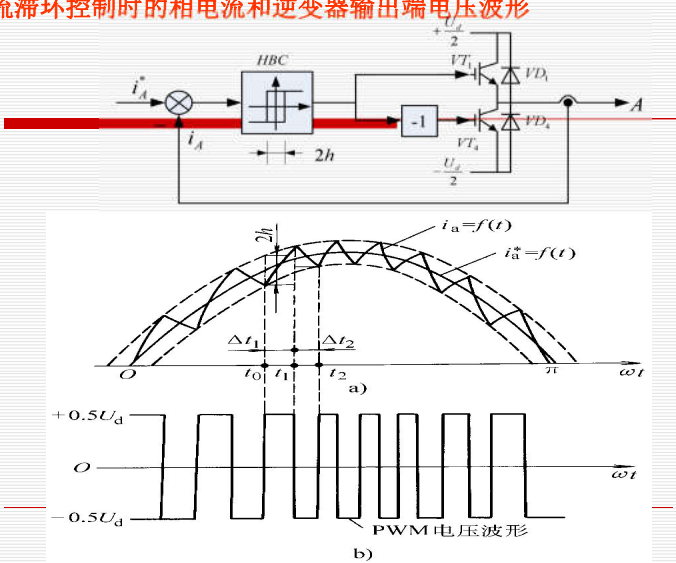
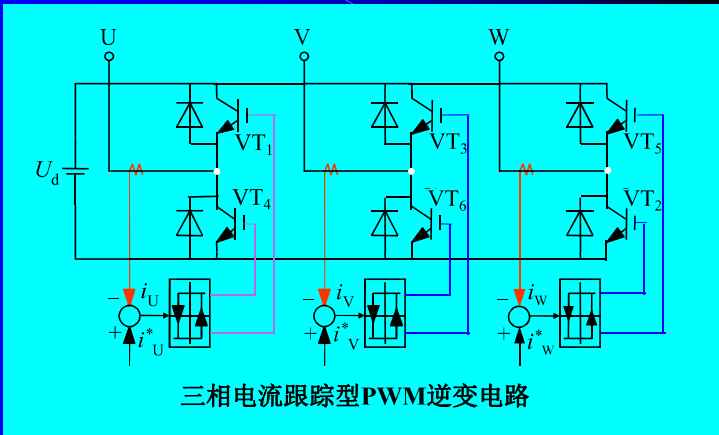


图6-20 电流滞环跟踪控制时的三相电流波形与电压 PWM 波形

●三相电流跟踪型PWM逆变电路



三相电流跟踪型PWM逆变电路

- 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。

经典的SPWM控制主要着眼于使变压变频器的输出电压尽量接近正弦波，并未顾及输出电流的波形。而电流滞环跟踪控制CFPWM则直接控制输出电流，使之在正弦波附近变化，这就比只要求正弦电压前进了一步。然而交流电动机需要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。

6.4.5 电压空间矢量PWM控制技术
(磁链跟踪控制技术)

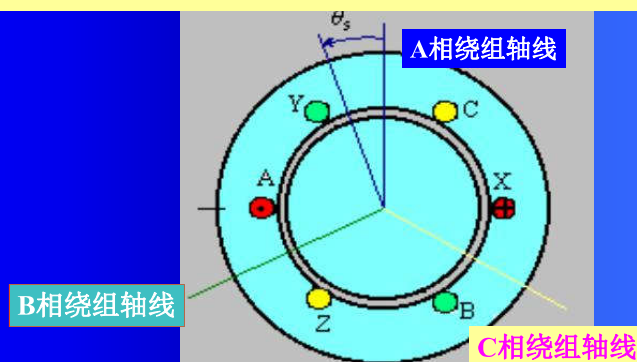
- 把逆变器和交流电动机视为一体，以圆形旋转磁场为目标来控制逆变器的工作，这种控制方法称作“磁链跟踪控制”。
- 磁链轨迹的控制是通过交替使用不同的电压空间矢量实现的，所以又称“电压空间矢量PWM (SVPWM, Space Vector PWM) 控制”。

主要内容

- ◆ 电压空间矢量的定义
- ◆ 电压空间矢量与磁链空间矢量的关系
- ◆ 两电平逆变器基本电压空间矢量
- ◆ 正六边形空间旋转磁场的形成
- ◆ 如何利用电压空间矢量得到近似圆形的旋转磁场

通有三相对称电流时三相绕组的磁动势

以A相绕组的轴线处作为坐标原点，以ABC相序作为空间电角度 θ_s 的正方向



空间互差 120° 角度，时间互差 120° 角度

1、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！）
- ◆ 时间相量（随时间作某种规律变化）

定义三相定子电压空间矢量

$$u_{AO} = k u_{AO}$$

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

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

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

瞬时电压！！

k为待定系数

三相电压空间矢量的合成

在某一时刻

$$u_{AO} > 0$$

$$u_{BO} > 0$$

$$u_{CO} < 0$$

的合成矢量为：

$$u_s = u_{AO} + u_{BO} + u_{CO}$$

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

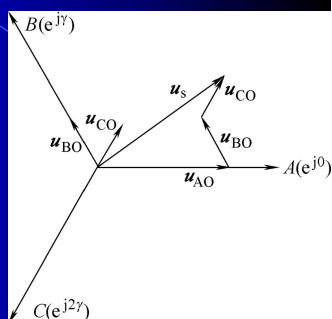


图6-21 电压空间矢量

三相定子电流空间矢量

$$i_s = i_{AO} + i_{BO} + i_{CO}$$

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

三相定子磁链空间矢量

$$\psi_s = \psi_{AO} + \psi_{BO} + \psi_{CO}$$

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

空间矢量功率表达式

$$\begin{aligned}
 p' &= \operatorname{Re}(\mathbf{u}_s \mathbf{i}_s^*) \\
 &= \operatorname{Re}[k^2(u_{AO} + u_{BO}e^{j\gamma} + u_{CO}e^{j2\gamma})(i_{AO} + i_{BO}e^{-j\gamma} + i_{CO}e^{-j2\gamma})] \\
 &= k^2(u_{AO}i_{AO} + u_{BO}i_{BO} + u_{CO}i_{CO}) \\
 &\quad + k^2 \operatorname{Re}[(u_{AO}i_{BO}e^{-j\gamma} + u_{AO}i_{CO}e^{-j2\gamma} + u_{BO}i_{AO}e^{j\gamma} \\
 &\quad + u_{BO}i_{CO}e^{-j\gamma} + u_{CO}i_{AO}e^{j2\gamma} + u_{CO}i_{BO}e^{j\gamma})] \\
 \text{考虑到 } i_{AO} + i_{BO} + i_{CO} &= 0 \quad \gamma = \frac{2\pi}{3} \quad \cos \gamma = \cos 2\gamma \\
 &= \operatorname{Re}[(u_{AO}i_{BO}e^{-j\gamma} + u_{AO}i_{CO}e^{-j2\gamma} + u_{BO}i_{AO}e^{j\gamma} + u_{BO}i_{CO}e^{-j\gamma} + u_{CO}i_{AO}e^{j2\gamma} + u_{CO}i_{BO}e^{j\gamma})] \\
 &= -(u_{AO}i_{AO} + u_{BO}i_{BO} + u_{CO}i_{CO}) \cos \gamma \\
 &= \frac{1}{2}(u_{AO}i_{AO} + u_{BO}i_{BO} + u_{CO}i_{CO})
 \end{aligned}$$

●则空间矢量功率:

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

●而三相瞬时功率为:

$$p = u_{AO}i_{AO} + u_{BO}i_{BO} + u_{CO}i_{CO}$$

●即有:

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

●按空间矢量功率与三相瞬时功率相等的原则

应有: $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$

●则可得空间矢量表达式:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{u}_s &= \sqrt{\frac{2}{3}}(u_{AO} + u_{BO}e^{j\gamma} + u_{CO}e^{j2\gamma}) \\
 \mathbf{i}_s &= \sqrt{\frac{2}{3}}(i_{AO} + i_{BO}e^{j\gamma} + i_{CO}e^{j2\gamma}) \\
 \boldsymbol{\psi}_s &= \sqrt{\frac{2}{3}}(\psi_{AO} + \psi_{BO}e^{j\gamma} + \psi_{CO}e^{j2\gamma})
 \end{aligned}$$

●当定子相电压为三相对称正弦电压时, 三相电压合成矢量为:

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

●即 \mathbf{u}_s 是一个以电源角频率 ω_1 为角速度作恒速旋转的空间矢量, 幅值为:

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

推论:

在三相对称正弦电压供电时, 若电动机转速已稳定, 则定子电流和磁链的空间矢量也是幅值恒定, 以电源角频率 ω_1 为电气角速度在空间作恒速旋转的矢量。

2、电压空间矢量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

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

●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

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

当三相交流电动机由三相平衡的正弦电压供电时，定子磁链的幅值恒定，其空间矢量以恒速旋转，磁链矢量顶端的运动轨迹呈圆形（一般简称为磁链圆）。定子磁链旋转矢量可用下式表示：

$$\begin{aligned}\psi_s &= \psi_s e^{j(\omega_1 t + \phi)} \\ u_s &\approx \frac{d}{dt}(\psi_s e^{j(\omega_1 t + \phi)}) \\ &= j\omega_1 \psi_s e^{j(\omega_1 t + \phi)} = \omega_1 \psi_s e^{j(\omega_1 t + \frac{\pi}{2} + \phi)}\end{aligned}\tag{6-70}$$

表明，当磁链幅值 ψ_m 一定时， u_s 的大小与供电电压频率 f_1 成正比，其方向则与磁链矢量正交，即磁链圆的切线方向。

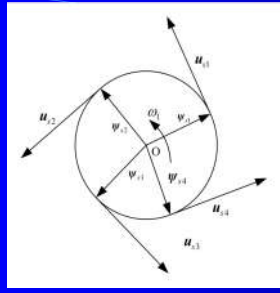


图6-22 圆形旋转磁场与电压空间矢量的运动轨迹

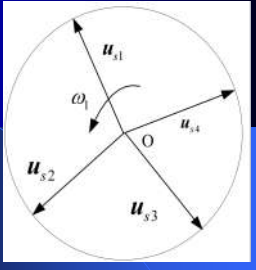
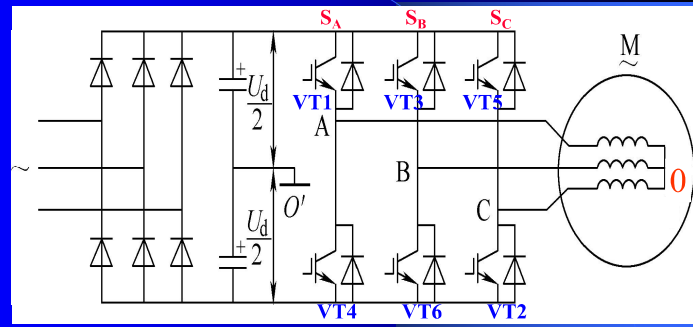


图6-23 电压矢量圆轨迹

当磁链矢量在空间旋转一周时，电压空间矢量也连续地按磁链圆的切线方向旋转了 2π 弧度，即电压矢量的轨迹与磁链圆重合。这样，产生电动机圆形旋转磁场的轨迹问题就可转化为如何选择合适的电压空间矢量的问题。

● 逆变器供电的电机能否得到圆形旋转磁场呢？

3、PWM逆变器输出基本电压空间矢量

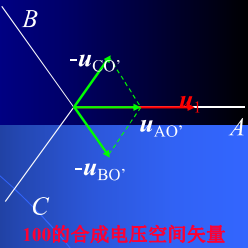
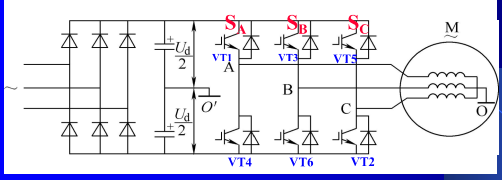


交-直-交变频器主回路结构图

开关状态表

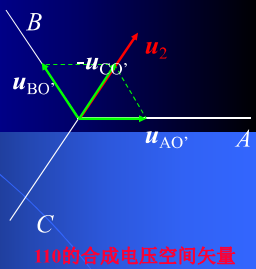
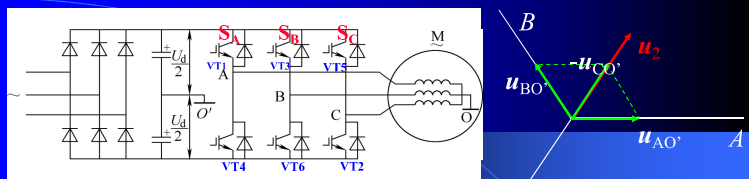
序号	开关状态	开关代码
1	VT ₆ VT ₁ VT ₂	100
2	VT ₁ VT ₂ VT ₃	110
2	VT ₂ VT ₃ VT ₄	010
4	VT ₃ VT ₄ VT ₅	011
5	VT ₄ VT ₅ VT ₆	001
6	VT ₅ VT ₆ VT ₁	101
7	VT ₁ VT ₃ VT ₅	111
8	VT ₂ VT ₄ VT ₆	000

● PWM逆变器共有8种工作状态



(1) 当 $(S_A \ S_B \ S_C) = (1 \ 0 \ 0)$

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



(2) 当 $(S_A \ S_B \ S_C) = (1 \ 1 \ 0)$

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

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

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

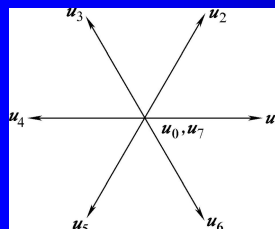
$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U_d}{2} (1 + j\sqrt{3}) = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\frac{\pi}{3}}$$

Ud的合成电压空间矢量

依此类推，可得8个基本电压空间矢量：

$$u_k = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\frac{k-1}{3}\pi}$$

$k=1 \sim 6,$



	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

●6个有效工作矢量 $u_1 \sim u_6$ 空间互差 $\frac{\pi}{3}$ 幅值为 $\sqrt{\frac{2}{3}} U_d$
 ●2个零矢量 u_0, u_7

4. 正六边形空间旋转磁场的形成

●6个有效工作矢量 $u_1 \sim u_6$

6个有效工作矢量依次作用，每个矢量作用时间为

$$\omega_1 \Delta t = \frac{2\pi}{6} \quad \Delta t = \frac{\pi}{3\omega_1}$$

即每个有效电压空间矢量作用了 $\frac{\pi}{3}$ 角度，

6个有效工作矢量完成一个周期T。

输出基波电压角频率：

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

$$u_s \approx \frac{d\psi_s}{dt}$$

在 Δt 时间内， u_s 保持不变，定子磁链矢量的增量 为：

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

$$\Delta\psi_s(k) = u_s(k) \Delta t$$

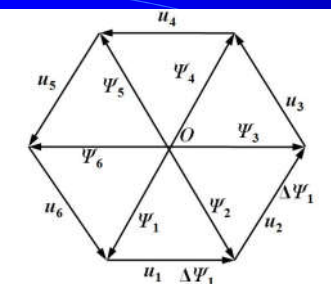
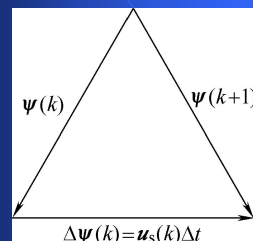
$$= \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \Delta t \cdot e^{j\frac{(k-1)\pi}{3}}$$

$k=1,2,3,4,5,6$

定子磁链矢量的运动轨迹为：

$$\psi_s(k+1) = \psi_s(k) + \Delta\psi_s(k)$$

$$= \psi_s(k) + u_s(k) \Delta t$$



六拍阶梯波供电时电压空间矢量与磁链空间矢量

当逆变器以六拍阶梯波给三相交流电动机供电时，逆变器工作状态按照：

$S_1(100) \rightarrow S_2(110)$
 $\rightarrow S_3(010) \rightarrow S_4(011)$
 $\rightarrow S_5(001) \rightarrow S_6(101)$

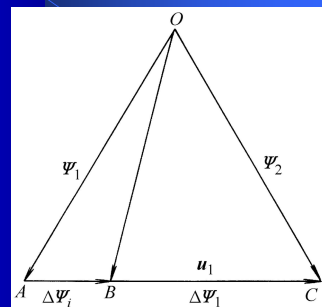
的不断切换，电压空间矢量相应的由 $u_1 \rightarrow u_2 \rightarrow u_3 \rightarrow u_4 \rightarrow u_5 \rightarrow u_6$

变化，一个工作周期结束时， u_6 的顶端正好与 u_1 的尾端衔接，形成了一个正六边形。

定子磁链空间矢量的运动轨迹，也就是说三相交流电动机形成的磁场是正六边形旋转磁场。

■ 磁链矢量增量与电压矢量、时间增量的关系

如果 u_1 的作用时间 Δt 小于 $\pi/3$ ，则 $\Delta\psi_1$ 的幅值也按比例地减小，图中的矢量 \overrightarrow{AB} 。可见，在任何时刻，所产生的磁链增量的方向决定于所施加的电压，其幅值则正比于施加电压的时间。



磁链矢量增量与电压矢量、时间增量的关系

- 在一个周期内，6个有效工作矢量顺序作用一次 $\pi/3$ ，定子磁链矢量的运动轨迹就是一个封闭的正六边形。

- 其大小为：

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

- 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。

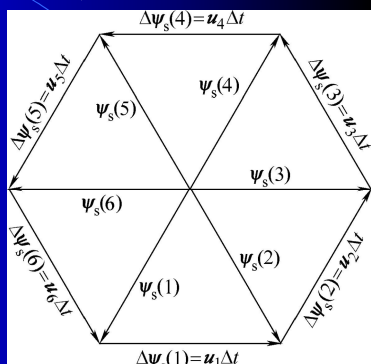


图6-26 正六边形定子磁链轨迹

- ◆ 调频调速时的问题：

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

- 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。但是 ω_1 越小时， Δt 越大，若直流侧电压恒定，势必导致

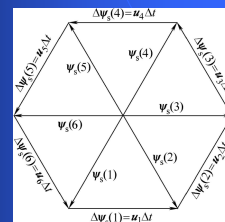
$$\psi_s(k+1) = \psi_s(k) + \Delta\psi_s(k)$$

$$= \psi_s(k) + \mathbf{u}_s(k) \Delta t = \psi_s(k) + \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \Delta t = \psi_s(k) + \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\pi U_d}{3\omega_1} \quad \text{增大。}$$

- 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。



- 如何解决这个问题呢？



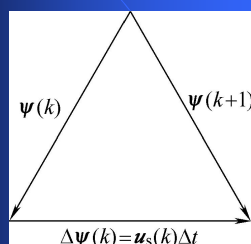
$$\omega_1 \downarrow \Rightarrow \Delta t \uparrow \Rightarrow$$

$$\psi_s(k+1) \uparrow = \psi_s(k) + \Delta\psi_s(k) = \psi_s(k) + \mathbf{u}_s(k) \Delta t$$

- 考虑：

$$\Delta\psi_s = \mathbf{u}_s \Delta t \Rightarrow \Delta t = \Delta t_1 + \Delta t_0$$

$$\Delta\psi_s = \mathbf{u}_s \Delta t_1 + 0 \cdot \Delta t_0$$



- 有效的解决方法就是——插入零电压矢量

- 有效的解决方法就是——插入零电压矢量

- 当零电压矢量作用时，定子磁链矢量的增量：

$$\Delta\psi_s = 0 \quad \text{表明定子磁链矢量停留不动。}$$

- 有效工作矢量作用时间 $\Delta t_1 < \Delta t$

- 零矢量作用时间 $\Delta t_0 = \Delta t - \Delta t_1$

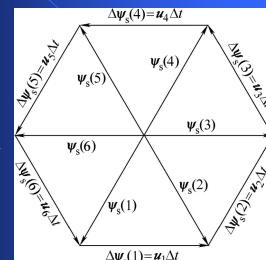
$$\text{当 } \omega_1 \Delta t = \omega_1 (\Delta t_1 + \Delta t_0) = \frac{\pi}{3}$$

- 定子磁链矢量的增量为

$$|\Delta\psi_s(k)| = |\mathbf{u}_s(k)| \Delta t_1 + 0 \Delta t_0 = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \Delta t_1$$

- 从而使得：

$$\psi_s(k+1) = \psi_s(k)$$

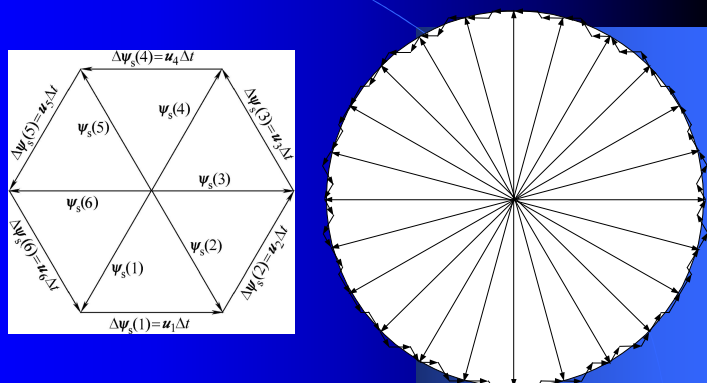


调频调速时问题总结如下：

- 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 $|\psi_s(k)| = |\Delta\psi_s(k)| = |\mathbf{u}_s(k)| \Delta t_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d \Delta t_1$
- 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 也就越大。
- 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。协调了输出电压与输出频率的关系。

当逆变器的给定频率 f_s 改变时，每边的作用时间随之改变，而对某个固定下来所需的非零电压空间矢量的作用时间是固定的，因此只能改变插入零电压矢量的作用时间。零电压矢量作用时间的改变，即改变了磁链静止的时间长短，从而改变了磁链的旋转速度，其实是改变了逆变器输出的频率，这样就实现了变频，同时也使PWM输出的占空比发生了变化，输出电压也随之改变，实现了变压。

如何得到接近圆形的磁链轨迹？



基本思路

设想磁链增量由图中的 $\Delta\psi_{11}$, $\Delta\psi_{12}$, $\Delta\psi_{13}$, $\Delta\psi_{14}$ 这4段组成。这时，每段施加的的相位都不一样，如何得到这些电压空间矢量？

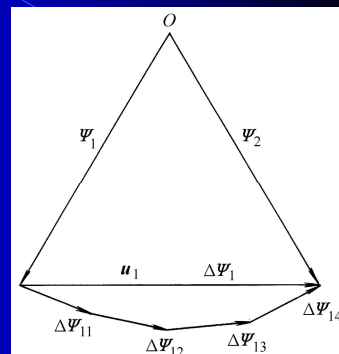


图6-31 逼近圆形时的磁链增量轨迹

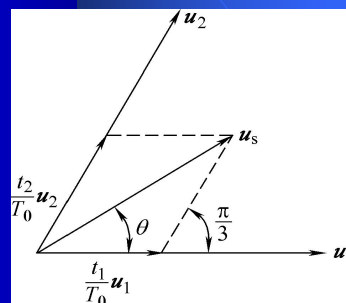
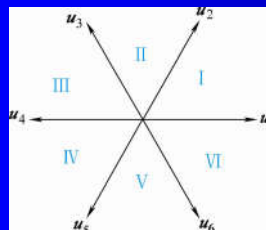
5. 电压空间矢量的线性组合与SVPWM控制

如果想获得更多边形或逼近圆形的旋转磁场，就必须获得更多的不同电压空间矢量。

科技工作者提出过多种实现方法，例如线性组合法，三段逼近法，比较判断法等，这里只介绍线性组合法。

线性组合的方法

按空间矢量的平行四边形合成法则，用相邻的两个基本电压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。



在一段换相周期时间 T_0 中，可以用两个基本矢量之和表示期望的新电压矢量 u_s ，相位为 θ 。

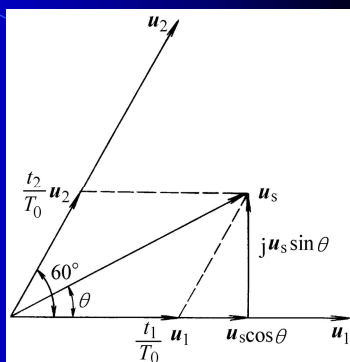


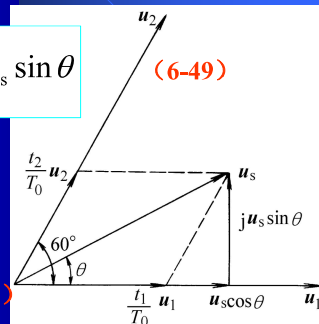
图6-32表示由电压空间矢量的线性组合构成新的电压矢量。

(1) 线性组合公式

可根据各段磁链增量的相位求出所需的作用时间 t_1 和 t_2 。在图中，可以看出：

$$u_s = \frac{t_1}{T_0} u_1 + \frac{t_2}{T_0} u_2 = u_s \cos \theta + j u_s \sin \theta \quad (6-49)$$

$$\begin{aligned} u_s &= \frac{t_1}{T_0} u_1 + \frac{t_2}{T_0} u_2 \\ &= \frac{t_1}{T_0} \sqrt{\frac{2}{3}} U_d + \frac{t_2}{T_0} \sqrt{\frac{2}{3}} U_d e^{j\frac{\pi}{3}} \quad (6-81) \end{aligned}$$



(2) 作用时间的确定:

比较式 (6-81) 和式 (6-49), 令实数项和虚数项分别相等, 则:

$$u_s \cos \theta = \left(\frac{t_1}{T_0} + \frac{t_2}{2T_0} \right) \sqrt{\frac{2}{3}} U_d$$

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

● 解 t_1 和 t_2 , 得:

$$t_1 = \frac{\sqrt{2} u_s T_0}{U_d} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (6-83) \quad t_2 = \frac{\sqrt{2} u_s T_0}{U_d} \sin \theta \quad (6-84)$$

或:

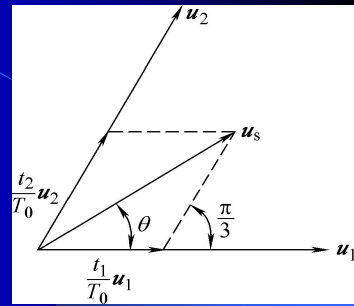
● 由正弦定理可得

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

解得:

● 在一个开关周期 T_0 中, u_1, u_2 的作用时间分别为:

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



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

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

● 问题?

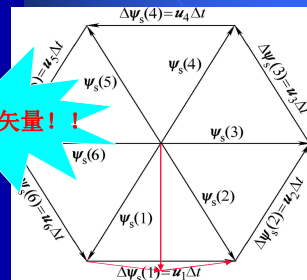
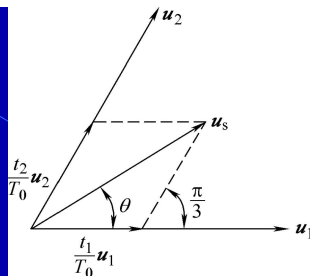
$$T_0 \stackrel{?}{=} t_1 + t_2$$

$$t_1 + t_2 < T_0$$

插入零矢量!!

零矢量的作用时间为:

$$t_0 = T_0 - t_1 - t_2$$



(3) SVPWM控制输出电压:

● 两个基本矢量作用时间之和应满足

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

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

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

● 当定子相电压为三相平衡正弦电压时, 三相合成矢量幅值 $U_s = \sqrt{\frac{3}{2}} U_n$

● 基波相电压最大幅值为:

满电压利用!!

● 基波线电压最大幅值为: $U_{lm\max} = \sqrt{3} U_{n\max} = U_d$

● 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

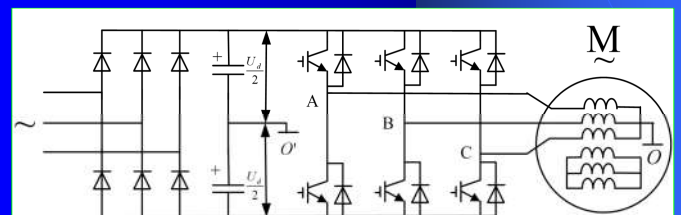
$$\frac{U_{lm\max}}{U'_{lm\max}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1.15$$

● 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%。

6 SVPWM的实现方法

● 由期望输出电压矢量的幅值及位置可确定相邻的两个基本电压矢量以及它们作用时间的长短。

● 这些电压矢量在一个开关周期内的作用顺序以及如何插入零矢量?



- 通常以开关损耗较小和谐波分量较小为原则，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。

(1) 零矢量集中的实现方法

(2) 零矢量分布的实现方法

(1) 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二后，安放在开关周期的首端和末端，把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。

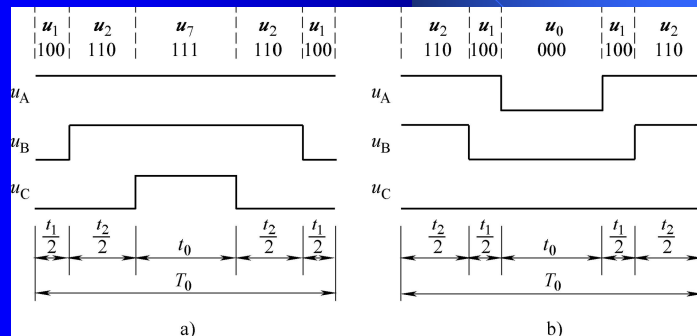
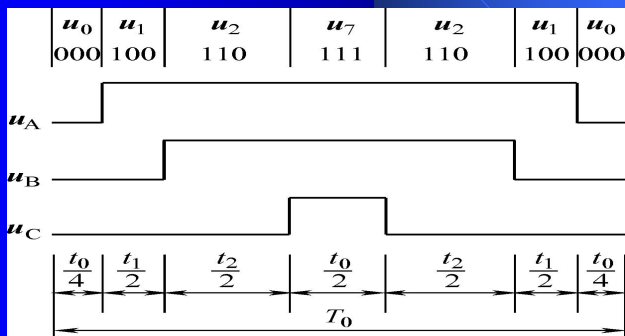


图6-29 零矢量集中的SVPWM实现

(2) 零矢量分布的实现方法

- 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、平分二后，插在零矢量间。按开关损耗较小的原则，选取零矢量。

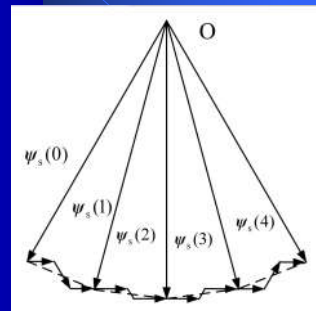


7 6N边形定子磁链轨迹的SVPWM控制实现方法

- 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为：

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

- 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。



逼近圆形时的磁链增量轨迹

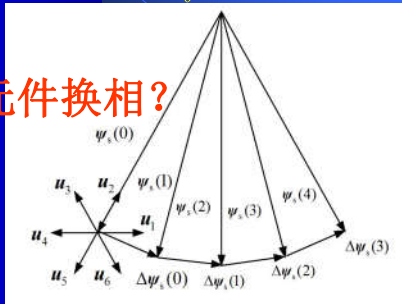
设 $N = 4$

- 为了产生 $\Delta\psi_s(0)$

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

- 如何控制开关元件换相？

- 定子磁链矢量的增量为：



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

采用零矢量分布的实现方法，各基本矢量作用的时间和顺序为：

- (1) $u_6(\frac{t_0}{4})$ 、(2) $u_1(\frac{t_2}{2})$ 、
- (3) $u_6(\frac{t_1}{2})$ 、(4) $u_7(\frac{t_0}{2})$ 、
- (5) $u_6(\frac{t_1}{2})$ 、(6) $u_1(\frac{t_2}{2})$ 、
- (7) $u_0(\frac{t_0}{4})$

	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

采用零矢量分布的实现方法7步完成的定子磁链轨迹

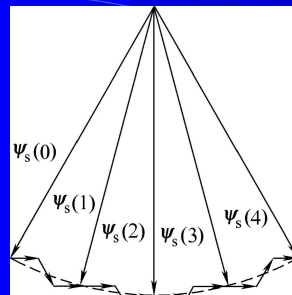
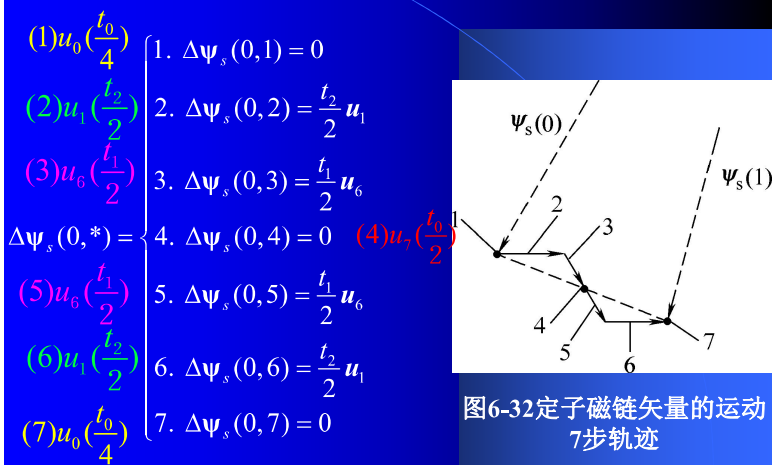


图6-33 N=4时, 实际的定子磁链矢量轨迹

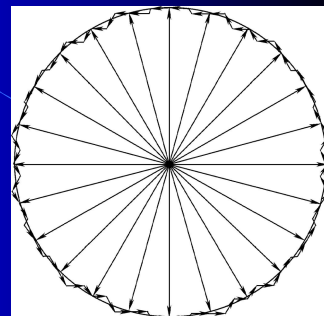


图6-34 定子旋转磁链矢量轨迹

- 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。

例题

交-直-交变频器的 $U_d=537V$, 磁链矢量为正十二边形。

- (1) 若期望输出电压空间矢量幅值 $u_s=380V$, 频率 $f_1=50Hz$, 求一个开关区间的 t_1 、 t_2 。画出该区间的三相驱动脉冲波形, 以及线电压 u_{AB} 波形。
- (2) 若期望输出电压空间矢量幅值 $u_s=190V$, 频率 $f_1=25Hz$, 再求一个开关区间的 t_1 、 t_2 。画出该区间的三相驱动脉冲波形, 以及线电压 u_{AB} 波形

解: 1) 由式 (6-83), (6-84) 求出 t_1 、 t_2

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

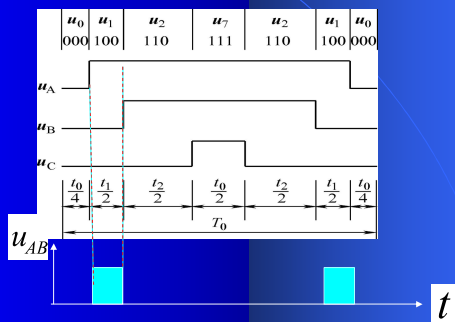
在一个扇区中, 对于正十二边形磁链轨迹, 由两个开关区间组成, 每一个开关区间 $\theta=30^\circ$ 。开关区间的周期 T_0 :

$$T_0 = \frac{T_r}{12} = \frac{1}{12f_r} = \frac{1}{12 \times 50} s = 1.67ms$$

$$t_1 = \frac{\sqrt{2} \times 380 \times T_0}{537} \sin(\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{12}) = 1.18ms \quad t_2 = \frac{\sqrt{2} \times 380 \times T_0}{537} \sin \frac{\pi}{12} = 0.43ms$$

$$t_0 = T_0 - t_1 - t_2 = 0.06ms$$

采用零矢量分散的实现方法:



2) 由式 (6-83), (6-84) 求出 t_1 、 t_2

$$T_0 = \frac{T_r}{N} = \frac{1}{Nf_r} = \frac{1}{12 \times 25} = 3.33ms$$

$$t_1 = \frac{\sqrt{2} \times 190 \times \frac{20}{6}}{537} \sin(\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{12}) = 1.18ms \quad t_2 = \frac{\sqrt{2} \times 190 \times \frac{20}{6}}{537} \sin \frac{\pi}{12} = 0.43ms$$

$$t_0 = T_0 - t_1 - t_2 = 1.72ms$$

小结

电压空间矢量控制技术的基本思想是以旋转磁链的轨迹为圆形作为控制目标，使电动机气隙中形成圆形旋转磁场，从而产生恒定的电磁转矩，有利于电机转速平稳运行。

利用电压空间矢量轨迹与磁链轨迹重合的特点，通过交替使用不同的电压空间矢量进行磁链轨迹的跟踪。

小结

逆变器中的6个功率开关器件有8种开关状态，其中6种有效开关状态，2种无效开关状态，对应的合成电压空间矢量分别用 u_1 、 u_2 、 u_3 、 u_4 、 u_5 、 u_6 、 u_7 、 u_0 表示。当逆变器以六拍阶梯波给三相交流电动机供电时，逆变器的6个功率器件每 $\pi/3$ 电角度换相1次，在一个周期中换相6次，对应的6个基本电压空间矢量依次各出现1次，每个电压空间矢量作用时间为 $\pi/3$ ，磁链顶点的轨迹为正六边形。

小结

为了转矩控制平稳，需要用更多边形的磁链轨迹逼近圆形磁链轨迹，可以采用线性组合法。由形成一个扇区的两个基本电压空间矢量和零电压空间矢量组合成新方向的电压空间矢量，从而得到更多方向的电压空间矢量，形成更多边形的磁链轨迹。在交替使用不同电压空间矢量时，每次电压空间矢量的切换应该只有一个桥臂的功率器件通断，这样可以减少开关状态变化引起的开关损耗。

SVPWM控制模式的特点

- 1. 逆变器共有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，只能生成正6边形的旋转磁链，谐波分量较大，将导致转矩脉动。
- 2. 用相邻的2个有效工作矢量，可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，旋转磁场越接近圆，但功率器件的开关频率也越高。

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

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。

6.5.1 系统结构

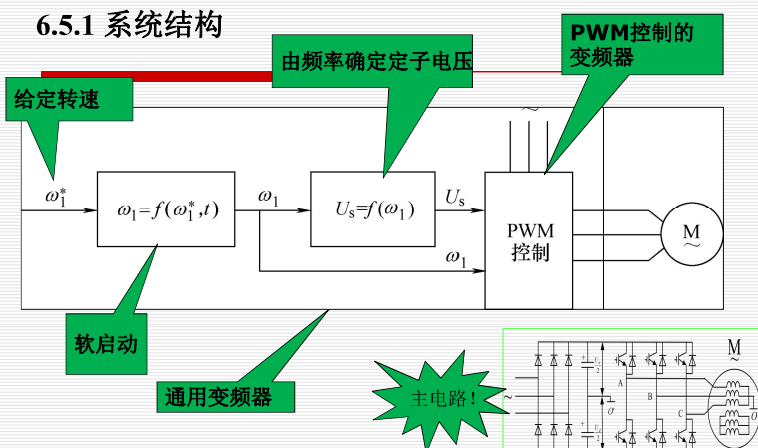
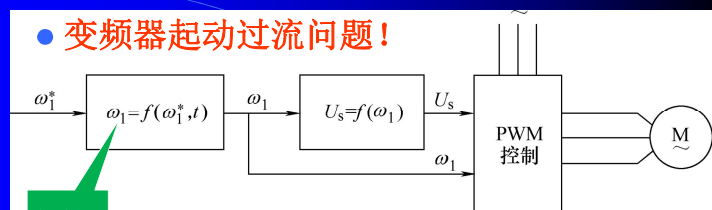


图6-40 转速开环变压变频调速系统

● 变频器起动过流问题!



- ◆ **给定积分**——由于系统本身没有自动限制起制动电流的作用，因此，频定设定信号必须通过给定积分算法产生平缓升速或降速信号，升速和降速的积分时间可以根据负载需要由操作人员分别选择。

给定积分:

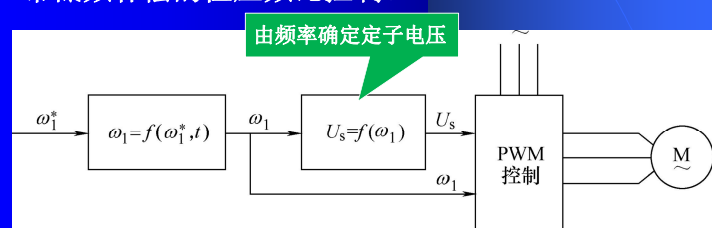
$$\omega_1(t) = \begin{cases} \omega_1^* & \omega_1 = \omega_1^* \\ \omega_1(t_0) + \int_{t_0}^t \frac{\omega_{1N}}{\tau_{up}} dt & \omega_1 < \omega_1^* \\ \omega_1(t_0) - \int_{t_0}^t \frac{\omega_{1N}}{\tau_{down}} dt & \omega_1 > \omega_1^* \end{cases}$$

- 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，

□ 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。



补偿方法

实现补偿的方法有**两种**:

- (1) 在微机中存储多条不同斜率和折线段的 U/f 函数，由用户根据需要选择最佳特性；
- (2) 采用霍尔电流传感器检测定子电流或直流回路电流，按电流大小自动补偿定子电压。

6.5.2 系统实现

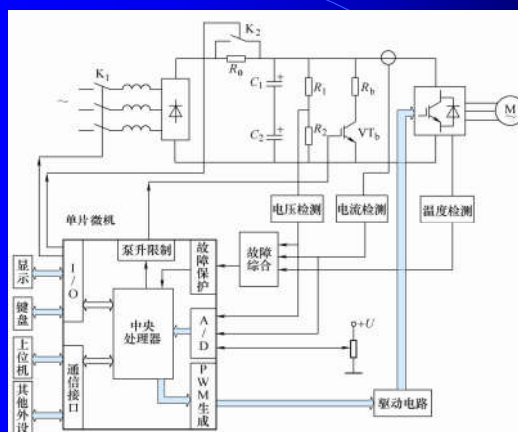


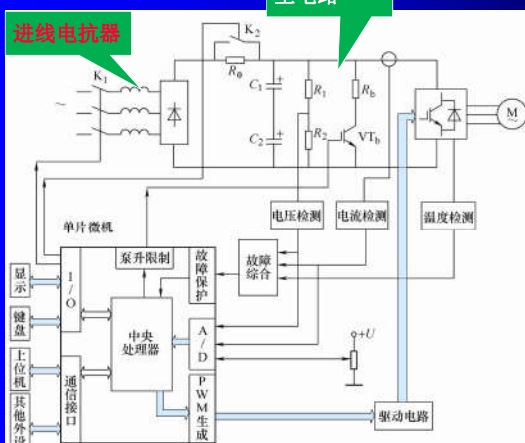
图6-41 数字控制通用变频器-异步电动机调速系统硬件原理图

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。

6.5.2 系统实现

主电路

进线电抗器



1.主回路

整流滤波及限流
电路：二极管不
控整流，能量单
向流动，电解电
容滤波，合闸初
始的2秒内将 R_0 串
在直流电路中，
限制对电容的初
始充电电流。

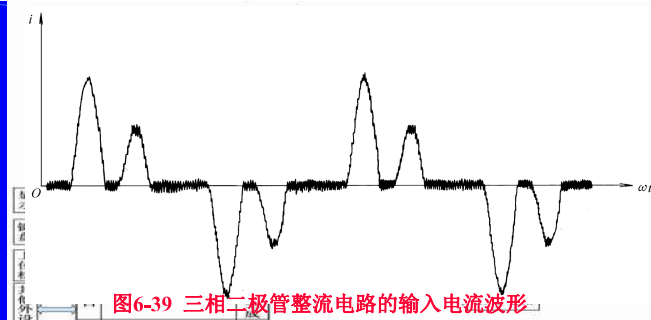


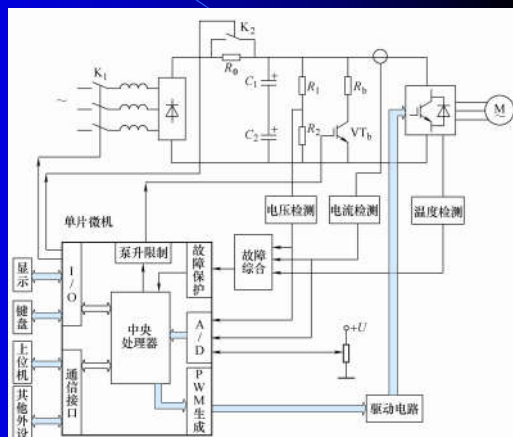
图6-39 三相二极管整流电路的输入电流波形

◆ **进线电抗器**——二极管整流器虽然是全波整流装置，但由于其输出端有滤波电容存在，因此输入电流呈脉冲波形，如图6-39所示。这样的电流波形具有较大的谐波分量，使电源受到污染。

为了抑制谐波电流，对于容量较大的PWM变频器，都应在输入端设有进线电抗器，有时也可以在整流器和电容器之间串接直流电抗器。还可用来抑制电源电压不平衡对变频器的影响。

2.信号采集与故障综合电路

3.驱动电路:是将微处理器输出的六路脉冲经功放和隔离后送给开关器件。



4.微机控制电路——现代PWM变频器的控制电路大都是以微处理器为核心的数字电路，其功能主要是接受各种设定信息和指令，再根据它们的要求形成驱动逆变器工作的PWM信号，微机芯片主要采用8位或16位的单片机，或用32位的DSP，现在已有应用RISC的产品出现。

5.控制软件:控制软件除有:① PWM生成，② 给定积分器，③ 电压补偿等主要功能软件外，

还包括:

④ 信号采集，⑤ 故障综合与分析、⑥ 键盘与显示、⑦ 通信等功能软件。

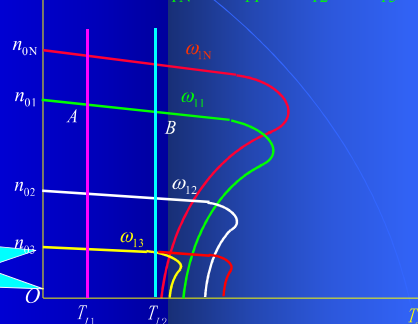
◆ **信号设定**——需要设定的控制信息主要有： U/f 特性、工作频率、频率升高时间、频率下降时间等，还可以有一系列特殊功能的设定。由于通用变频器-异步电动机系统是转速或频率开环、恒压频比控制系统，低频时，或负载的性质和大小不同时，都得靠改变 U/f 函数发生器的特性来补偿，在通用产品中称作“电压补偿”或“转矩补偿”。

转速开环变频调速系统的转速波动

● 转速开环变频调速系统稳态转速恰好是给定转速吗？

恒压频比控制变频调速机械特性曲线

• $\omega_{1N} > \omega_{11} > \omega_{12} > \omega_{13}$



稳态转速由
负载决定！！

6.6 转速闭环转差频率控制的变压变频调速系统

6.6.1 转差频率控制的基本概念及特点

1、转差频率控制的基本思想

- 异步电动机恒气隙磁通的电磁转矩公式(6-49):

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

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

将 $E_g = 4.44 f_1 N_s k_{Ns} \Phi_m$

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

- 代入电磁转矩公式，得

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

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

- 定义转差角频率：

$$\omega_s = s\omega_1$$

$$K_m = \frac{3}{2} n_p N_s^2 k_{Ns}^2 \Phi_m^2 \text{ —— 电机结构常数}$$

则：

$$T_e = K_m \Phi_m^2 \frac{\omega_s R_r'}{R_r'^2 + (\omega_s L_{lr}')^2}$$

- 转差率s较小，转矩可近似表示为：

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

结论：

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。

2. 转差频率控制规律

$$T_e = K_m \Phi_m^2 \frac{\omega_s R_r'}{R_r'^2 + (\omega_s L_{lr}')^2}$$

- 临界转差角频率

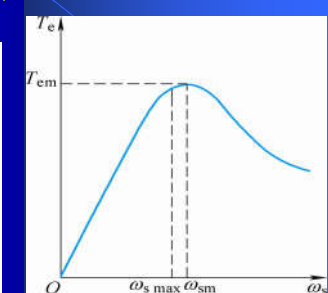
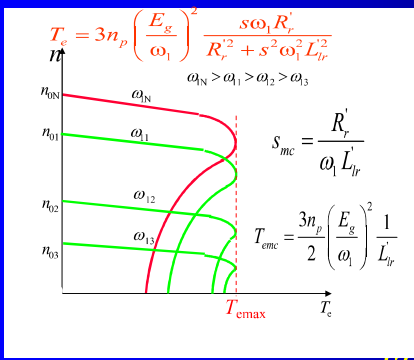


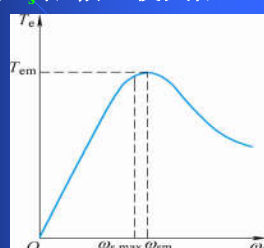
图6-42 恒气隙磁通控制的机械特性

- 系统允许的最大转差频率小于临界转差频率，即

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

即在转差频率控制系统中，需要给 ω_s 限幅，使其限幅值为

$$\omega_s < \omega_{sm} = \frac{R_r'}{L_{lr}'}$$



就可以基本保持 T_e 与 ω_s 的正比关系，也就可以用转差频率控制来代表转矩控制。这是转差频率控制的基本规律之一。

3. 转差频率控制的电压补偿

●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。

●忽略相位变化的影响，仅采用幅值补偿，则电压-频率特性为：

$$U_s = f(\omega_1, I_s) = \sqrt{R_s^2 + (\omega_1 L_{ls})^2} I_s + E_g$$

$$= Z_{ls}(\omega_1) I_s + \left(\frac{E_{gN}}{\omega_{1N}}\right) \omega_1 = Z_{ls}(\omega_1) I_s + C_g \omega_1$$

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

●频率较高时，定子漏抗压降占主导地位，可忽略定子电阻，简化为：

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

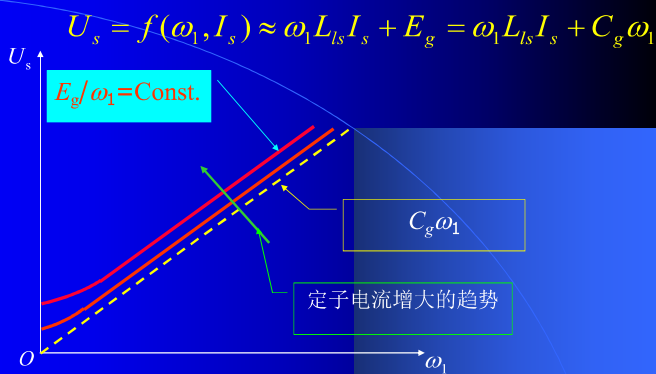


图6-43 定子电压补偿控制的电压-频率特性

上述关系表明，只要 U_s 和 ω_1 及 I_s 的关系符合上图所示特性，就能保持 E_g/ω_1 恒定，也就是保持 Φ_m 恒定。这是转差频率控制的基本规律之二。

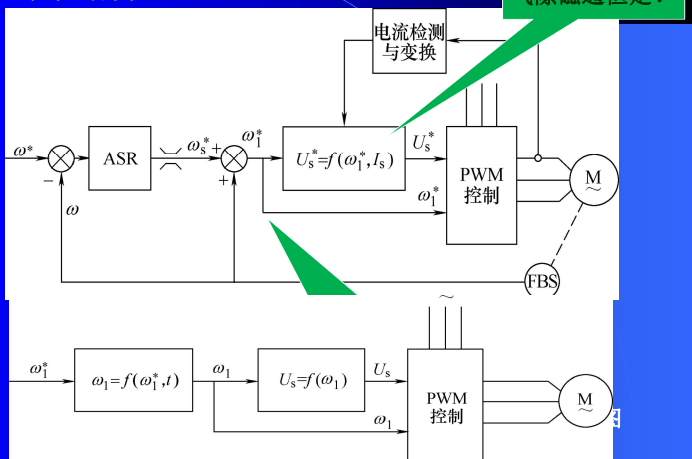
总结起来，转差频率控制的规律是：

(1) 在 $\omega_s \leq \omega_{sm}$ 的范围内，转矩 T_e 基本上与 ω_s 成正比，条件是气隙磁通不变。

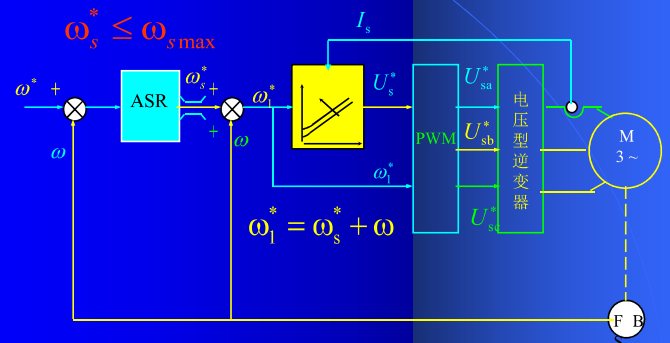
(2) 在不同的定子电流值时，按下面的函数关系 $U_s = f(\omega_1, I_s)$ 控制定子电压和频率，就能保持气隙磁通 Φ_m 恒定。

6.6.2 转差频率控制系统结构及性能分析

1、系统结构



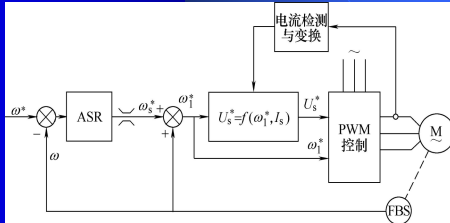
转差频率控制的转速闭环变压变频调速系统结构原理图



2、电压-频率协调控制原理

频率控制——转速调节器ASR的输出信号是转差频率给定 ω_s^* ，与实测转速信号 ω 相加，即得定子频率给定信号 ω_1^* ，即

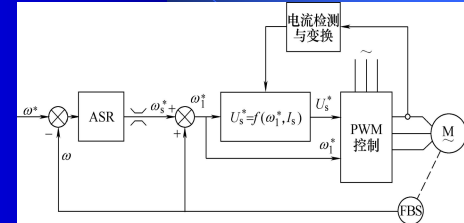
$$\omega_1^* = \omega_s^* + \omega$$



电压控制

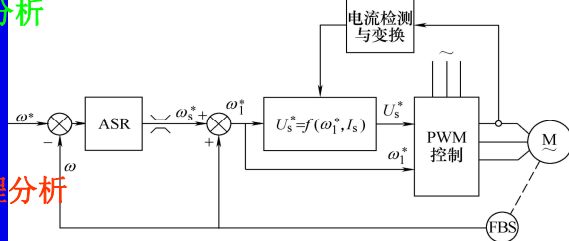
由给定频率和定子电流求得定子电压给定

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



用 U_s^* 和 ω_1^* 控制PWM电压型逆变器，即得异步电机调速所需的变压变频电源。

3、动态过程分析



(1) 起动过程分析

① 在 $t=0$ 时，突加给定，转速和电流尚未建立，

$$\omega = 0, I_s = 0$$

转速调节器ASR很快进入饱和，输出为限幅值，给定定子频率为

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

定子电压 $U_s = f(\omega_1, I_s) = \omega_1 L_{ls} I_s + C_g \omega_1 = C_g \omega_1$

转子电流为：

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

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

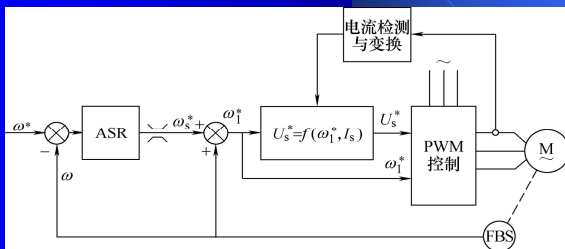
起动时 $\omega_s^* = \omega_{s \max}$ 电流为：

$$I_{sQ} \approx I_r' = \frac{E_g / \omega_1}{\sqrt{\left(\frac{R_r'}{\omega_{s \max}}\right)^2 + L_{lr}^2}} = \frac{C_g}{\sqrt{\left(\frac{R_r'}{\omega_{s \max}}\right)^2 + L_{lr}^2}}$$

达到最大值。

起动转矩等于系统最大的允许输出转矩

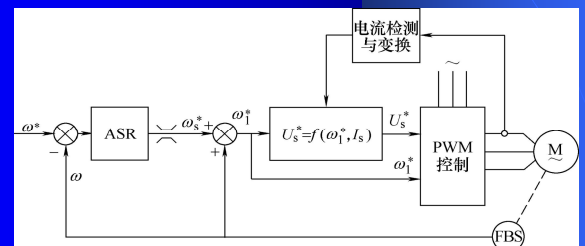
$$T_{e \max} = T_{eQ} \approx 3n_p \left(\frac{E_g}{\omega_1} \right)^2 \frac{\omega_{s \max}}{R_r'} = 3n_p C_g^2 \frac{\omega_{s \max}}{R_r'}$$

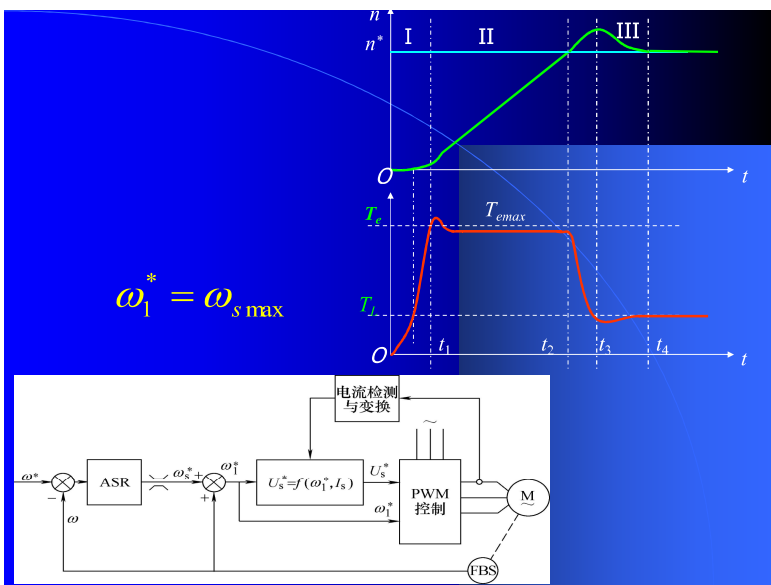


② 当转速达到给定值，ASR开始退饱和，转速略有超调后，到达稳态

$$\omega = \omega^*$$

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

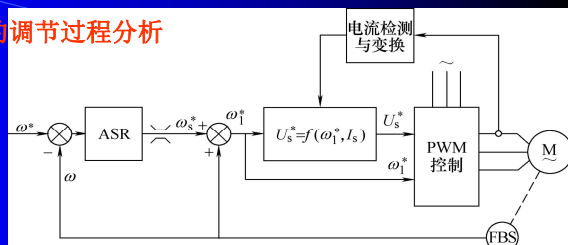




起动过程小结

- 与直流双闭环调速系统相似，**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。

(2) 负载变化的调节过程分析



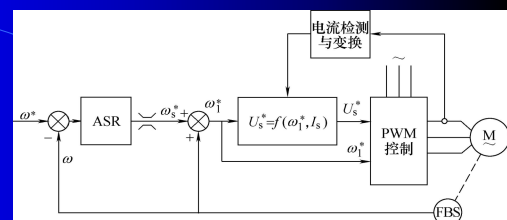
- 系统**稳定**运行时，转速等于给定值，电磁转矩等于负载转矩

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

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

加载过程

$$T_L' > T_L$$



新稳态:

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

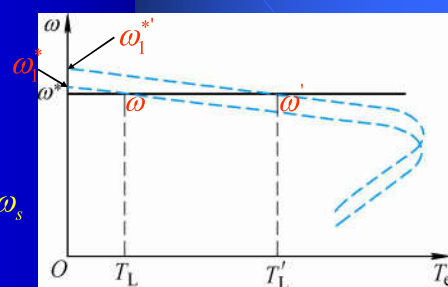


图6-45 转差频率控制系统静态特性

6.6.4 转差频率控制系统的特点

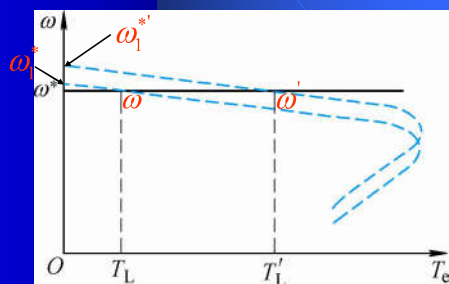
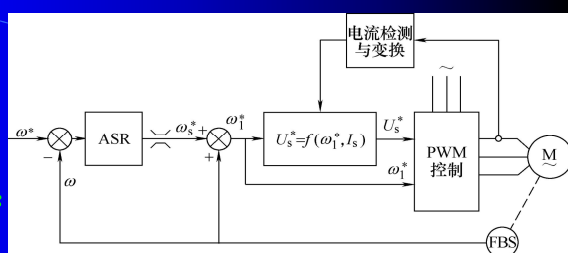
- $\omega_s' + \omega = \omega_1^*$ 转差角频率与实测转速相加后得到定子频率。在调速过程中，实际频率随着实际转速同步地上升或下降，加、减速平滑。
- 由于在动态过程中转速调节器ASR饱和，系统能用对应于 ω_{em} 的限幅转矩 T_{em} 进行控制，并限制了最大电流，保证了在允许条件下的快速性。

由此可见，转速闭环转差频率控制的交流变压变频调速系统能够象直流双闭环控制系统那样具有较好的静、动态性能，是一个比较优越的控制策略，结构也不算复杂。

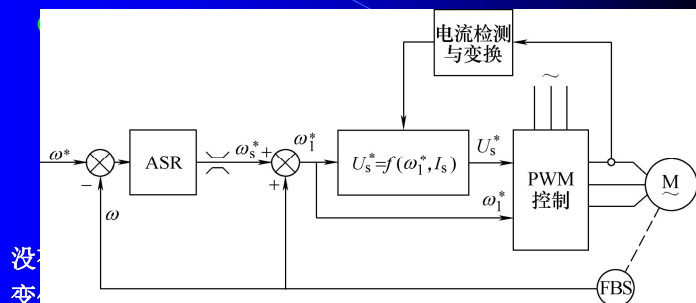
系统功能小结:

(1) 调频**调速**

(2) 调频**稳速**



存在差距的原因有以下几个方面：



(3) 在频率控制环节中，取 $\omega_1 = \omega_s + \omega$ ，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，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。

作业

- P153
- 思考题： 6-1, 6-4, 6-10
- 习题： 6-1, 6-5, 6-8, 6-13, 6-14

附加题

- 1、对于负载恒定的变压变频调速系统，在变频调速时，为何要保持磁通恒定？如何保持磁通恒定？
- 2、画出由 u_2 和 u_3 电压空间矢量作用的PWM波形。

本章结束

谢谢！