

电力拖动自动控制系统

W.D.Gaster

2026 年 8 月

目录

1 绪论	1
1.1 控制系统转矩控制规律	1
1.2 负载转矩特性	1
1.3 稳态调速性能指标	2
2 直流调速系统	3
2.1 转速开环的直流调速系统	3
2.1.1 晶闸管整流器-直流电动机系统	3
2.1.2 PWM 变换器-电动机系统	6
2.2 转速闭环控制的直流调速系统	11
2.2.1 有静差的转速闭环直流调速系统	11
2.2.2 无静差的转速闭环直流调速系统	14
2.2.3 转速闭环直流调速系统的限流保护	14
2.3 转速、电流双闭环控制的直流调速系统	16
2.3.1 双闭环系统的静特性	16
2.3.2 双闭环系统的动态过程分析	17
2.3.3 双闭环直流调速系统的弱磁控制	19
2.4 转速、电流双闭环控制直流调速系统的设计	21
2.4.1 控制系统的动态性能指标	21
2.4.2 工程设计方法	21
2.4.3 典型系统性能指标与参数的关系	22
2.4.4 工程近似处理方法	24
2.4.5 按工程设计方法设计双闭环调节器	25
2.5 直流调速系统的数字控制	31
2.5.1 采样频率的选择	31
2.5.2 转速检测的数字化	31
2.5.3 数字 PI 调节器	34
3 基于稳态模型的交流调速系统	35
3.1 电压空间矢量 PWM (SVPWM) 控制技术	35
3.1.1 空间矢量的定义	35
3.1.2 基本空间矢量和矢量合成	37
3.1.3 SVPWM 的实现方式	39
3.1.4 SVPWM 的问题	40
3.2 基于稳态模型的异步电动机调速系统	43
3.2.1 异步电动机的稳态数学模型	43
3.2.2 异步电动机的调压调速	44
3.2.3 异步电动机的变压变频调速	45
3.2.4 转速开环变压变频调速系统	48
3.2.5 转速闭环转差频率控制的变压变频调速系统	49
3.3 绕线转子异步电机转子变频控制系统	51

3.3.1	绕线转子异步电机转子变频控制原理	51
3.3.2	绕线转子异步电机转子变频串级调速系统	52
3.3.3	绕线转子异步电机转子变频双馈控制系统	56
3.4	同步电动机变压变频调速系统	57
3.4.1	同步电动机的稳态模型与调速方法	57
3.4.2	他控变频同步电动机调速系统	58
3.4.3	自控变频同步电动机调速系统	59
4	伺服系统	62
4.1	伺服系统的特征及组成	62
4.1.1	伺服系统的基本要求与特征	62
4.1.2	伺服系统的组成	62
4.1.3	伺服系统的性能指标	63
4.2	伺服系统控制对象的数学模型	63
4.2.1	直流伺服系统	63
4.2.2	交流伺服系统	64
4.3	伺服系统的设计	64
4.3.1	单环位置伺服系统	64
4.3.2	双环位置伺服系统	65
4.3.3	三环位置伺服系统	66
4.3.4	复合控制伺服系统	68

1 绪论

电力拖动实现电能和机械能之间的能量变换，电力拖动自动控制系统（又称运动控制系统）通过控制电动机电压、电流、频率等输入量，来改变工作机械的转矩、速度、位移等机械量。系统主要由电动机、功率放大与变换装置、控制器及相应的传感器等构成。

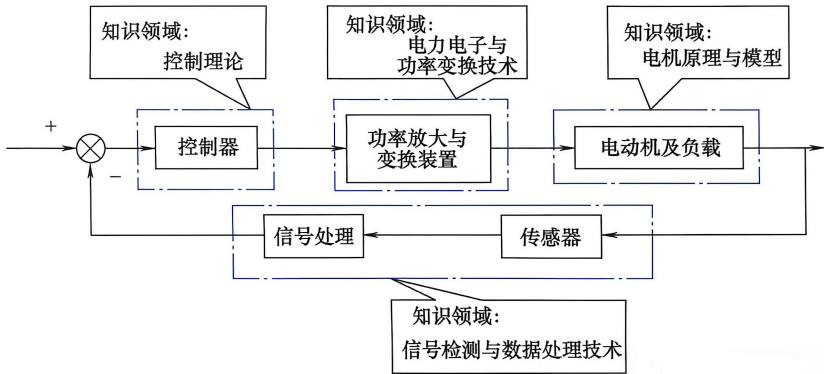


图 1.1: 运动控制系统的组成

1.1 控制系统转矩控制规律

运动控制系统的基本运动方程式为：

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - D\omega_m - K\theta_m$$
$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m$$

若忽略阻尼转矩和扭转弹性转矩，且采用工程单位制，则简化为：

$$\frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt} = T_e - T_L$$
$$\frac{d\theta_m}{dt} = \frac{2\pi n}{60}$$

其中 $GD^2 = 4gJ$ 为转动惯量，习惯称飞轮力矩。

运动控制系统的任务就是控制电动机的转速和转角，由运动方程可知就是控制电磁转矩，因此转矩控制是运动控制的根本问题。由于有效控制转矩需要充分利用铁心，电枢电流又是有限的，因此磁链控制也很重要。

1.2 负载转矩特性

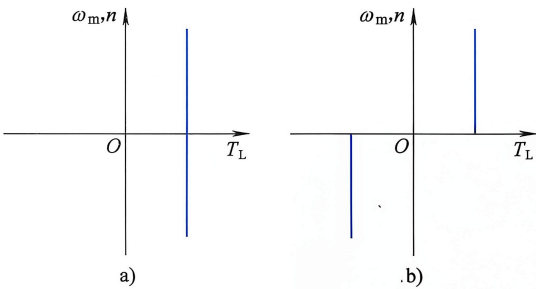


图 1-3 恒转矩负载特性
a) 位能性恒转矩负载 b) 反抗性恒转矩负载

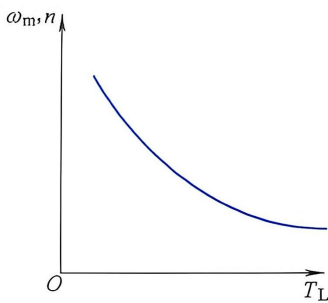


图 1-4 恒功率负载特性

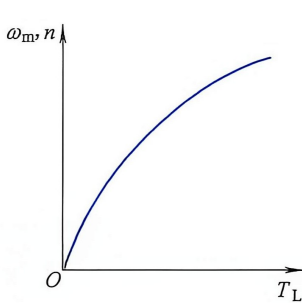


图 1-5 风机、泵类负载特性

图 1.2: 常见的负载转矩特性

1. 恒转矩负载: $T_L = \text{Const}$ 。分为具有固定的大小和方向的位能性负载和大小不变但方向始终与转速反向的反抗性负载。
2. 恒功率负载: $T_L = \frac{60P_L}{2\pi n} \propto \frac{1}{n}$, 功率 $P_L = \text{Const}$ 。
3. 风机、泵类负载: $T_L \propto n^2$ 。

1.3 稳态调速性能指标

生产机械要求电动机提供的同向最高转速 $n_{\max}$ 和最低转速 $n_{\min}$ 之比称为调速范围:

$$D = \frac{n_{\max}}{n_{\min}}$$

负载由理想空载增加到额定值所对应的转速降落 Δn_N 与理想空载转速 n_0 之比, 称为静差率:

$$s = \frac{\Delta n_N}{n_0} \times 100\%$$

调速范围、静差率和额定速降的关系为

$$D = \frac{n_N s}{\Delta n_N (1 - s)}$$

2 直流调速系统

直流电动机的稳态转速公式为：

$$n = \frac{U - IR}{K_e \Phi}$$

因此调节电动机转速的三种方法为：

- 1. 调节电枢供电电压 U ，最常用，平滑性好。
- 2. 减弱励磁磁通 Φ ，调速范围小，通常在基速以上小范围调速。
- 3. 改变电枢回路电阻 R ，有级调速，能耗大。

2.1 转速开环的直流调速系统

2.1.1 晶闸管整流器-直流电动机系统

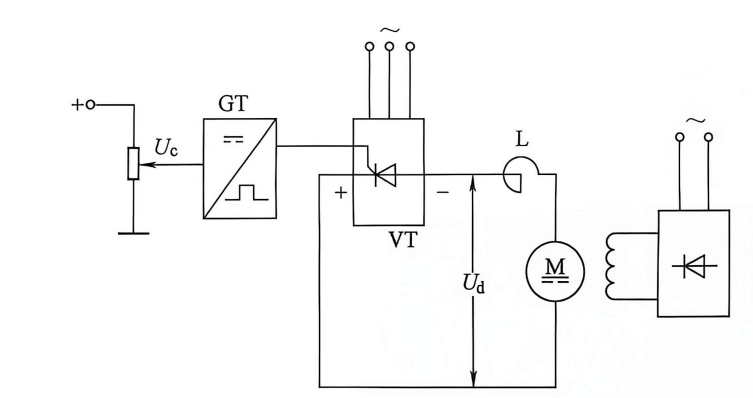


图 2.1: 晶闸管整流器-直流电动机系统原理图

晶闸管整流器-直流电动机调速系统（简称 V-M 系统）通过调节触发装置的控制电压来移动触发脉冲的相位，改变整流器输出平均电压 U_d ，从而实现平滑调速。

主电路瞬时电压平衡方程式为：

$$u_{d0} = E + i_d R + L \frac{di_d}{dt}$$

其中主电路总内阻 $R = R_{rec} + R_a + R_L$ ，包括整流器装置内阻、电动机电枢电阻和平波电抗器电阻。

电流连续时，对 u_{d0} 在一个周期积分后取平均值，可得整流电压平均值 U_{d0} 与触发脉冲相位角 α 的关系：

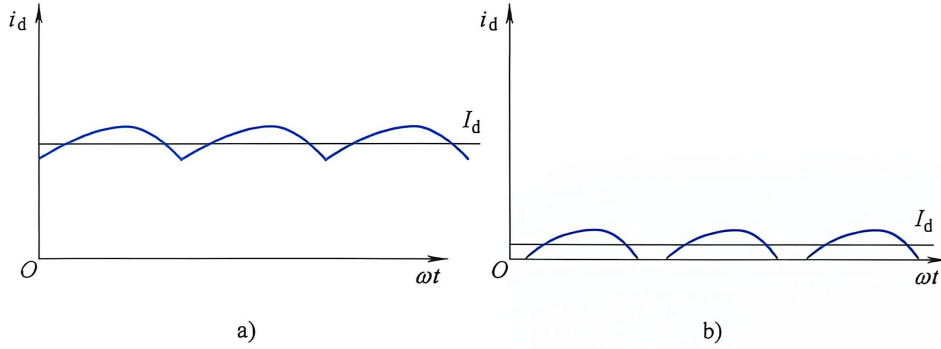
$$U_{d0} = \frac{m}{\pi} U_m \sin \frac{\pi}{m} \cos \alpha$$

表 1: 不同整流电路的平均整流电压

整流电路	单相全波	三相半波	三相桥式
电压波形峰值 U_m	$\sqrt{2}U_2$	$\sqrt{2}U_2$	$\sqrt{6}U_2$
脉波数 m	2	3	6
平均整流电压 U_{d0}	$0.9U_2 \cos \alpha$	$1.17U_2 \cos \alpha$	$2.34U_2 \cos \alpha$

V-M 系统是一个带 R-L-E 负载的可控整流系统。由于电压波形的脉动，造成了电流波形的脉动。脉动的电流波形使 V-M 系统主电路可能出现电流连续和断续两种情况。当电感较小或电动机的负载较轻时，电流上升

阶段电感储能，但储能不够大；电流下降时，在下一相尚未被触发之前，电流已衰减到零，于是造成电流波形断续。



a) 电流连续 b) 电流断续

图 2.2: V-M 系统输出电流波形

为了避免或减轻电流脉动的影响，可以增加整流电路相数，或采用多重化技术；设置电感量足够大的平波电抗器。平波电抗器的电感量一般按低速轻载时保证电流连续的条件来选择。对于三相桥式整流电路，总电感量计算公式为：

$$L = 0.693 \frac{U_2}{I_{d\min}}$$

对于三相半波整流电路，总电感量计算公式为：

$$L = 1.46 \frac{U_2}{I_{d\min}}$$

对于单相桥式全控整流电路，总电感量计算公式为：

$$L = 2.87 \frac{U_2}{I_{d\min}}$$

一般取 $I_{d\min}$ 为电动机额定电流的 5% ~ 10%。

V-M 系统机械特性

当电流波形连续时，V-M 系统的机械特性方程式为：

$$n = \frac{1}{C_e} (U_{d0} - I_d R)$$

式中 $C_e = K_e \Phi$ 为电动机在额定磁通下的电动势系数。

在一定的工作范围内，晶闸管触发和整流装置近似看成线性环节，即稳态时有 $U_{d0} = K_s U_c$ ，其中 K_s 为晶闸管整流器放大系数，因此机械特性表达式为：

$$n = \frac{1}{C_e} (K_s U_c - I_d R)$$

当电流断续时，以三相半波整流电路为例，机械特性可用下列方程组表示：

$$n = \frac{\sqrt{2} U_2 \cos \varphi}{C_e (1 - e^{-\theta \cos \varphi})} \left[\sin \left(\frac{\pi}{6} + \alpha + \theta - \varphi \right) - \sin \left(\frac{\pi}{6} + \alpha - \varphi \right) e^{-\theta \cos \varphi} \right]$$

$$I_d = \frac{3\sqrt{2}U_2}{2\pi R} \left[\cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) - \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha + \theta\right) - \frac{C_e}{\sqrt{2}U_2}\theta n \right]$$

式中 $\varphi = \arctan(\omega L/R)$ 为阻抗角, θ 为一个电流脉波的导通角。

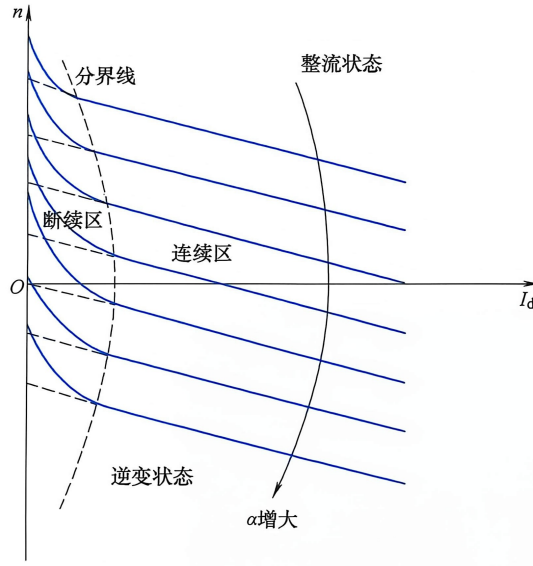


图 2.3: V-M 系统机械特性

电流连续时, 机械特性比较硬; 电流断续时, 机械特性很软, 显著的非线性上翘, 使得理想空载转速很高。

晶闸管触发与整流装置的输入输出关系

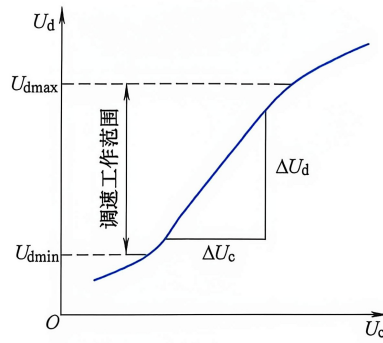


图 2.4: 晶闸管触发与整流装置输入输出关系

晶闸管触发和整流装置的放大系数 K_s 可由工作范围内的特性斜率决定:

$$K_s = \frac{\Delta U_d}{\Delta U_c}$$

动态过程中, 可把晶闸管触发与整流装置看成一个纯滞后环节, 滞后是由晶闸管的失控时间引起的。最大失控时间 $T_{s\max}$ 是两个相邻自然换相点之间的时间, 计算如下:

$$T_{s\max} = \frac{1}{mf}$$

一般取平均失控时间 $T_s = \frac{1}{2}T_{s\max}$ 。

用单位阶跃函数 $1(t)$ 表示滞后，则晶闸管触发与整流关系的输入输出关系为：

$$U_{d0} = K_s U_c \times 1(t - T_s)$$

晶闸管装置的传递函数为：

$$W_s(s) = \frac{U_{d0}(s)}{U_c(s)} = K_s e^{-T_s s}$$

考虑到 T_s 很小，可忽略高次项，近似看作一阶惯性环节：

$$W_s(s) \approx \frac{K_s}{1 + T_s s}$$

可逆 V-M 系统

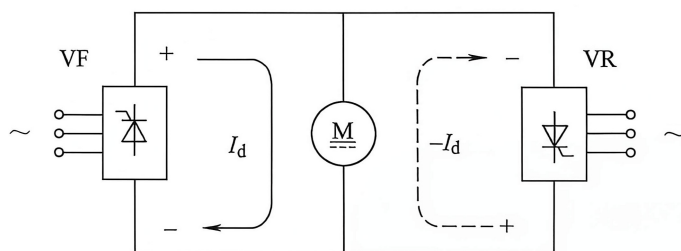


图 2.5: 可逆 V-M 系统

晶闸管是单向导电的，不允许电流反向，对于需要电流正反向的直流电动机可逆调速系统，必须使用两组晶闸管整流装置反并联线路来实现可逆调速。电动机正转时，由正组晶闸管装置 VF 供电；反转时，由反组晶闸管装置 VR 供电。两组晶闸管分别由两套触发装置控制。一般不允许两组晶闸管同时处于整流状态，对控制电路提出了严格的要求。

2.1.2 PWM 变换器-电动机系统

脉宽调制变换器-直流电动机调速系统，简称直流脉宽调速系统或直流 PWM 调速系统，和 V-M 系统相比有如下优越性：

- 主电路简单，需要的电力电子器件少
- 开关频率高，电流容易连续，谐波少，电动机损耗和发热都较少
- 低速性能好，稳速精度高，调速范围宽
- 与快速响应的电动机配合，系统频带宽，动态响应快，动态抗干扰能力强
- 电力电子器件工作在开关状态，导通损耗小，开关频率适当时开关损耗也不大，装置效率高
- 直流电源采用不控整流时，电网功率因数比相控整流器高

不可逆 PWM 调速系统

脉宽调制变换器把恒定的直流电源电压调制成频率一定、宽度可变的脉冲电压序列，从而改变平均输出电压大小。

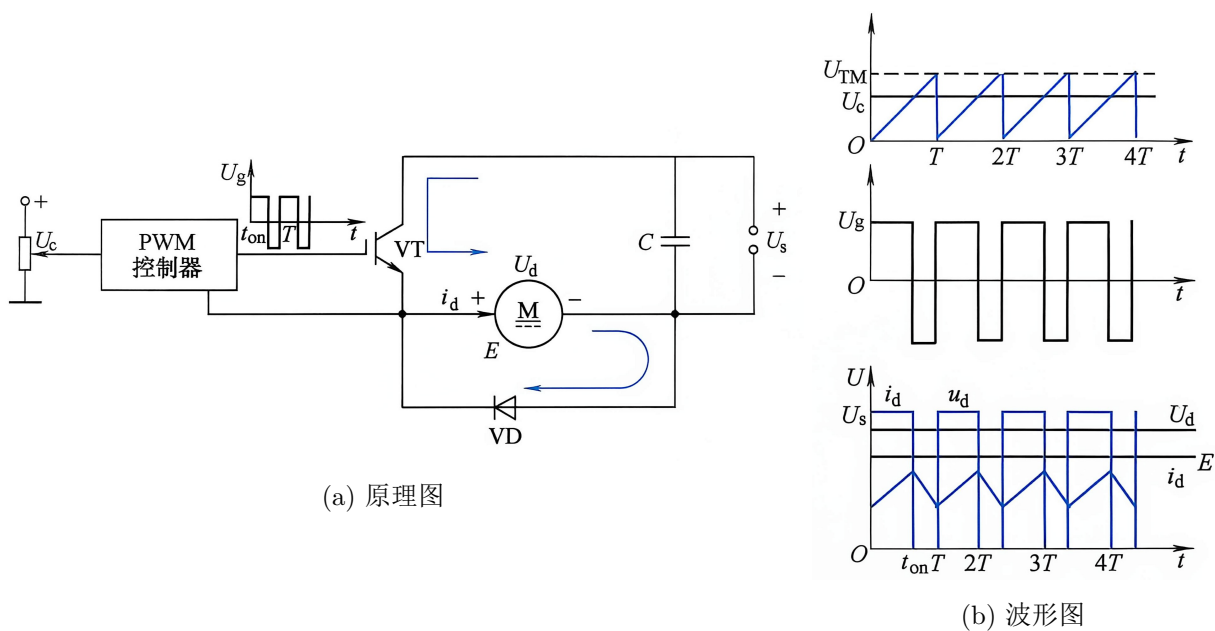


图 2.6: 不可逆直流 PWM 调速系统

电枢两端的平均电压为:

$$U_d = \frac{t_{on}}{T} U_s = \rho U_s$$

控制电压与占空比的关系为:

$$\rho = \frac{t_{on}}{T} = \frac{U_c}{U_{TM}}$$

其中 U_{TM} 为锯齿电压最大值, 因此电枢电压可用控制电压表示为:

$$U_d = \frac{U_s}{U_{TM}} U_c = K_s U_c$$

若令 $\gamma = U_d/U_s$ 为 PWM 电压系数, 则在不可逆 PWM 变换器中 $\gamma = \rho$ 。

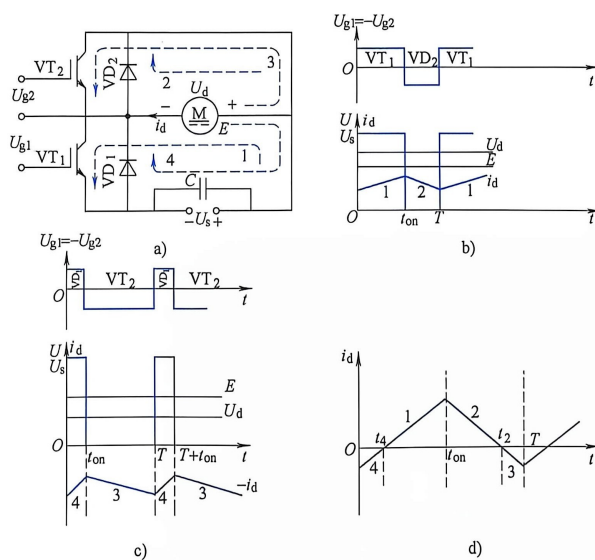


图 2.7: 二象限不可逆 PWM 调速系统

由于简单的不可逆直流 PWM 调速系统不允许电流反向，没有制动能力，需要电动机制动时，需要提供反向电流通路，增加一对 VT 和 VD 作为反向电流通路即可实现电动和制动两种工况。

二象限不可逆 PWM 变换器的工作状态

工作状态 \ 期间		0 ~ t ₁	t ₁ ~ t _{on}	t _{on} ~ t ₂	t ₂ ~ T
一般电动状态	导通器件	VT ₁		VD ₂	
	电流回路	1		2	
	电流方向	+		+	
制动状态	导通器件	VD ₁		VT ₂	
	电流回路	4		3	
	电流方向	-		-	
轻载电动状态	导通器件	VD ₁	VT ₁	VD ₂	VT ₂
	电流回路	4	1	2	3
	电流方向	-	+	+	-

可逆 PWM 调速系统

要求转速反向，需要能改变 PWM 变换器输出电压的极性，使直流电动机可以在四象限运行。可逆 PWM 变换器电路最常用的是桥式（也称为 H 型）电路，常用的控制方式有单极式、双极式、受限单极式等。

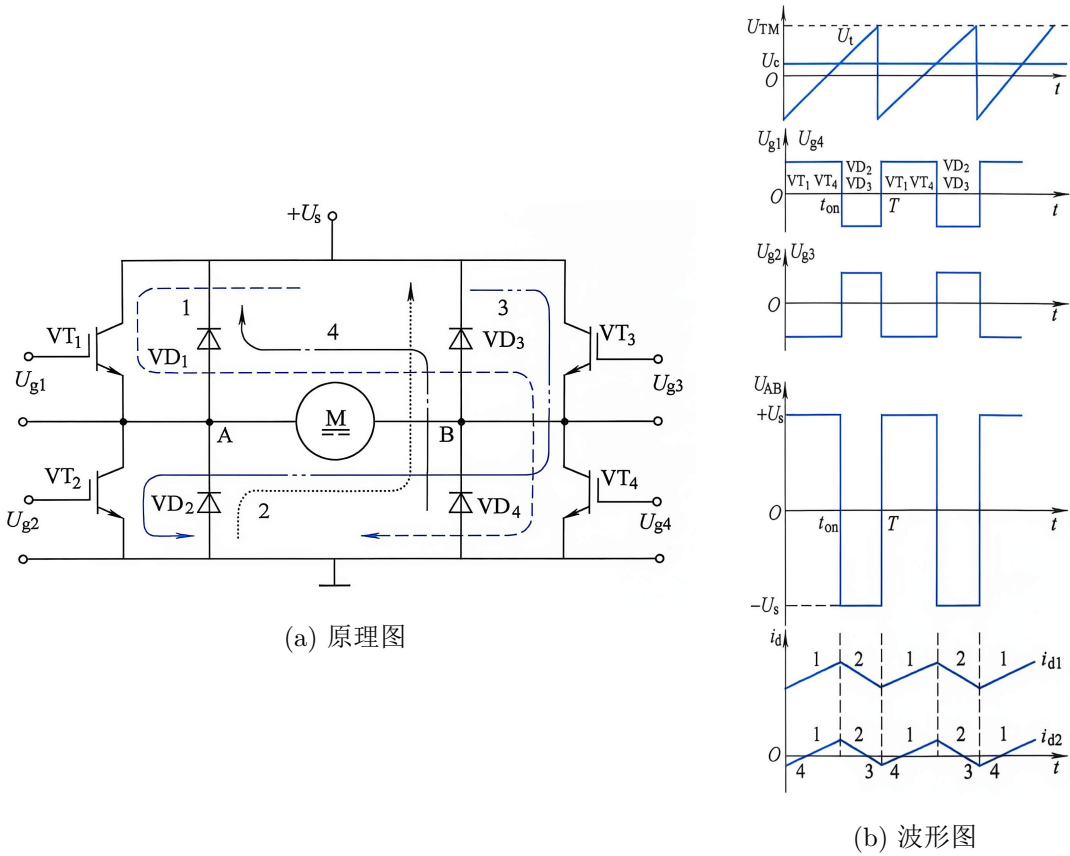


图 2.8: 可逆直流 PWM 调速系统

以双极式控制为例，可逆 PWM 变换器的输出平均电压为：

$$U_d = \frac{t_{on}}{T} U_s - \frac{T - t_{on}}{T} U_s = \left(\frac{2t_{on}}{T} - 1 \right) U_s = (2\rho - 1) U_s$$

控制电压与占空比的关系为

$$\rho = \frac{t_{on}}{T} = \frac{U_c + U_{TM}}{2U_{TM}}$$

电枢电压仍可用控制电压表示为：

$$U_d = \frac{U_c}{U_{TM}} U_s = K_s U_c$$

在双极式控制的可逆变换器中，电压系数 $\gamma = 2\rho - 1$ 。

直流 PWM 调速系统机械特性

对于带制动电流通路的不可逆电路，电压平衡方程式分两个阶段：

$$U_s = R i_d + L \frac{di_d}{dt} + E \quad 0 \leq t < t_{on}$$

$$0 = R i_d + L \frac{di_d}{dt} + E \quad t_{on} \leq t < T$$

平均电压 $U_d = \gamma U_s$ ，平均转速 $n = E/C_e$ ，则平均值方程可写成：

$$\gamma U_s = R I_d + E = R I_d + C_e n$$

机械特性方程式为：

$$n = \frac{\gamma U_s}{C_e} - \frac{R}{C_e} I_d = n_0 - \frac{R}{C_e} I_d$$

根据 $T_e = C_m I_d$ 用转矩表示为：

$$n = \frac{\gamma U_s}{C_e} - \frac{R}{C_e C_m} T_e = n_0 - \frac{R}{C_e C_m} T_e$$

式中 $n_0 = \gamma U_s / C_e$ 为理想空载转速。

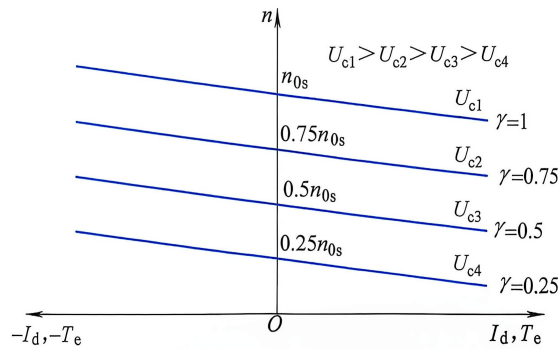


图 2.9: 二象限 PWM 调速系统的机械特性

PWM 控制器与变换器的传递函数

PWM 控制器与变换器也可以看成是一个滞后环节，其传递函数为：

$$W_s(s) = \frac{U_d(s)}{U_c(s)} = K_s e^{-T_s s}$$

同样可以近似看成是一阶惯性环节：

$$W_s(s) \approx \frac{K_s}{T_s s + 1}$$

直流 PWM 调速系统的电能回馈与泵升电压

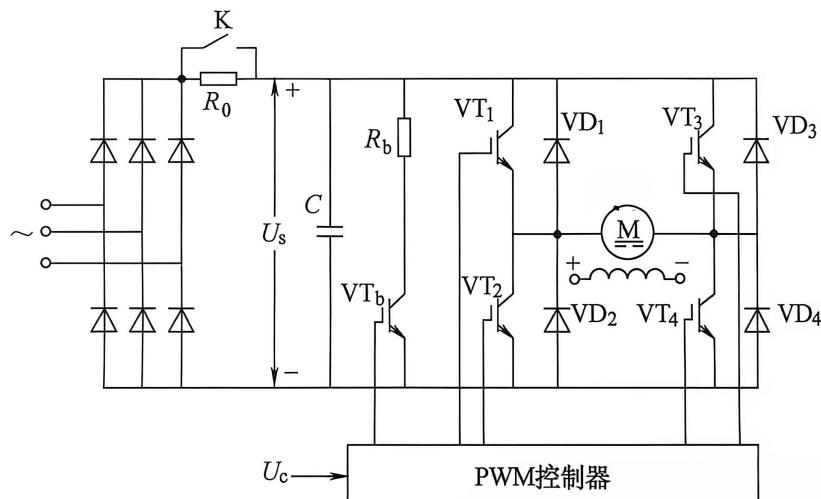


图 2.10: 桥式可逆直流 PWM 调速系统主电路原理图

当可逆系统进入制动状态时，直流 PWM 功率变换器把机械能变为电能回馈到直流侧，但由于二极管整流器导电的单向性，电能不可能通过整流器送回交流电网，只能向滤波电容充电，使电容两端电压升高，称作泵升电压，所以能量回馈问题在可逆 PWM 调速系统中更为突出。系统在制动时释放的动能将表现为电容储能的增加，所以要适当地选择电容的电容量，或采取其他措施，以保护电力电子开关器件不被泵升电压击穿。假设电压由 U_s 提高到 U_{sm} ，电容储能的增量应该等于运动系统在制动时释放的全部动能 A_d ，于是

$$\frac{1}{2}CU_{sm}^2 - \frac{1}{2}CU_s^2 = A_d$$

按制动储能要求选择的电容量应为

$$C = \frac{2A_d}{U_{sm}^2 - U_e^2}$$

过高的泵升电压将超过电力电子器件的耐压限制值，因此电容量不能太小，一般几千瓦的调速系统就需要几千微法的电容。在大容量或负载有较大惯量的系统中，不可能只靠电容器来限制泵升电压，可采用由开关器件 VT 控制的能量释放回路。能量释放回路受到 PWM 控制器的控制，当 PWM 控制器检测到泵升电压高于规定值时，开关器件 VT 导通，使制动过程中多余的动能以铜损耗的形式消耗在放电电阻中。此时，PWM 可逆调速系统的制动过程实际上是能耗制动过程。

如果在大容量的调速系统中希望实现电能回馈到交流电网，以取得更好的制动效果并且节能，可以在二极管整流器输出端并接逆变器，把多余的电能逆变后回馈电网。

当 PWM 调速系统处于休止状态需要起动时，将电源合闸突加交流电源，这时大容量的滤波电容相当于短路，会产生很大的充电电流，容易损坏整流二极管。为限制充电电流，在二极管整流器和滤波电容之间串入限流电阻 R_0 ，合上电源后，经过延时闭合接触器把电阻短路，以免运行产生附加损耗。

2.2 转速闭环控制的直流调速系统

将被调节量作为反馈量引入系统，与给定量比较，利用偏差值进行控制，可以有效抑制甚至消除扰动。在直流调速系统中，被调节量是转速，转速降落是负载引起的转速偏差，闭环调速系统能大大减少转速降落，降低静差率，扩大调速范围。

2.2.1 有静差的转速闭环直流调速系统

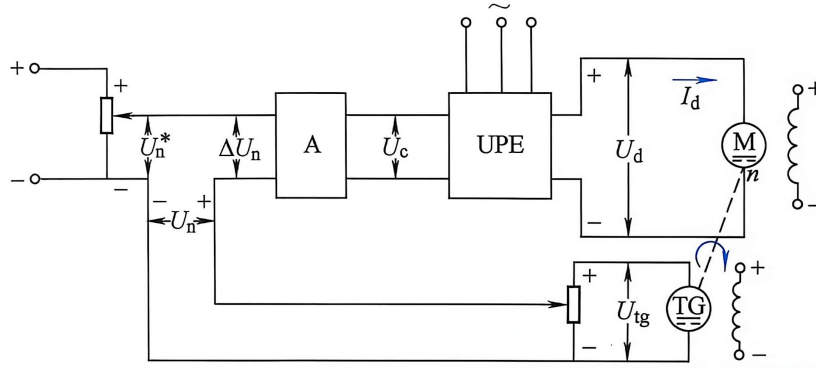


图 2.11: 有静差的转速闭环直流调速系统原理图

在电动机轴上安装测速发电机 TG 得到与被测转速成正比的反馈电压 U_n 。与给定量 U_n^* 比较后得到偏差 ΔU_n 经过比例放大器 A 产生电力电子变换器 UPE 需要的控制电压 U_c 。

忽略各种非线性因素，假定各环节都是线性的，忽略控制电源和电位器的内阻，则各环节稳态关系如下：

电压比较环节： $\Delta U_n = U_n^* - U_n$

比例调节器： $U_c = K_p \Delta U_n$

电力电子变换器： $U_{d0} = K_s U_c$

直流电动机： $n = \frac{U_{d0} - I_d R}{C_e}$

测速反馈环节： $U_n = \alpha n$

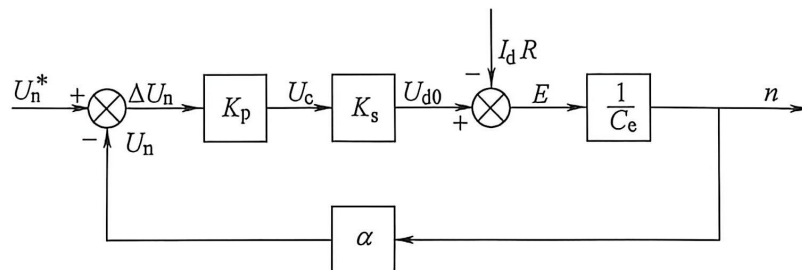


图 2.12: 有静差的转速闭环直流调速系统稳态框图

将给定量 U_n^* 和扰动量 $-I_d R$ 看成两个独立的输入量，运用线性系统得到闭环调速系统的静特性方程式为

$$n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e (1 + K)} - \frac{R I_d}{C_e (1 + K)}$$

断开反馈回路得到开环系统，开环系统机械特性为

$$n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e} - \frac{R I_d}{C_e} = n_{0op} - \Delta n_{op}$$

而闭环系统静特性写成

$$n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e(1+K)} - \frac{R I_d}{C_e(1+K)} = n_{0cl} - \Delta n_{cl}$$

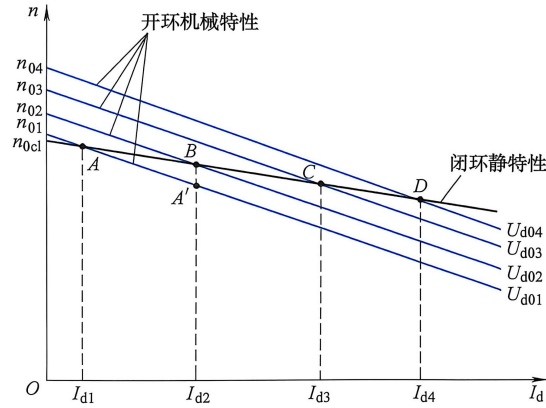


图 2.13: 有静差的转速闭环直流调速系统静特性

对比可得如下关系：

1. 闭环系统静特性比开环系统硬得多。

$$\Delta n_{cl} = \frac{\Delta n_{op}}{1+K}$$

2. 闭环系统的静差率比开环系统小得多。

$$s_{cl} = \frac{s_{op}}{1+K}$$

3. 若静差率要求一定，闭环系统可大大提高调速范围。

$$D_{cl} = (1+K)D_{op} \quad n_{\max} = n_N$$

比例闭环系统可以获得更硬的稳态特性，提高调速范围，实质是在负载增加时，响应提高电枢电压使得电动机在新的机械特性下工作。稳态的控制电压由系统和负载共同决定如下

$$U_c = \frac{K_p U_n^*}{1+K} + \frac{K_p \alpha R I_{dL}}{C_e(1+K)}$$

反馈控制的基本规律

1. 只有比例控制的反馈控制系统，其被调量有静差。
2. 反馈控制系统的作用是：抵抗扰动，服从给定。
3. 系统的精度依赖于给定和反馈检测的精度。

有静差的转速闭环直流调速系统动态分析

电力电子变换器的传递函数为

$$W_s(s) \approx \frac{K_s}{T_s s + 1}$$

动态电压方程为

$$U_{d0} - E = R \left(I_d + T_l \frac{dI_d}{dt} \right)$$

其中 $T_l = L/R$ 为电枢回路电磁时间常数, $I_{dL} = T_L/C_m$ 为负载电流。

动力学方程为

$$I_d - I_{dL} = \frac{T_m}{R} \frac{dE}{dt}$$

其中 $T_m = \frac{GD^2 R}{375 C_e C_m}$ 为电力拖动系统机电时间常数, 转矩系数 $C_m = T_e/I_d = 30 C_e/\pi$ 。

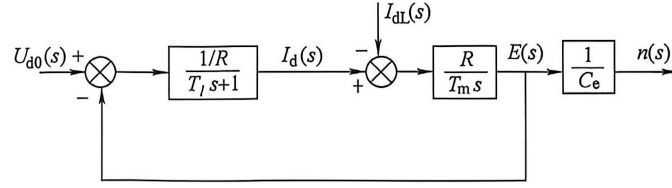


图 2.14: 额定励磁下直流电动机的动态结构框图

额定励磁下直流电动机是一个二阶线性环节, 若 $T_m > 4T_l$, 系统可以分解为两个惯性环节, 突加给定时系统单调变化; 若 $T_m < 4T_l$, 系统是一个二阶振荡环节, 机械和电磁能量相互转换。

比例放大器传递函数为 $W_a(s) = K_p$, 测速反馈传递函数为 $W_{fn}(s) = \alpha$, 结合起来系统框图如下, 可以看出, 带比例放大器的转速反馈控制直流调速系统近似为三阶线性系统。

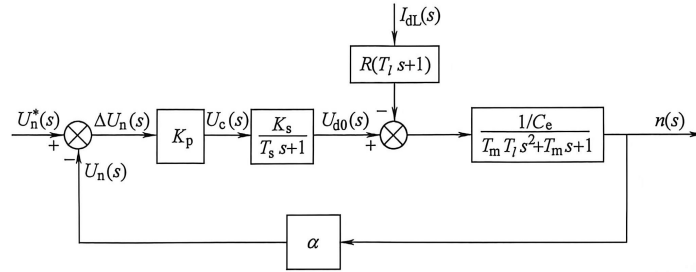


图 2.15: 有静差的转速闭环直流调速系统动态框图

开环传递函数为

$$W(s) = \frac{U_n(s)}{\Delta U_n(s)} = \frac{K}{(T_s s + 1)(T_m T_l s^2 + T_m s + 1)}$$

其中开环增益 $K = K_p K_s \alpha / C_e$

闭环传递函数为

$$W_{cl}(s) = \frac{n(s)}{U_n^*(s)} = \frac{\alpha W(s)}{1 + W(s)} = \frac{\frac{K_p K_s}{C_e(1+K)}}{\frac{T_m T_l T_s}{1+K} s^3 + \frac{T_m(T_l + T_s)}{1+K} s^2 + \frac{T_m + T_s}{1+K} s + 1}$$

由 Routh 判据可知, 系统稳定的充分必要条件为:

$$K < \frac{T_m}{T_s} + \frac{T_m}{T_l} + \frac{T_s}{T_l} = K_{cr}$$

稳态误差要小和稳定性要好是矛盾的, 必须保证的是稳定性。

2.2.2 无静差的转速闭环直流调速系统

PI 调节器综合了比例控制的快速响应和积分控制的消除静差的优点，输出为

$$U_c = K_p U_{in} + \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} U_{in} dt$$

其传递函数为：

$$W_{PI}(s) = K_p + \frac{1}{\tau s} = \frac{K_p \tau s + 1}{\tau s}$$

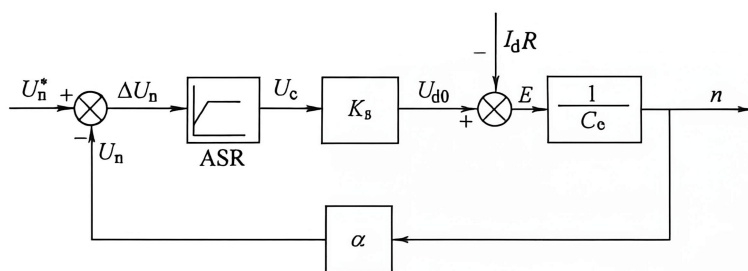


图 2.16: 无静差转速闭环直流调速系统稳态框图

稳态工作时，有如下关系

$$U_n^* = U_n = \alpha n = \alpha n^*$$

$$U_c = \frac{U_{d0}}{K_s} = \frac{C_e n^* + I_d R}{K_s}$$

稳态时 $U_n = U_n^*$ 。转速反馈系数 α 计算如下：

$$\alpha = \frac{U_{nm}^*}{n_{max}}$$

2.2.3 转速闭环直流调速系统的限流保护

突加给定电压时，由于惯性作用，不可能立刻建立转速，反馈电压为零，则调节器输出为 $K_s U_n^*$ ，电枢电压 U_d 立即达到最大值，电动机全压启动，会造成电动机过电流。堵转时也会产生过电流。为了解决起动和堵转时的过流问题，引入电流截止负反馈。且由于电流负反馈会抑制带载能力，因此当电流大到一定程度时才接入电流负反馈，称为电流截止负反馈。

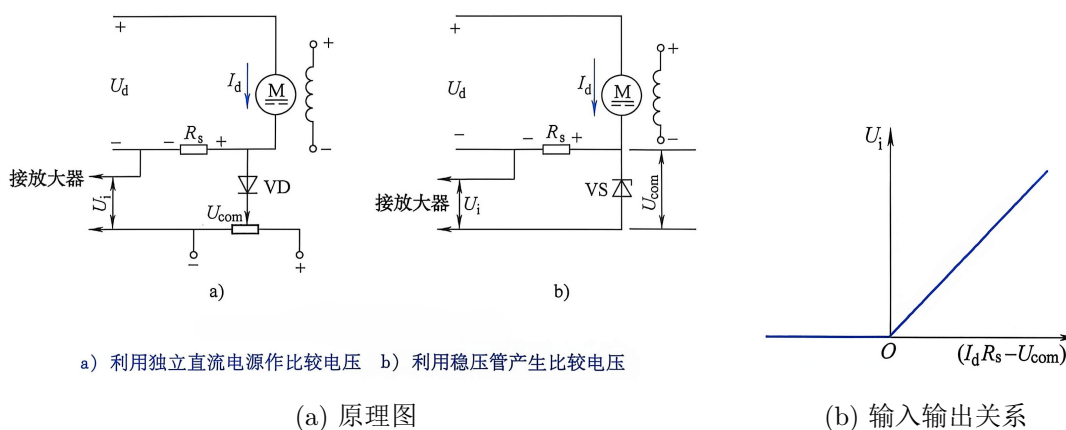


图 2.17: 电流截止负反馈

电流截止负反馈的输入输出特性为

$$U_i = \begin{cases} I_d R_s - U_{com} & I_d R_s - U_{com} > 0 \\ 0 & I_d R_s - U_{com} < 0 \end{cases}$$

截止电流为 $I_{dcr} = U_{com}/R_s$ 。

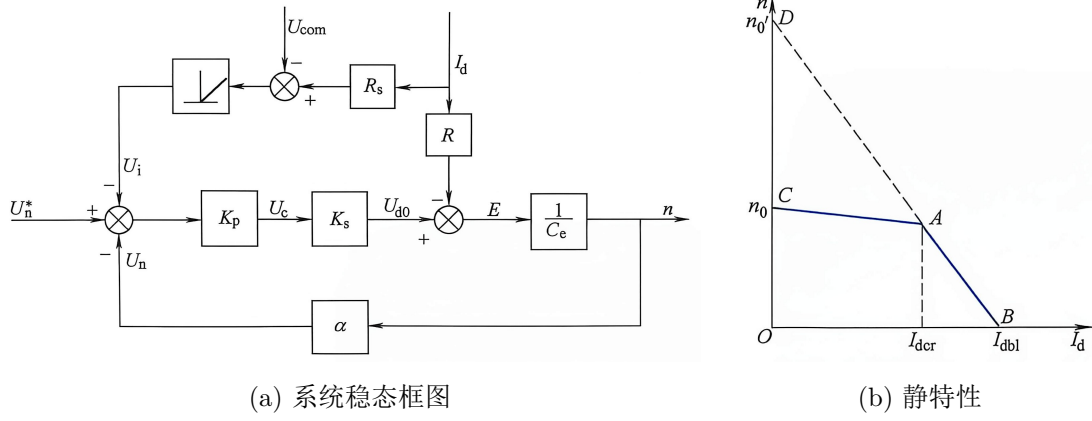


图 2.18: 带电流截止负反馈的无静差转速闭环调速系统

当 $I_d > I_{dcr}$ 时, 引入电流负反馈, 静特性变为

$$n = \frac{K_p K_s U_n^*}{C_e(1+K)} - \frac{K_p K_s}{C_e(1+K)} (R_s I_d - U_{com}) - \frac{R I_d}{C_e(1+K)} = \frac{K_p K_s (U_n^* + U_{com})}{C_e(1+K)} - \frac{(R + K_p K_s R_s) I_d}{C_e(1+K)}$$

相当于在主电路串入了一个大电阻 $K_p K_s R_s$, 稳态速降极大, 特性急剧下垂, 且比较电压和给定电压作用一致, 相当于抬升了理想空载转速, 此特性称为下垂特性或者挖土机特性。堵转电流为:

$$I_{dbl} = \frac{K_p K_s (U_n^* + U_{com})}{R + K_p K_s R_s} \approx \frac{U_n^* + U_{com}}{R_s}$$

I_{dbl} 应小于电动机最大电流, 一般为 $(1.5 \sim 2)I_N$, 且 I_{dcr} 应大于电动机额定电流, 一般取 $\geq (1.1 \sim 1.2)I_N$ 。

2.3 转速、电流双闭环控制的直流调速系统

转速闭环控制直流调速系统（简称单闭环系统）用 PI 调节器实现无静差，并用电流截止负反馈避免出现电流过大现象，但无法充分控制电流的动态过程。需要有电流闭环控制来控制电磁转矩的动态过程。为了实现转速和电流两种负反馈分别起作用，可在系统中设置两个调节器，分别引入转速负反馈和电流负反馈以调节转速和电流，二者之间实行嵌套（或称串级）连接。把转速调节器 ASR 的输出作为电流调节器 ACR 的输入，再用 ACR 的输出去控制 UPE。电流环为内环，转速环为外环，形成了转速、电流双闭环控制直流调速系统（简称双闭环系统）。两个调节器一般都采用 PI 调节器。

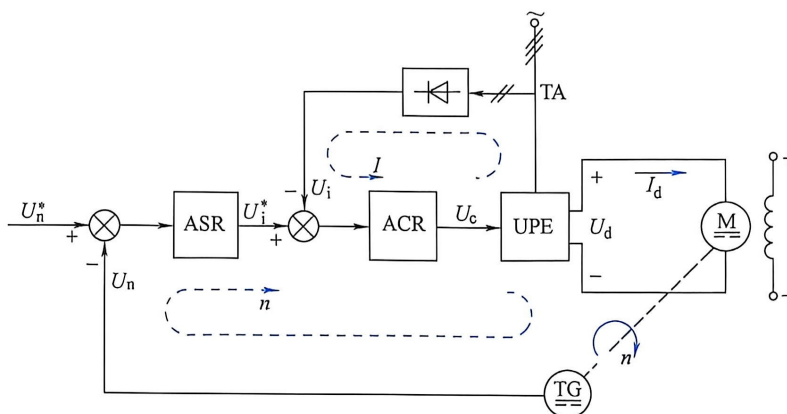


图 2.19: 双闭环直流调速系统原理图

2.3.1 双闭环系统的静特性

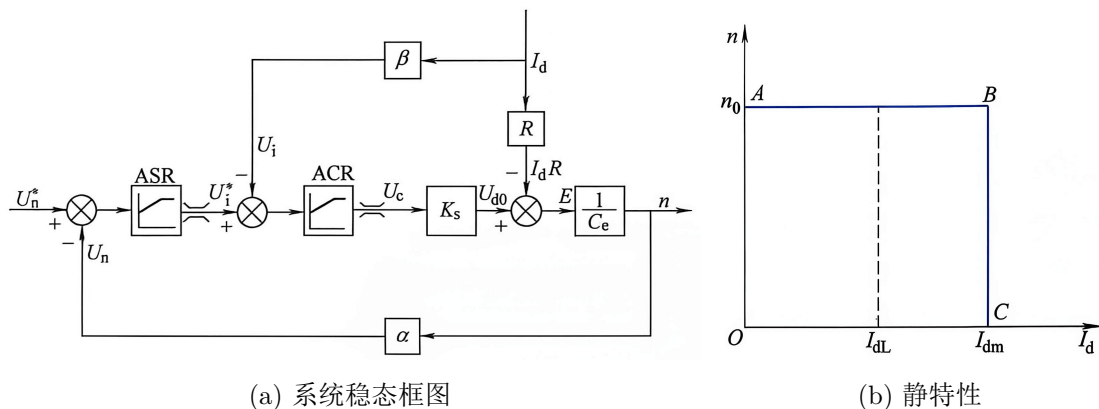


图 2.20: 双闭环直流调速系统稳态模型

为了实现电流的实时控制和快速跟随，希望电流调节器不要进入饱和状态。因此，对于静特性来说，只有转速调节器饱和与不饱和两种情况。

ASR 不饱和时，两个调节器都不饱和，稳态时，它们的输入偏差电压都是零。因此：

$$U_n^* = U_n = \alpha n$$

$$U_i^* = U_i = \beta I_d$$

其中 α 和 β 分别为转速和电流反馈系数。

由上式可得 $n = \frac{U_n^*}{\alpha} = n^*$ 。对应静特性的水平段（AB 段），表现为转速无静差。

ASR 输出达到限幅值 U_{im}^* 时, 转速环呈开环状态。双闭环系统变成无静差的单电流闭环系统。稳态时:

$$I_d = \frac{U_{im}^*}{\beta} = I_{dm}$$

对应静特性的垂直段 (BC 段), 表现为电流无静差, 起到过流自动保护作用。

双闭环调速系统当两个调节器都不饱和时, 有下列关系

$$U_n^* = U_n = \alpha n = \alpha n^*$$

$$U_i^* = U_i = \beta I_d = \beta I_{dL}$$

$$U_c = \frac{U_{d0}}{K_s} = \frac{C_e n + I_d R}{K_s}$$

双闭环调速系统的稳态参数计算与单闭环无静差系统的稳态计算相似, 即有:

$$\alpha = \frac{U_{nm}^*}{n_{max}} \quad \beta = \frac{U_{im}^*}{I_{dm}}$$

2.3.2 双闭环系统的动态过程分析

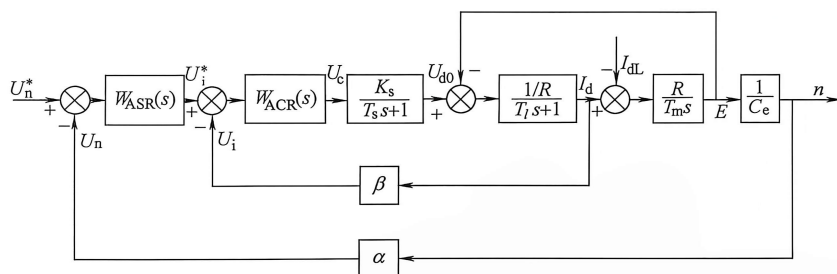


图 2.21: 双闭环直流调速系统动态框图

起动过程

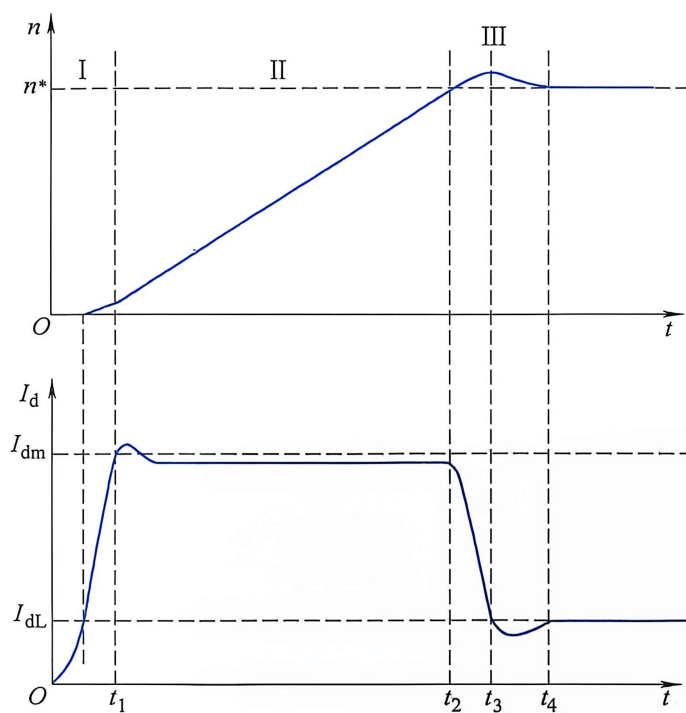


图 2.22: 双闭环直流调速系统起动过程

第 I 阶段 $0 \sim t_1$ 是电流上升阶段：突加给定电压 U_n^* 后，调节器使 U_c, U_{d0}, I_d 上升，但 $I_d < I_{dL}$ 时，电动机不能转动。当电动机开始启动后，由于机电惯性作用，转速缓慢增加，输出电压保持 U_{im}^* ，ASR 很快进入并保持饱和状态，强迫电枢电流迅速抬升。直到 $I_d = I_{dm}$ ，电流调节器压制 I_d 的增长，此阶段结束。

第 II 阶段 $t_1 \sim t_2$ 是恒流升速阶段：ASR 始终是饱和的，转速环开环，系统成为在恒值电流给定 U_{im}^* 下的电流调节系统。电流 I_d 基本保持恒定，系统加速度恒定，转速呈线性增长。这是启动过程的主要阶段。为保持电流恒定，电枢电压和控制电压也必须线性增加。由于电流闭环的扰动量反电动势是斜坡扰动量，电流闭环系统做不到无静差， I_d 略低于 I_{dm} 。

第 III 阶段 t_2 以后是转速调节阶段：当转速上升到给定值 n^* 时，ASR 输入偏差为零，但其输出仍维持在限幅值 U_{im}^* ，电动机继续加速，使转速超调。转速超调后，ASR 开始退出饱和状态， U_i, I_d 很快下降。直到 $I_d = I_{dL}$ 时，转速到达峰值，然后经过调节进入稳态。此阶段 ASR 和 ACR 都不饱和。

启动过程有三个特点：

1. 饱和非线性控制：ASR 的饱和与不饱和使系统在不同阶段表现为不同结构的线性系统。
2. 转速超调：当 ASR 采用 PI 调节器时，转速必然有超调。
3. 准时间最优控制：在电动机允许过载能力限制下的恒流启动，实现了近似最短时间的控制。

制动过程

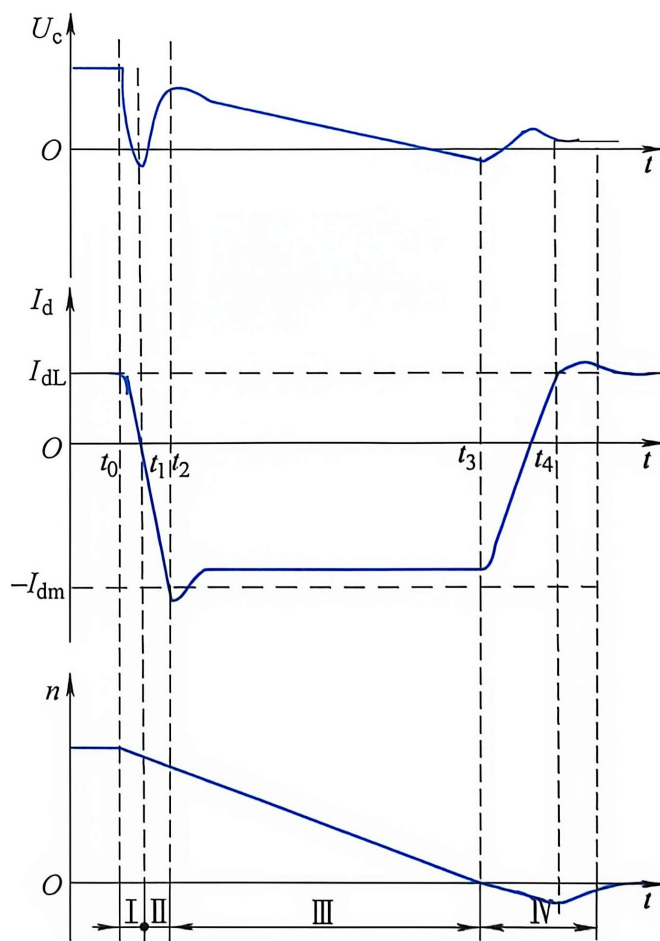


图 2.23: 双闭环直流调速系统制动过程

第 I 阶段 $t_0 \sim t_1$ 是正向电枢电流衰减阶段：收到停车指令后，ASR 输入 ΔU_n 为较大负值，输出电压很快下降到反向限幅 $-U_{im}^*$ ，电流环强迫电流迅速下降到 0，这一阶段结束。

第 II 阶段 $t_1 \sim t_2$ 是反向电枢电流建立阶段：电流衰减到 0 后，ASR 输入仍为较大的负值，输出反向饱和，转速环开环，系统称为在恒值给定下的电流单环系统，强迫电流反向增加至 $-I_{dm}$ 。只要 $U_d < E$ ，处于反接制动住哪个台，转速无明显下降。

第 III 阶段 $t_2 \sim t_3$ 是恒流制动阶段：反向电流超调开始，转速仍开环，除短暂电流调节阶段外，反电动势线性下降， U_c, U_{d0} 也线性下降。由于扰动量是反电动势为斜坡扰动，系统存在静差。此时电动机回馈制动，把机械能转换为电能储存在母线电容中，直到转速下降为 0 结束，此阶段是制动的主要阶段。

第 IV 阶段 t_3 以后是转速调节阶段：当转速下降到 0 时，ASR 输入偏差减小到零，输出还维持反向饱和，电动机开始反转，输出反向退饱和， U_i^* 反向快速下降，电枢电流跟随给定，反向快速下降到零后建立正向电枢电流，直到 $I_d = I_{dL}$ 时，转矩 $T_e = T_L$ ，转速达到反向最大值，此后电动机又开始反向减速直至停转。

制动过程同样具有饱和非线性控制、转速反向超调、准时间最优控制三个特点。

转速、电流调节器的作用

• 转速调节器 (ASR) 的作用：

1. 调速系统的主导调节器，使转速 n 跟随给定 U_n^* 变化，实现无静差。
2. 对负载变化起抗扰作用。
3. 其输出限幅值决定电动机允许的最大电流。

• 电流调节器 (ACR) 的作用：

1. 作为内环调节器，在外环调节过程中，使电流紧紧跟随其给定电压 U_i^* 变化。
2. 对电网电压的波动起及时抗扰的作用。
3. 在转速动态过程中，保证获得电动机允许的最大电流，加快动态过程。
4. 当电动机过载甚至堵转时，限制电枢电流的最大值，起快速的自动保护作用。

2.3.3 双闭环直流调速系统的弱磁控制

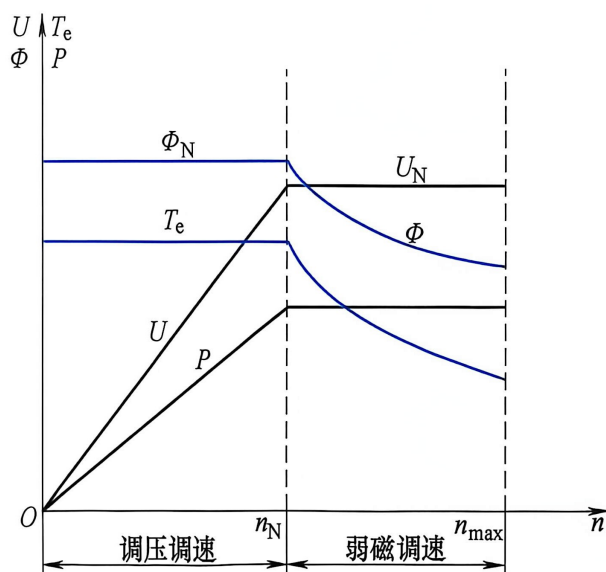


图 2.24: 弱磁调压配合控制特性

变电机电压是从基速向下调速，保持磁通为额定值 Φ_N 不变，容许转矩 $T = C_T \Phi_N I_N$ 不变，称为恒转矩调速。而降低励磁电流则是从基速向上调速，保持电机电压为额定值 U_N 不变，减弱磁通升速，由于感应电动势 $E \approx U_N$ 保持不变，容许功率 $P = \frac{C_T}{C_\phi} E I_N$ 也不变，称为恒功率调速。

当负载要求的调速范围较大时,需要变压和弱磁配合控制,在基速以下恒转矩调速,在基速以上恒功率调速。此时只能在基速以上满足恒功率调速的要求,在基速以下输出功率降低。

在变压调速系统的基础上进行弱磁控制，变压与弱磁的给定装置不应该完全独立，而是互相关联的。在基速以下，应该在满磁的条件下调节电压，在基速以上，应该在额定电压下调节励磁。因此，存在恒转矩的变压调速和恒功率的弱磁调速两个不同的区段。实际运行中，需要选择一种合适的控制方法，可以控制系统在这两个区段间交替工作。

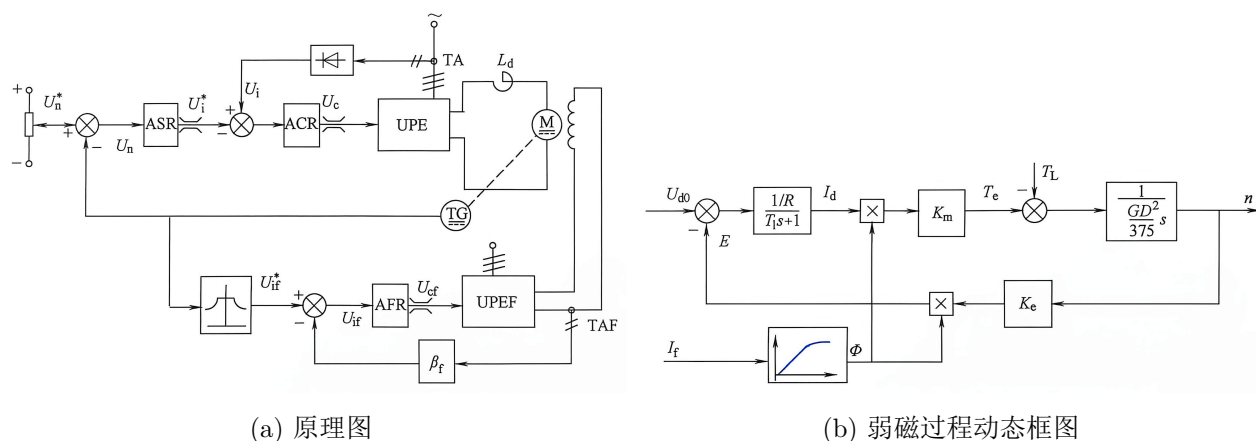


图 2.25: 弱磁调压配合控制直流调速系统

励磁电流调节器 AFR 一般采用 PI 调节器。当转速在 n_N 以下时, 励磁电流给定 $U_{af}^* = U_{im}^*$, 励磁电流 $I_f = I_{fN}$, 气隙磁通 $\Phi = \Phi_N$, 与常规的双闭环系统一致。当转速升到 n_N 以上时, 减小励磁电流给定 $U_{af}^* = \beta_f I_f$ 。在励磁电流闭环控制作用下, 励磁电流 $I_f < I_{fN}$, 气隙磁通 $\Phi < \Phi_N$, 实现基速以上调速。

当磁通改变时, C_e 和 C_m 均不再为常数, 电动势和电磁转矩改写为

$$E = K_e \Phi n \quad T_e = K_m \Phi I_d$$

磁通变化中直流电动机是含有乘法器的非线性对象，原则上应使 ASR 具有可变参数以适应磁通变化。

2.4 转速、电流双闭环控制直流调速系统的设计

2.4.1 控制系统的动态性能指标

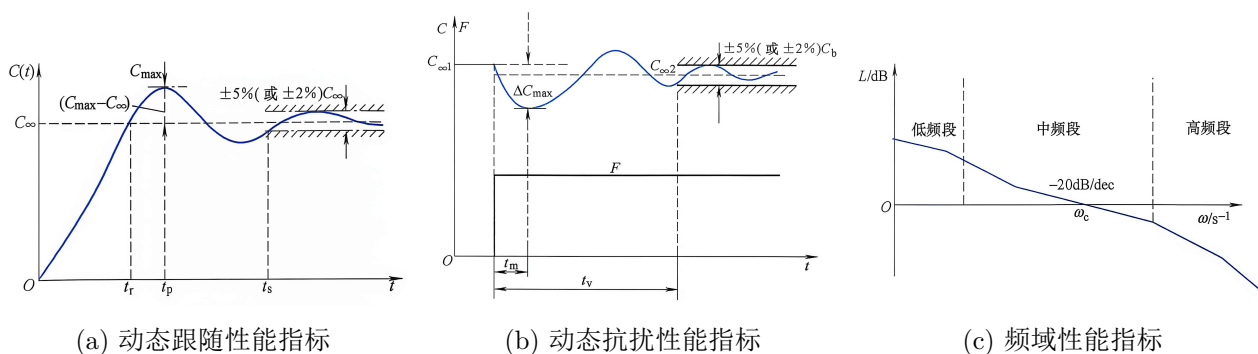


图 2.26: 控制系统的动态性能指标

1. 动态跟随性能指标：描述系统在阶跃信号作用下的输出响应特征。

- 上升时间 t_r ：输出量从零第一次上升到稳态值所需的时间。
- 超调量 σ ：输出量超过稳态值的百分数， $\sigma = \frac{C_{max} - C_{\infty}}{C_{\infty}} \times 100\%$ 。
- 调节时间 t_s ：输出量达到并不再超出稳态值 $\pm 5\%$ （或 $\pm 2\%$ ）误差带所需的时间。

2. 动态抗扰性能指标：描述系统在扰动信号作用下的输出响应特征。

- 动态降落 ΔC_{max} ：突加扰动所引起的输出量最大降落值。
- 恢复时间 t_v ：输出量从动态降落后恢复到新稳态值附近误差带内所需的时间。

3. 频域性能指标：伯德图中的稳定裕度，反应系统动态过程的平稳性

- 稳定裕度：相角裕度 γ 和增益裕度 GM ，一般要求 $\gamma = 30^\circ \sim 60^\circ$, $GM > 6\text{dB}$ 。
- 频段特征：中频段以 -20dB 穿越零分贝线，截止频率高，低频段斜率陡增益高，高频段衰减快。

2.4.2 工程设计方法

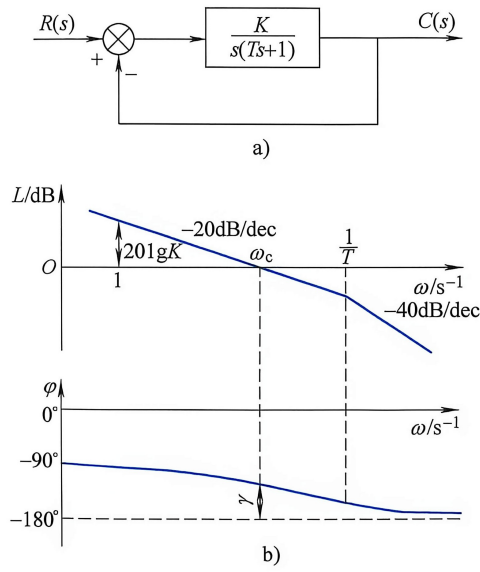
首先将多种多样的实际控制系统简化或近似成少数几种典型的低阶系统，把它们的开环对数频率特性当作预期特性，把它们的参数与系统性能指标的关系写成简单的公式或制成简明的图表。设计时只要把实际系统校正或简化成典型系统，就可以利用现成的公式和图表来进行参数计算。

设计原则是：

1. 概念清楚易懂
2. 计算公式简明好记
3. 给出参数计算公式，且指明参数调整方向
4. 考虑饱和和非线性控制的情况，经过分段线性化处理，给出简单的计算公式
5. 适用于各种可以简化成典型系统的闭环控制系统

2.4.3 典型系统性能指标与参数的关系

典型 I 型系统



a) 闭环系统结构图 b) 开环对数频率特性

图 2.27: 典型 I 型系统

典型 I 型系统是一个二阶系统。为获得快速的动态响应，常把系统设计成欠阻尼状态，又由于 $KT < 1$ ，因此一般取 $0.5 < \xi < 1$ ，动态跟随性能指标关系如下：

$$\begin{aligned}\sigma &= e^{-\pi\xi/\sqrt{1-\xi^2}} \times 100\% \\ t_r &= \frac{2\xi T}{1-\xi^2} (\pi - \arccos \xi) \\ t_p &= \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\xi^2}} \\ t_s &= \frac{3}{\xi\omega_n} = 6T \quad (\xi < 0.9, \Delta = \pm 5\%) \end{aligned}$$

频域指标如下：

$$\begin{aligned}\omega_c &= \omega_n \sqrt{\sqrt{4\xi^4 + 1} - 2\xi^2} \\ \gamma &= \arctan \frac{2\xi}{\sqrt{\sqrt{4\xi^4 + 1} - 2\xi^2}}\end{aligned}$$

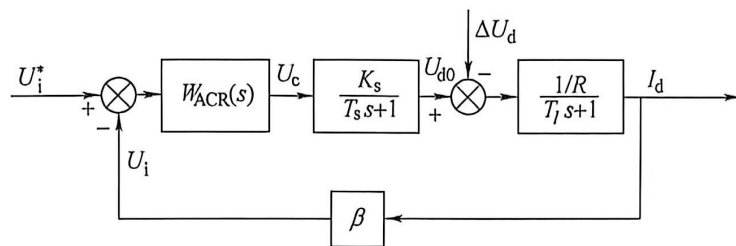


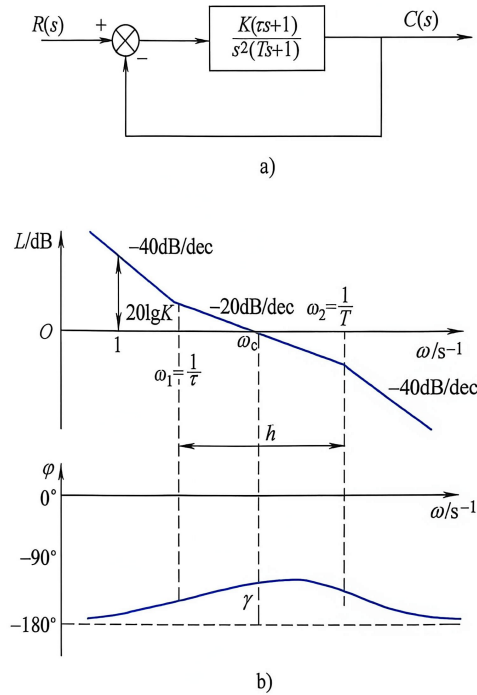
图 2.28: 电流环在电压扰动喜爱的动态结构图

对于动态干扰性能指标的分析, 以电网电压对电流环的扰动为例, 阶跃响应下闭环输出为

$$\Delta C(s) = \frac{FK_2(T_1s + 1)}{(T_2s + 1)(T_1s^2 + s + K_1K_2)}$$

定义 $m = T_1/T_2 < 1$ 为控制对象小时间常数与大时间常数的比值, 一般电动机的电磁时间常数 $T_2 = T_l$ 是不变的, 取不同的 m 值可以得到 $\Delta C(t)$ 的动态曲线, 一般最大降落用基准值的百分数表示, 取开环系统输出值为基准值 $\Delta C_b = FK_2$, 最大降落时间 t_m 和恢复时间 t_v 都以 T_2 的倍数表示。

典型 II 型系统



a) 闭环系统结构图 b) 开环对数频率特性

图 2.29: 典型 II 型系统

为简化设计, 引入中频宽 $h = \frac{\tau}{T} = \frac{\omega_2}{\omega_1}$ 。对于一定的 h 值, 只有一个确定的 ω_c 可以得到最小的闭环幅频特性峰值 $M_{r\min}$, 此时有

$$\frac{\omega_2}{\omega_c} = \frac{2h}{h+1} \quad \frac{\omega_c}{\omega_1} = \frac{h+1}{2}$$

$$\omega_c = \frac{1}{2}(\omega_1 + \omega_2) = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\tau} + \frac{1}{T} \right) \quad M_{r\min} = \frac{h+1}{h-1}$$

在此准则下, 系统的参数为

$$\tau = hT \quad K = \omega_1\omega_c = \frac{h+1}{2h^2T^2}$$

系统的闭环响应为

$$C(s) = \frac{hTs + 1}{s \left(\frac{2h^2}{h+1} T^3 s^3 + \frac{2h^2}{h+1} T^2 s^2 + hTs + 1 \right)}$$

h 值越大, 超调量 σ 越小, 但调节时间 t_s 变长, 但是调节时间 t_s 随 h 变化不单调。通常 h 值在 $3 \sim 10$ 之间选择, 其中 $h = 5$ 时动态跟随性能比较适中。

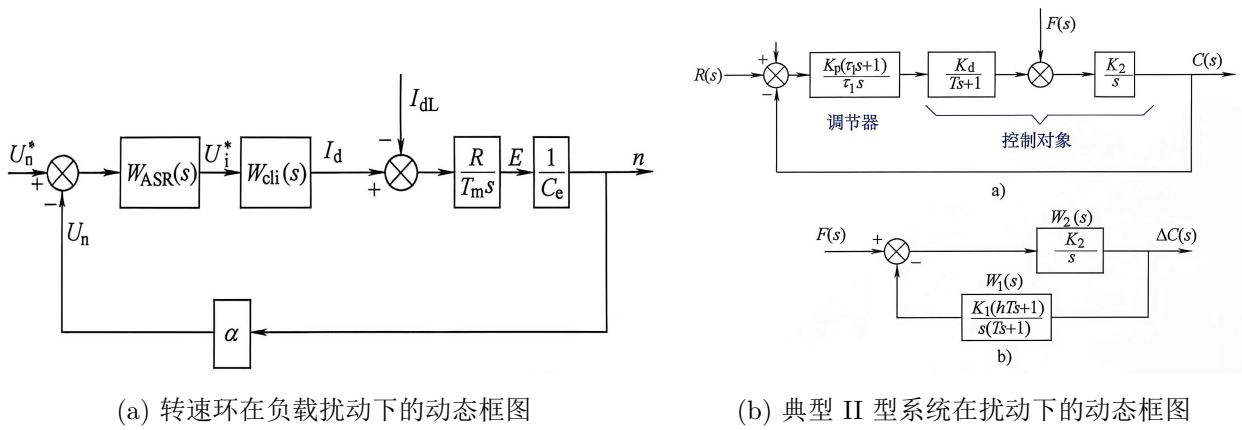


图 2.30: 典型 II 型系统抗扰指标分析

令 $K_1 K_2 = K = \frac{h+1}{2h^2 T^2}$, 在负载阶跃扰动下闭环输出为:

$$\Delta C(s) = \frac{\frac{2h^2}{h+1} F K_2 T^2 (Ts + 1)}{\frac{2h^2}{h+1} T^3 s^3 + \frac{2h^2}{h+1} T^2 s^2 + hTs + 1}$$

取不同的 h 值可以得到 $\Delta C(t)$ 的动态曲线, 取开环输出在 $2T$ 时间内的累加值为基准值 $\Delta C_b = 2FK_2T$ 。一般来说, h 越小, $\Delta C_{\max}$ 越小, t_m, t_v 越短, 抗扰性能好。当 $h < 5$ 时, 减小 h 反而加长了 t_v 。

比较分析的结果可见, 典型 I 型系统和典型 II 型系统除了在稳态误差上的区别以外, 在动态性能中, 一般来说, 典型 I 型系统的跟随性能超调小, 但抗扰性能稍差, 而典型 II 型系统抗扰性能比较好。这是设计时选择典型系统的重要依据。

2.4.4 工程近似处理方法

实际控制系统的传递函数是各种各样的, 往往不能简单地校正成典型系统, 这就需要做出近似处理。

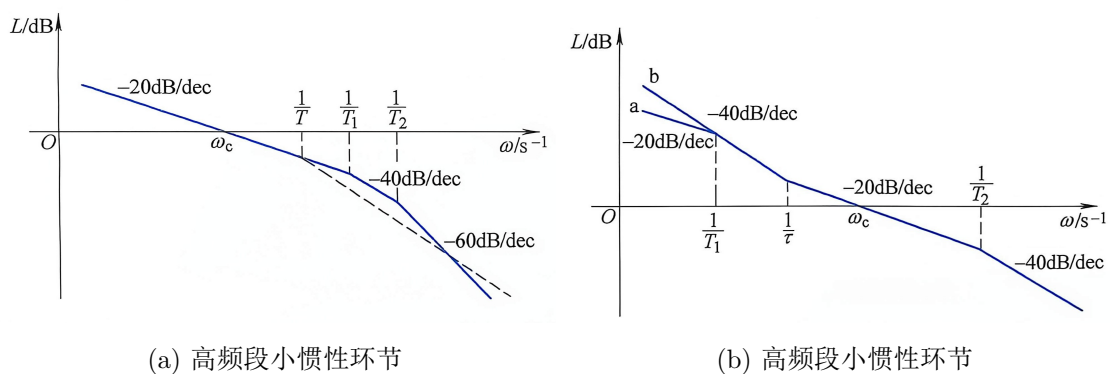


图 2.31: 工程近似处理方法

高频段小惯性环节的近似处理

当高频段有多个小时间常数 $T_1, T_2, T_3, \dots$ 的小惯性环节时, 可以等效地用一个时间常数 T 的惯性环节来代替。其等效时间常数 $T = T_1 + T_2 + T_3 + \dots$

有两个高频段小惯性环节的近似条件为

$$\omega_c \leq \frac{1}{3\sqrt{T_1 T_2}}$$

有三个高频段小惯性环节的近似条件为

$$\omega_c \leq \frac{1}{3} \sqrt{\frac{1}{T_1 T_2 + T_2 T_3 + T_3 T_1}}$$

高阶系统的降阶近似处理

上述小惯性群的近似处理实际上是高阶系统降阶处理的一种特例，它把多阶小惯性环节降为一阶小惯性环节。下面讨论如何能忽略特征方程的高次项。

以三阶系统为例，系统传函为：

$$W(s) = \frac{K}{as^3 + bs^2 + cs + 1}$$

若能忽略高次项得近似一阶系统的传递函数为：

$$W(s) = \frac{K}{cs + 1}$$

近似条件是：

$$b\omega^2 \leq \frac{1}{10} \quad c\omega^2 \leq \frac{c}{10}$$

可以写成

$$\omega_c \leq \frac{1}{3} \min \left(\sqrt{\frac{1}{b}}, \sqrt{\frac{c}{a}} \right)$$

低频段大惯性环节的近似处理

若系统中有一个时间常数较大的惯性环节 $1/(Ts + 1)$ ，可以将这个大惯性环节近似成积分环节 $1/Ts$ 。

大惯性环节的频率特性为：

$$\frac{1}{j\omega T + 1} = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 T^2 + 1}} \angle -\arctan \omega T$$

若将它近似成积分环节，其幅值应近似为：

$$\frac{1}{\sqrt{\omega^2 T^2 + 1}} \approx \frac{1}{\omega T}$$

近似条件是： $\omega^2 T^2 \gg 1$ ，或按工程惯例， $\omega T \geq \sqrt{10}$ 。将 ω 换成 ω_c 并取整数得：

$$\omega_c \geq \frac{3}{T}$$

从频率特性上看，其差别只在低频段，对系统的动态性能影响不大。但是，相当于把系统的型别提高了一级，只适用于分析动态性能，当考虑稳态精度时，仍采用原来的传递函数即可。

2.4.5 按工程设计方法设计双闭环调节器

用工程设计方法来设计转速、电流双闭环控制直流调速系统的原则是“先内环后外环”。设计步骤是：先从电流内环开始，对其进行必要的变换和近似处理后，根据电流环的控制要求确定把它校正成哪一类典型系统，再按照控制对象确定电流调节器的类型，最后按动态性能指标要求确定电流调节器的参数。电流环设计完成后，把电流环等效成转速外环中的一个环节，再用同样的方法设计转速环。

双闭环调速系统实际结构增加了滤波环节，包括电流滤波、转速滤波和两个给定信号的滤波环节。设置滤波是为了抑制各种扰动量对系统的影响，一般用一阶惯性环节表示。由于滤波环节在抑制扰动的同时延迟了反馈信号的作用，因此在给定信号通道上加上同等时间常数的惯性环节来平衡，称为配合滤波。

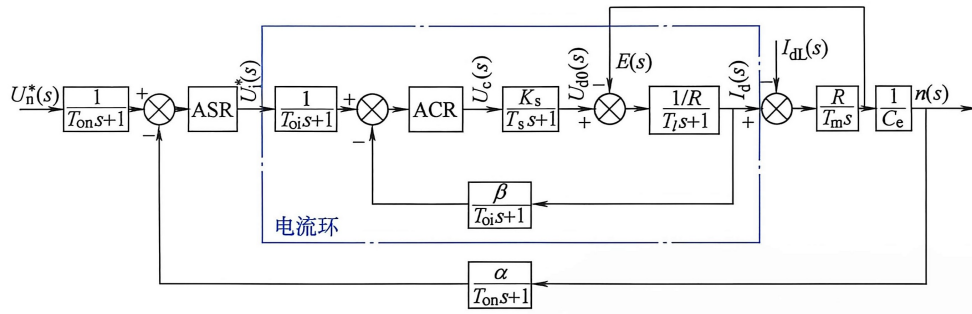
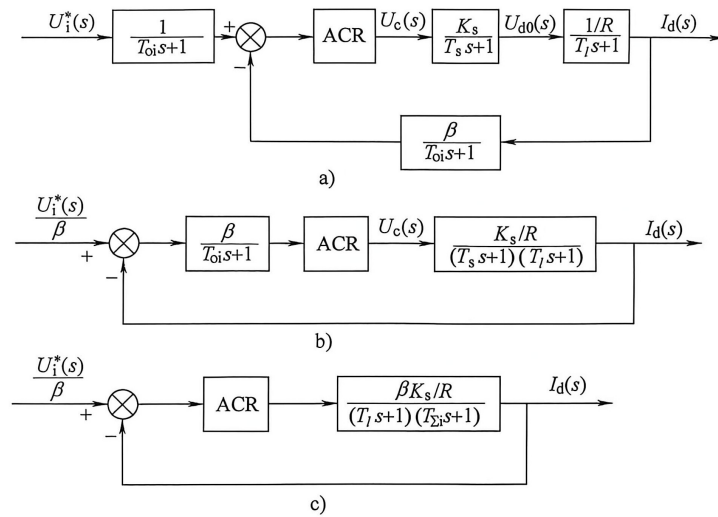


图 2.32: 实际双闭环调速系统的动态结构

电流调节器的设计

电流环中，反电动势与电流反馈作用相互交叉，但是，由于电磁时间常数 T_l 远小于机电时间常数 T_m ，因此反电动势是一个缓慢变化的扰动，在电流瞬变过程中认为不变，忽略反电动势作用的近似条件为电流环开环频率特性截止频率

$$\omega_{ci} \geq 3\sqrt{\frac{1}{T_m T_l}}$$



a) 忽略反电动势的动态影响 b) 等效成单位负反馈系统 c) 小惯性环节近似处理

图 2.33: 电流环动态结构图的化简

把配合滤波和反馈滤波等效移到前向通道上，把给定信号改成 $U_i^*(s)/\beta$ ，电流环等效为单位负反馈系统。

由于 T_s 和 T_{oi} 一般都比 T_l 小得多，可以当作小惯性群而近似地看作是一个惯性环节，其时间常数为 $T_{\Sigma i} = T_s + T_{oi}$ ，简化的近似条件为：

$$\omega_{ci} \leq \frac{1}{3}\sqrt{\frac{1}{T_s T_{oi}}}$$

在设计电流调节器时，首先应考虑把电流环校正成哪一类典型系统。

首先从稳态要求上看，希望电流无静差，以得到理想的堵转特性，需要电流调节器有一个积分环节。再从动态要求上看，实际系统不允许电枢电流在突加控制作用时有太大的超调，以保证电流在动态过程中不超过允许值，而对电网电压波动的及时抗扰作用只是次要的因素，因此电流环应以跟随性能为主，要求超调小，也应选用典型 I 型系统。

电流环的控制对象是两个时间常数大小相差较大的双惯性型的控制对象,采用 PI 型的 ACR,因为 $T_i \gg T_{\Sigma i}$, 所以选择 $\tau_i = T_i$, 用调节器的零点对消控制对象中的大时间常数极点, 于是:

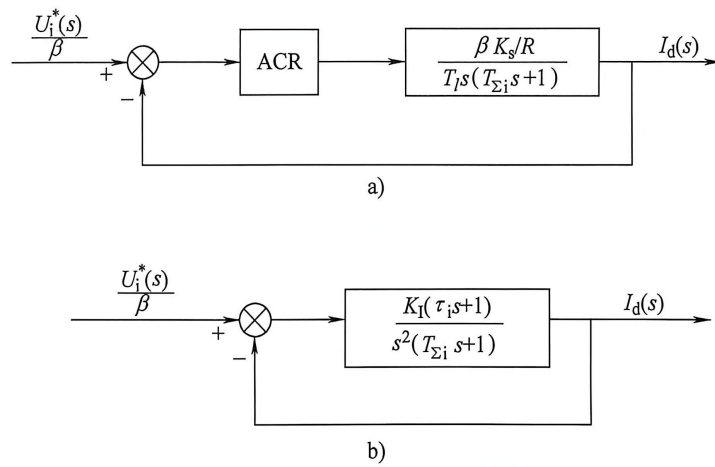
$$W_{opi}(s) = \frac{K_i K_p \beta / R}{\tau_i s (T_{\Sigma i} s + 1)} = \frac{K_I}{s (T_{\Sigma i} s + 1)}$$

式中 $K_I = \frac{K_i K_p \beta}{\tau_i R}$ 。

在一般情况下, 希望电流超调量 $\sigma_i \leq 5\%$, 可选 $\xi = 0.707$, $K_I T_{\Sigma i} = 0.5$, 则:

$$K_i = \frac{T_l R}{2 K_s \beta T_{\Sigma i}} = \frac{R}{2 K_s \beta} \frac{T_l}{T_{\Sigma i}}$$

电流闭环控制把双惯性环节的电流环控制对象近似等效成一阶惯性环节, 加快了电流跟随作用。如果电流环的大惯性环节不能被准确对消, 会影响电流环的动态性能。



a) 大惯性环节近似成积分环节 b) 电流环校正成典型 II 型系统

图 2.34: 电流环动态结构图的另一种化简方式

可以把电流环校正成典型 II 型系统。由于电流环两个惯性环节相差过大, 也可以把大惯性环节近似成积分环节, 则电流环开环传递函数变为:

$$W_{opi}(s) = \frac{K_i \beta K_s (\tau_i s + 1)}{\tau_i R T_l s^2 (T_{\Sigma i} s + 1)} = \frac{K_I (\tau_i s + 1)}{s^2 (T_{\Sigma i} s + 1)}$$

按照典型 II 型系统的参数关系式应有:

$$K_i = \frac{h+1}{2h} \frac{R T_l}{K_s \beta T_{\Sigma i}}$$

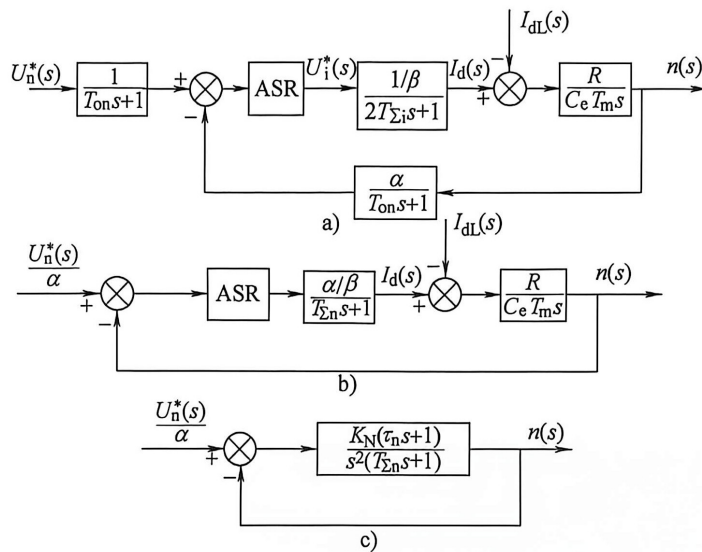
因此:

$$K_i = \frac{h+1}{2h} \cdot \frac{R T_i}{K_p \beta T_{\Sigma i}}$$

至于中频宽 h 应选择多少, 要看动态性能的要求决定。无特殊要求时, 一般以选择 $h = 5$ 为好。此时超调过大, 可以通过加入滤波来抑制超调。一般取输入滤波时间常数 $T_{in} = 4 T_{\Sigma i}$, 以达到最小超调同时最短调节时间。

转速调节器的设计

不论把电流环校正成典型 I 型系统还是典型 II 型系统，电流环都可以用等效的一阶惯性环节来代替，只是惯性时间常数 T 有所不同。



a) 用等效环节代替电流环 b) 等效成单位负反馈系统和小惯性的近似处理 c) 校正后成为典型 II 型系统

图 2.35: 转速环动态结构图的化简

和电流环中一样，把转速给定滤波和反馈滤波同时等效地移到环内前向通道上，并将给定信号改成 $U_n^*(s)/\alpha$ ，再把时间常数为 T 和 T_{on} 的两个小惯性环节合起来，近似成一个时间常数为 $T_{\Sigma n} = T + T_{on}$ 的惯性环节。

为了实现转速无静差，在负载扰动作用点前面必须有一个积分环节，它应该包含在转速调节器 ASR 中，由于在扰动作用点后面已经有一个积分环节，因此转速环开环传递函数应有两个积分环节，所以应该设计成典型 II 型系统，这样的系统同时也能满足动态抗扰性能好的要求。由此可见，ASR 也应该采用 PI 调节器，此时调速系统的开环传递函数为：

$$W_n(s) = \frac{K_n \alpha R (\tau_n s + 1)}{\tau_n \beta C_e T_m s^2 (T_{\Sigma n} s + 1)} = \frac{K_N (\tau_n s + 1)}{s^2 (T_{\Sigma n} s + 1)}$$

按照典型 II 型系统的参数关系式应有：

$$K_n = \frac{(h+1)\beta C_e T_m}{2h\alpha R T_{\Sigma n}}$$

至于中频宽 h 应选择多少，要看动态性能的要求决定。无特殊要求时，一般以选择 $h = 5$ 为好。

ASR 退饱和时转速超调量的计算

突加较大给定电压后，ASR 很快进入饱和状态，输出恒定的限幅电压 U_{im}^* ，使电动机在恒流条件下起动，起动电流为 $I_d = I_{dm} = U_{im}^*/\beta$ 。转速按线性规律增长。虽然此时起动比没有限幅慢得多，但保证了起动电流不超过允许值。

ASR 饱和后，只有当转速上升到给定值 n^* 时，反馈电压才与给定电压平衡，此后，转速偏差电压 ΔU_n 变成负值，使 ASR 退出饱和。ASR 开始退饱和时，由于电动机电流 I_d 仍大于负载电流 I_{dL} ，电动机仍继续加速，直到 $I_d \leq I_{dL}$ 时，转速才降低下来，因此在起动过程中转速必然超调，称作退饱和超调。

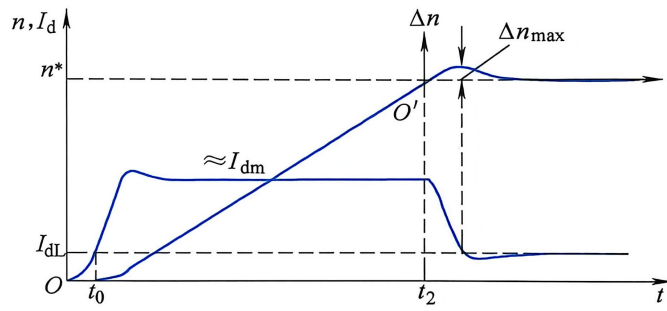


图 2.36: ASR 饱和限幅时双闭环调速系统的起动过程

计算退饱和和超调时, 起动过程可按分段线性化的方法处理。当 ASR 饱和时, 转速环开环, 电流环输入恒定电压 U_{im}^* , 忽略电流环跟随过程, 其输出量也基本上是恒值 I_{dm} , 电动机基本上按恒加速起动, 加速度为:

$$\frac{dn}{dt} \approx \frac{(I_{dm} - I_{dL})R}{C_e T_m}$$

这个过程一直延续到 t_2 时刻 $n = n^*$ 时为止。取加速度式的积分得:

$$t_2 \approx \frac{C_e T_m n^*}{(I_{dm} - I_{dL})R}$$

再考虑到 $U_{im}^* = \alpha n^*, U_{in}^* = \beta I_{dm}$, 则:

$$t_2 \approx \frac{2h}{h+1} \frac{K_n U_n^*}{U_{im}^* - \beta I_{dL}} T_{\Sigma n}$$

这一段终了时, $I_d = I_{dm}, n = n^*$ 。

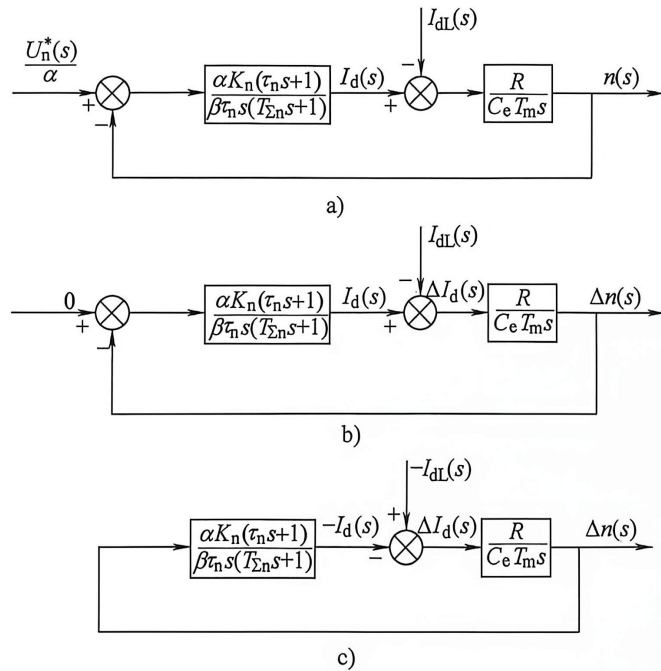
a) 以转速 n 为输出量 b) 以转速超调值 Δn 为输出量 c) 图 b 的等效变换

图 2.37: 调速系统的等效动态结构图

ASR 退饱和后, 转速恢复到线性范围内运行。此时分析过程与分析线性系统跟随性能时相同, 只是初始条件不同, 此时初始条件为 $n(0) = n^*, I_d = I_{dm}$ 。此时求解较为麻烦, 将系统结构框图变为以 Δn 为输出, 此时输入为零, 初始条件转化为 $\Delta n(0) = 0, I_d = I_{dm}$ 。此时 Δn 的基准值为:

$$\Delta n_b = \frac{2RT_{\Sigma n}(I_{dm} - I_{dL})}{C_e T_m}$$

令 λ 为电动机允许的过载倍数, 即 $I_{dm} = \lambda I_{dN}$; z 为负载系数, $I_{dL} = z I_{dN}$; Δn_N 为调速系统开环机械特性的额定稳态速降, $\Delta n_N = \frac{I_{dN} R}{C_e}$ 。代入式, 可得:

$$\Delta n_b = 2(\lambda - z)\Delta n_N \frac{T_{\Sigma n}}{T_m}$$

转速超调量 σ_n 的基准值应该是 n^* , 因此退饱和超调量可以由 $\Delta C_{\max}/C_b$ 数据经基准值换算后求得:

$$\sigma_n = \frac{\Delta C_{\max}}{C_b} \frac{\Delta n_b}{n^*} = 2 \frac{\Delta C_{\max}}{C_b} (\lambda - z) \frac{\Delta n_N}{n^*} \frac{T_{\Sigma n}}{T_m}$$

2.5 直流调速系统的数字控制

模拟控制直流调速系统可以抑制被反馈通道包围的前向通道上的扰动，如负载扰动、调节器放大倍数的偏移、电网电压的波动等，但对于给定和反馈量的扰动无能为力，如转速检测装置和转速给定装置的误差。采用数字给定和数字测速反馈，并借助数字控制实现控制，称为数字控制系统。数字控制系统具有以下优点：

- 标准化程度高，制作成本低，不受器件温度漂移影响。
- 控制软件可进行逻辑判断和复杂运算，可以实现一些不同于一般线性调节的最优化、自适应、非线性、智能化等控制策略。
- 具有信息存储、数据通信和故障诊断等模拟控制系统无法实现的功能。

数字控制的双闭环直流调速系统中，转速调节器（ASR）和电流调节器（ACR）均由数字方式实现。

2.5.1 采样频率的选择

在数字控制系统中，必须定时对信号进行采样。根据香农（Shannon）采样定理，采样频率需满足：

$$f_{sam} \geq 2f_{max}$$

此时原信号频谱不发生畸变。但实际系统中信号最高频率难以确定，通常根据闭环系统的带宽来确定采样频率。对于电流环，采样与 PWM 一致，周期为 PWM 开关周期；对于转速环，根据闭环系统带宽确定， $\omega_s \geq (5 \sim 10)\omega_c$ ；且电流环和转速环的采样周期要为整数倍关系以实现同步控制。

一般情况下，电流环采样周期取微秒级，转速环采样周期取毫秒级。

2.5.2 转速检测的数字化

数字测速具有精度高、分辨能力强、受器件影响小的优点。常用的检测元件是旋转编码器。

旋转编码器

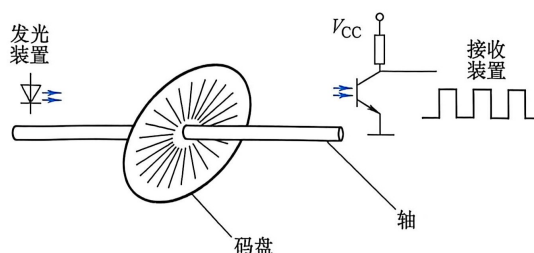


图 2.38: 增量式旋转编码器结构

旋转编码器与电动机相连，当电动机转动时，带动编码器旋转产生转速或转角信号。分为绝对式编码器和相对式编码器两种。

绝对式编码器在码盘上分层刻上表示角度的二进制数码或者格雷码，通过接收器将该数码送入计算机，常用于检测转角。相对式编码器在码盘上均匀刻制一定数量光栅，光栅在旋转中持续不断地开放或封闭光通路，因此在接收装置得到频率与转速成正比的方波脉冲序列。

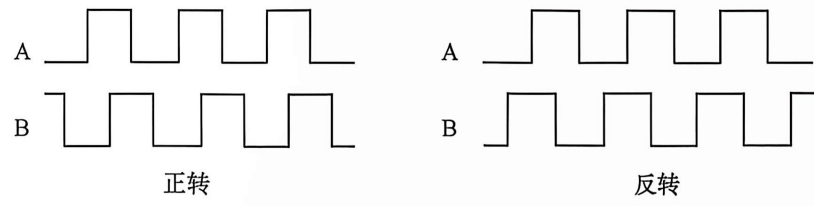


图 2.39: 旋转编码器鉴相

脉冲序列能反映转速的高低,但不能鉴别转向。为了鉴别转向,通常设置两对发光与接收装置,两组装置错开光栅节距的 $1/4$,使得两组脉冲序列 A 和 B 相位相差 $\frac{\pi}{2}$,采用鉴相电路即可分辨出转向。

数字测速方法的精度指标

1. 分辨率 Q : 改变一个计数值所对应的转速变化量, Q 越小,测速精度越高。当转速由 n_1 增加到 n_2 引起计数值增量为 1 时,分辨率为

$$Q = n_2 - n_1$$

2. 测速误差率 δ : 转速实际值 n 与测量值之差 Δn 的绝对值与实际值之比。反映了测速方法的准确性。

$$\delta = \frac{|\Delta n|}{n} \times 100\%$$

M 法 (频率法)

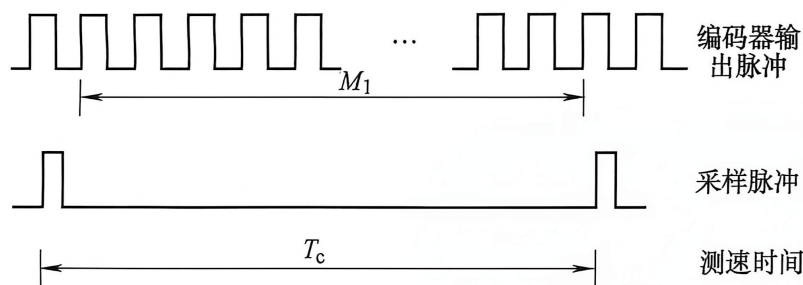


图 2.40: M 法测速原理

在一定时间 T_c 内测取旋转编码器输出的脉冲个数 M_1 ,以计算这段时间的转速。输出脉冲的频率为 $f_1 = M_1/T_c$ 。设编码器每转脉冲数为 Z ,则转速为

$$n = \frac{60M_1}{ZT_c}$$

M 法测速的分辨率为

$$Q = \frac{60(M_1 + 1)}{ZT_c} - \frac{60M_1}{ZT_c} = \frac{60}{ZT_c}$$

M 法分辨率与转速大小无关。

由于脉冲计数器计的是两个采样定时脉冲之间旋转编码器发出的脉冲数,两类脉冲边沿不一定一致引起误差,最大产生一个脉冲的误差,因此 M 法的测速误差率最大值为

$$\delta_{\max} = \frac{\frac{60M_1}{ZT_c} - \frac{60(M_1 - 1)}{ZT_c}}{\frac{60M_1}{ZT_c}} \times 100\% = \frac{1}{M_1} \times 100\%$$

转速越低, M_1 越小,误差率越大。因此 M 法适用于高速段。

T 法（周期法）

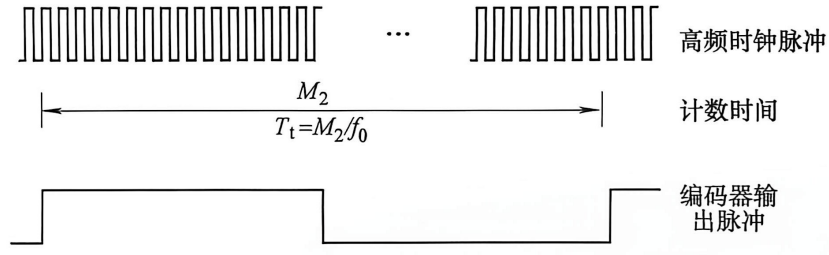


图 2.41: T 法测速原理

测出旋转编码器两个输出脉冲之间的间隔时间来计算转速。通过记录频率为 f_0 的高频时钟脉冲个数 M_2 来测量时间 $T_t = M_2 / f_0$ 。设编码器每转脉冲数为 Z ，则转速为

$$n = \frac{60f_0}{ZM_2}$$

T 法测速的分辨率为

$$Q = \frac{60f_0}{Z(M_2 - 1)} - \frac{60f_0}{ZM_2} = \frac{Zn^2}{60f_0 - Zn}$$

转速越低， Q 值越小，分辨能力越强。

误差产生原因与 M 法相同，T 法测速误差率的最大值为

$$\delta_{\max} = \frac{\frac{60f_0}{Z(M_2 - 1)} - \frac{60f_0}{ZM_2}}{\frac{60f_0}{ZM_2}} \times 100\% = \frac{1}{M_2 - 1} \times 100\%$$

低速时，编码器相邻脉冲间隔时间长，高频脉冲个数 M_2 多，误差率小。因此 T 法适用于低速段。

M/T 法

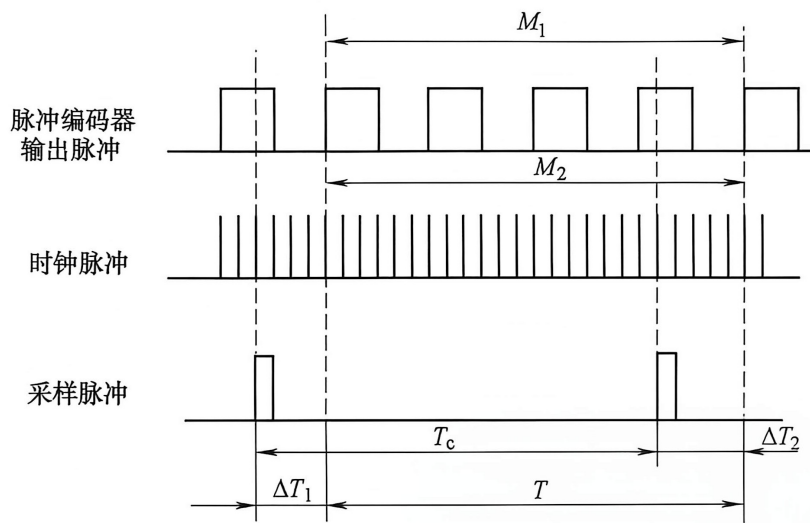


图 2.42: M/T 法测速原理

结合了 M 法和 T 法的特点，在高速和低速段都具有较高的分辨能力和检测精度。

编码器脉冲数 M_1 和时钟脉冲数 M_2 同步开始和关闭, 实际检测时间与旋转编码器的输出脉冲一致。检测周期由采样脉冲后的第一个编码器输出脉冲边沿决定, 即 $T = T_c - \Delta T_1 + \Delta T_2$

旋转编码器每转发出 Z 个脉冲, 周期 T 内旋转脉冲数为 M_1 , 则转角表示为

$$\theta = \frac{2\pi nT}{60} = \frac{2\pi M_1}{Z}$$

时钟脉冲频率为 f_0 , 检测周期内脉冲计数值为 M_2 , 则检测周期为

$$T = \frac{M_2}{f_0}$$

因此转速计算公式为

$$n = \frac{60f_0M_1}{ZM_2}$$

在高速段, $T \approx T_c$, 退化为 M 法; 而在低速段, $M_1 = 1$, 退化为 T 法。

2.5.3 数字 PI 调节器

PI 调节器的输入输出关系为

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int_0^t e(t) dt$$

将其离散化 (采样周期 T_{sam}), 得到数字 PI 调节器的表达式。位置式算法的第 k 拍输出为:

$$u(k) = K_p e(k) + K_I T_{sam} \sum_{i=1}^k e(i) = K_p e(k) + u_I(k) = K_p e(k) + K_I T_{sam} e(k) + u_I(k-1)$$

增量式算法第 k 拍输出为:

$$u(k) = u(k-1) + \Delta u(k) = u(k-1) + K_P [e(k) - e(k-1)] + K_I T_{sam} e(k)$$

只需保存上一拍数据即可计算输出值。

3 基于稳态模型的交流调速系统

异步电动机从定子传输到转子的功率分为拖动负载的机械功率 $P_{mech} = (1 - s)P_m$ 和传输给转子电路的转差功率 $P_s = sP_m$ 。从能量转换角度看，转差功率是否增大，能量是被消耗掉还是利用，是评价调速系统高低的标志。从这点出发，可将异步电动机的调速系统分为三类：

1. 转差功率消耗型：转差功率全部转换成热能消耗在转子中，以增加转差功率的消耗来换取转速降低，越低效率越低，但结构简单成本低。包括定子降电压调速和绕线转子串电阻调速。
2. 转差功率馈送型：大部分转差功率通过变流装置回馈给电网或转化成机械能，转速越低，回馈越多。包括绕线串级调速。
3. 转差功率不变型：此时转子铜损不变，没有附加损耗，效率最高。包括定子侧变压变频调速和变级对数调速，前者需要配置变压变频器，成本高；后者由于是有极调速，应用有限。

同步电动机运行时无转差，因此只能是转差功率不变型（恒等于零）的，且由于转子极对数固定，只能变压变频调速。从频率控制角度看，分为他控变频调速和自控变频调速两类，其中自控变频调速利用转子磁极位置检测信号控制换相，类似直流电动机电刷与换向器的作用，又称无刷直流电动机调速。

从控制方法上看，分为基于交流电动机的稳态模型和基于交流电动机的动态模型。基于稳态模型的调速动态性能不高，是初期使用的方法，随着研究成果陆续开发出了基于动态模型的调速，实现高动态性能。本章只讲述基于稳态模型的调速系统，基于动态模型的调速系统见《现代电机控制技术笔记》。

3.1 电压空间矢量 PWM (SVPWM) 控制技术

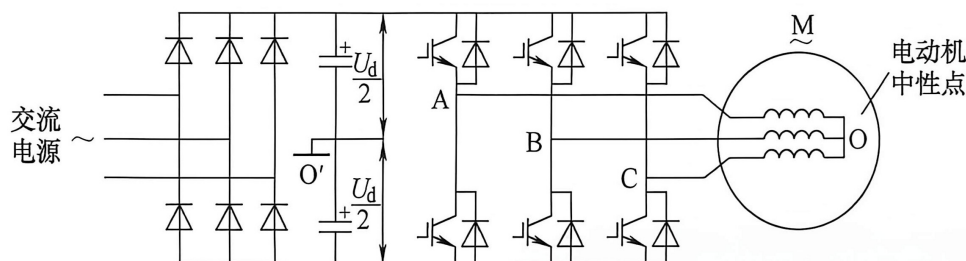


图 3.1: 交-直-交 PWM 变频器主回路

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，称为变频器。现代变频器中用得最多的控制技术是脉冲宽度调制 (PWM)。传统的交流 PWM 技术是用正弦波来调制等腰三角波，称为正弦脉冲宽度调制 (SPWM)，随着控制技术的发展，产生了电流跟踪 PWM (CFPWM) 控制技术和电压空间矢量 PWM (SVPWM) 控制技术。其中 SPWM 技术见《电力电子技术笔记》，CFPWM 见《现代电机控制技术笔记》。

3.1.1 空间矢量的定义

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 CFPWM 控制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。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 控制。

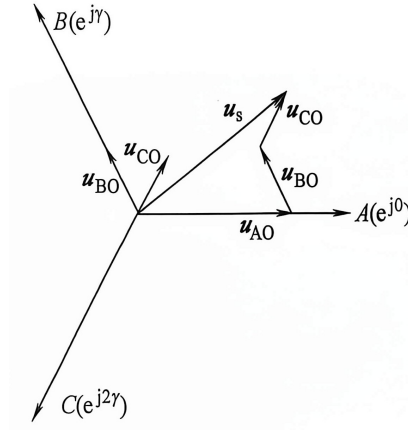


图 3.2: 电压空间矢量

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。A、B、C 分别表示在空间静止的电动机定子三相绕组的轴线, 它们在空间互差 $\frac{2\pi}{3}$, 三相定子相电压 u_{AO} 、 u_{BO} 、 u_{CO} 分别加在三相绕组上, 定义三个定子电压空间矢量 u_A 、 u_B 、 u_C 。

$$u_A = ku_{AO} \quad u_B = ku_{BO}e^{j\gamma} \quad u_C = ku_{CO}e^{j2\gamma}$$

三相合成矢量

$$u_s = u_A + u_B + u_C = ku_{AO} + ku_{BO}e^{j\gamma} + ku_{CO}e^{j2\gamma}$$

与定子电压空间矢量相仿, 可以定义定子电流和磁链的空间矢量 i_s 和 ψ_s 分别为

$$i_s = i_A + i_B + i_C = ki_{AO} + ki_{BO}e^{j\gamma} + ki_{CO}e^{j2\gamma}$$

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

空间矢量复平面上, 电压、电流和磁链空间矢量的关系为

$$u_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt}$$

由此可得空间矢量功率为

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

按空间矢量功率 p' 与三相瞬时功率 p 相等的原则, 应使 $\frac{3}{2}k^2 = 1$, 即 $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ 。空间矢量表达式为

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

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

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

当定子相电压 u_{AO} 、 u_{BO} 、 u_{CO} 为三相平衡正弦电压时, 三相合成矢量

$$u_s = \sqrt{\frac{2}{3}}[U_m \cos \omega_1 t + U_m \cos(\omega_1 t - 2\pi/3)e^{j\gamma} + U_m \cos(\omega_1 t - 4\pi/3)e^{j2\gamma}] = \sqrt{\frac{3}{2}}U_m e^{j\omega_1 t} = U_s e^{j\omega_1 t}$$

是一个以电源角频率 ω_1 为角速度做恒速旋转的空间矢量，幅值为 $\sqrt{\frac{3}{2}}U_m$ 。

设气隙磁链 ψ_m 的幅值为常数，则磁链矢量的端点轨迹为一圆，磁链矢量的运动方程为

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

对 t 求导得

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

上式表明，磁链幅值 ψ_s 等于电压与频率之比 u_s/ω_1 ， u_s 的方向与磁链矢量 ψ_s 正交，即为磁链圆的切线方向。当磁链矢量在空间旋转一周时，电压矢量也按磁链圆的切线方向运动 2π ，若将电压矢量的参考点放在一起，则电压矢量的轨迹也是一个圆。因此，电动机旋转磁场的轨迹问题就可转化为电压空间矢量的运动轨迹问题。

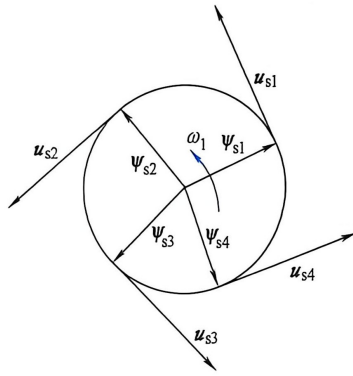


图 6-22 旋转磁场与电压空间矢量的运动轨迹

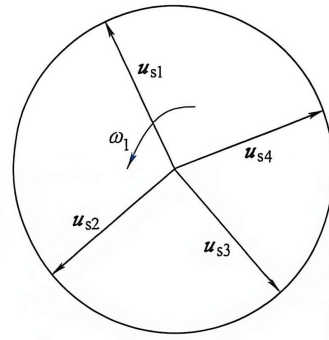


图 6-23 电压矢量圆轨迹

图 3.3: 磁链矢量和电压矢量运动轨迹

3.1.2 基本空间矢量和矢量合成

逆变器输出的电压矢量为

$$u_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(u_A + u_B e^{-j\gamma} + u_C e^{-j2\gamma})$$

根据逆变器的开关状态，可得八个基本空间矢量，其中六个有效工作矢量 $u_1 \sim u_6$ ，幅值为直流电压 $\sqrt{\frac{2}{3}}U_d$ ，在空间互差 $\pi/3$ ，另两个为零矢量 u_0 和 u_7 。

表 2: 基本空间矢量

	S_A	S_B	S_C	u_A	u_B	u_C	u_x
u_0	0	0	0	$-U_d/2$	$-U_d/2$	$-U_d/2$	0
u_1	1	0	0	$U_d/2$	$-U_d/2$	$-U_d/2$	$\sqrt{2/3}U_d$
u_2	0	1	0	$-U_d/2$	$U_d/2$	$-U_d/2$	$\sqrt{2/3}U_d e^{j2\pi/3}$
u_3	0	0	1	$-U_d/2$	$-U_d/2$	$U_d/2$	$\sqrt{2/3}U_d e^{j4\pi/3}$
u_4	1	1	0	$U_d/2$	$U_d/2$	$-U_d/2$	$\sqrt{2/3}U_d e^{j\pi/3}$
u_5	0	1	1	$-U_d/2$	$U_d/2$	$U_d/2$	$\sqrt{2/3}U_d e^{j\pi}$
u_6	1	0	1	$U_d/2$	$-U_d/2$	$U_d/2$	$\sqrt{2/3}U_d e^{j5\pi/3}$
u_7	1	1	1	$U_d/2$	$U_d/2$	$U_d/2$	0

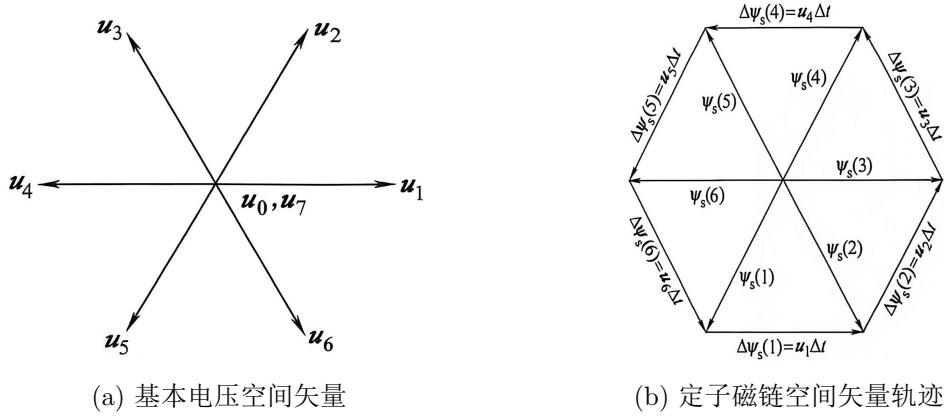


图 3.4: 电压空间矢量的合成

在高频 PWM 供电条件下, 忽略定子电阻压降, 定子磁链运动矢量方程为

$$\frac{d\psi_s}{dt} = u_s - R_s i_s \approx u_s$$

在一个开关周期 T_0 内, 若电压矢量 u_s 近似为常数, 则定子磁链矢量的增量为

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

在一个周期内, 六个有效工作矢量顺序各作用一次, 将六个 $\Delta\psi_s(k)$ 首尾相接, 定子磁链矢量是一个封闭的正六边形。由正六边形的性质可知

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

上式说明, 正六边形定子磁链的大小与直流侧电压 U_d 成正比, 而与电源角频率成反比。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 U_d 恒定, 则 ω_i 越小时, Δt 越大, 势必导致 $|\psi_s(k)|$ 增大。因此, 要保持正六边形定子磁链不变, 必须使 U_d/ω_i 为常数, 这意味着在变频的同时必须调节直流电压 U_d , 造成了控制的复杂性。

有效的方法是插入零矢量, 当零矢量 $u_s = 0$ 作用时, 定子磁链矢量的增量 $\Delta\psi_s = 0$, 表明定子磁链矢量 ψ_s 停留不动。如果让有效工作矢量的作用时间为 $\Delta t_1 < \Delta t$, 其余的时间 $\Delta t_0 = \Delta t - \Delta t_1$ 用零矢量来补, 当 $\omega_i\Delta t = \omega_i(\Delta t_1 + \Delta t_0)$ 一定时, 增大 Δt_0 就可以减小 Δt_1 , 从而减小定子磁链矢量的幅值, 而不影响其旋转速度。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。

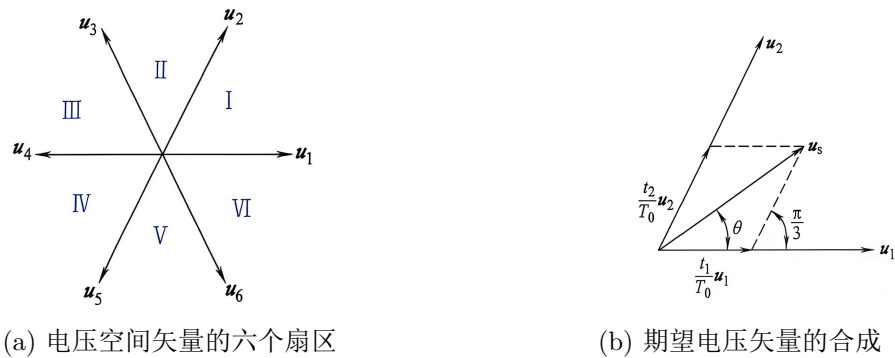


图 3.5: 电压空间矢量的合成

每个有效工作矢量在一个周期内只作用一次的方式只能生成正六边形旋转磁场，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，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 的基本思想。

按六个有效工作矢量将电压空间矢量分为对称的六个扇区，每个扇区对应 $\pi/3$ ，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两个有效工作矢量等效地合成期望输出矢量。所谓等效是指在一个开关周期内，产生的定子磁链的增量近似相等。

以在第 I 扇区内的期望输出矢量为例， θ 为期望输出电压矢量与扇区起始边的夹角。在一个开关周期 T_0 中， u_1 的作用时间为 t_1 ， u_2 的作用时间为 t_2 ，按矢量合成法则可得

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

其中

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

满足 $t_1 + t_2 \leq T_0$ ，当 $\theta = \pi/6$ 时， $t_1 + t_2 = T_0$ 最大，输出电压矢量最大幅值为 $u_{s\max} = \frac{U_d}{\sqrt{2}}$

基波线电压最大幅值为

$$U_{l\max} = \sqrt{3} U_{\max} = \sqrt{3} \sqrt{\frac{2}{3}} u_{s\max} = U_d$$

而 SPWM 的基波线电压最大幅值为 $U'_{l\max} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_d$ ，因此，SVPWM 方式的逆变器输出线电压比 SPWM 逆变器提高了约 15%。

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，并由此得出零矢量的作用时间的大小，但尚未确定它们的作用顺序。这就给 SVPWM 的实现留下了很大的余地，通常以开关损耗和谐波分量都较小为原则来确定基本矢量的作用顺序。

3.1.3 SVPWM 的实现方式

零矢量集中的实现

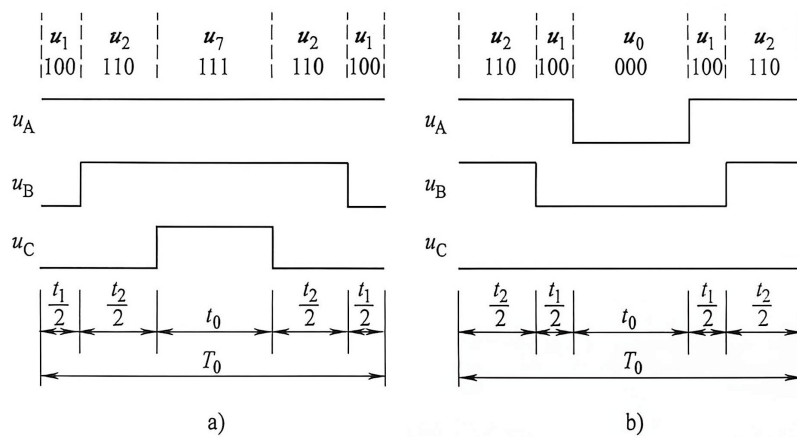


图 3.6: 零矢量集中的实现

将零矢量 u_0 或 u_7 集中放在开关周期的首尾，在一个开关周期 T_0 内，基本矢量的作用顺序为

$$u_1(t_1/2) \rightarrow u_2(t_2/2) \rightarrow u_7(t_0/2) \rightarrow u_2(t_2/2) \rightarrow u_1(t_1/2)$$

或

$$u_2(t_1/2) \rightarrow u_1(t_2/2) \rightarrow u_0(t_0/2) \rightarrow u_1(t_2/2) \rightarrow u_2(t_1/2)$$

表 3: 零矢量集中的开关状态

u_1	u_2	u_7	u_2	u_1	或	u_2	u_1	u_0	u_1	u_2
100	110	111	110	100		110	100	000	100	110

零矢量分散的实现

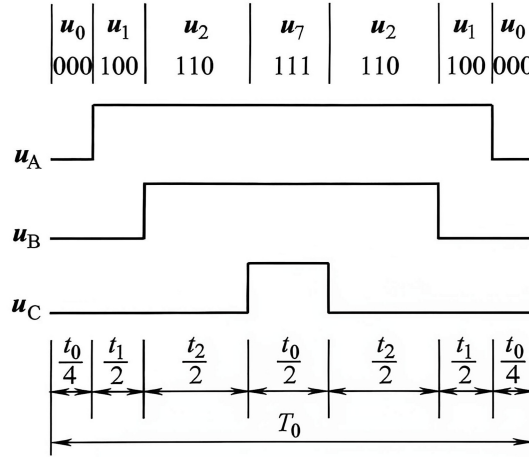


图 3.7: 零矢量分散的实现

将零矢量平均分为四份，在开关周期的首、尾各放一份，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之间，按开关损耗较小的原则，首、尾的零矢量取 u_0 ，中间的零矢量取 u_7 ，基本矢量作用的顺序为

$$u_0(t_0/4) \rightarrow u_1(t_2/2) \rightarrow u_6(t_1/2) \rightarrow u_7(t_0/2) \rightarrow u_6(t_1/2) \rightarrow u_1(t_2/2) \rightarrow u_0(t_0/4)$$

表 4: 零矢量分散的开关状态

u_0	u_1	u_2	u_7	u_2	u_1	u_0
000	100	110	111	110	100	000

3.1.4 SVPWM 的问题

1. 谐波转矩

为减少谐波并简化控制，一般使 PWM 波正负半波镜对称和 1/4 周期对称，则三相电压可表示为

$$\begin{cases} u_A(t) = \sum_{k=2m+1}^{\infty} U_{km} \sin(k\omega_1 t) \\ u_B(t) = \sum_{k=2m+1}^{\infty} U_{km} \sin(k\omega_1 t - 2k\pi/3) \\ u_C(t) = \sum_{k=2m+1}^{\infty} U_{km} \sin(k\omega_1 t + 2k\pi/3) \end{cases}$$

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

$$\begin{cases} i_A(t) = \sum_{k=6m\pm1}^{\infty} I_{km} \sin(k\omega_1 t - \varphi_k) \\ i_B(t) = \sum_{k=6m\pm1}^{\infty} I_{km} \sin(k\omega_1 t - 2k\pi/3 - \varphi_k) \\ i_C(t) = \sum_{k=6m\pm1}^{\infty} I_{km} \sin(k\omega_1 t + 2k\pi/3 - \varphi_k) \end{cases}$$

式中, 谐波阻抗 $z_k = \sqrt{R^2 + (k\omega_1 L)^2}$, 谐波功率因数角 $\varphi_k = \arctan(k\omega_1 L/R)$, $k = 6m \pm 1$, m 为非负整数, 取“+”时, 为正序分量, 产生正向旋转磁场; 取“-”时, 为负序分量, 产生逆向旋转磁场。

考虑到高次谐波的阻抗 z_k 较大, 高次谐波电压主要降落在谐波阻抗 z_k 上, 因此, 三相感应电动势近似为正弦波, 忽略基波阻抗压降, 其幅值约等于基波电压幅值 U_{1m} , 电动势可表示为

$$\begin{cases} e_A(t) \approx u_{A1} = U_{1m} \sin \omega_1 t \\ e_B(t) \approx u_{B1} = U_{1m} \sin(\omega_1 t - 2\pi/3) \\ e_C(t) \approx u_{C1} = U_{1m} \sin(\omega_1 t + 2\pi/3) \end{cases}$$

基波感应电动势与 k 次谐波电流传输的瞬时功率为

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

上式表明, 基波感应电动势与 k 次谐波电流相互作用产生两种转矩分量:

- (a) 差频转矩: 频率为 $(k-1)\omega_1$ 的脉振转矩, 当 $k = 5, 7, 11, 13, \dots$ 时, 差频转矩的频率分别为 $4\omega_1$ 、 $6\omega_1$ 、 $10\omega_1$ 、 $12\omega_1$ 等, 其中 6 次谐波转矩幅值最大, 是引起转矩脉动的主要原因。
- (b) 和频转矩: 频率为 $(k+1)\omega_1$ 的脉振转矩, 其频率更高, 幅值更小, 通常可以忽略。

2. 高 dv/dt 对电动机的影响

采用 PWM 方式供电时, 线电压的跳变幅值为 $\pm U_d$, 几乎在瞬间完成, 因此, du_{AB}/dt 很大, 将在电动机绕组的匝间和轴间产生较大的漏电流, 产生很大的电磁辐射, 对其他仪器设备造成电磁干扰, 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, 一般用于中、高压交流电动机的调速。

3. 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, 当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, 将导致直流电压上升, 称为泵升电压。若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。

为了限制泵升电压, 可采取下述两种方法:

- (a) 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。

(b) 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。PWM 可控整流还具有改善变频器输入侧功率因数和抑制输入电流谐波等功能。

4. 对电网的污染

二极管整流器是全波整流装置，交流电压低于电容电压时，电流终止，输入电流呈脉冲形状，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，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，也可以采用可控整流装置。

3.2 基于稳态模型的异步电动机调速系统

3.2.1 异步电动机的稳态数学模型

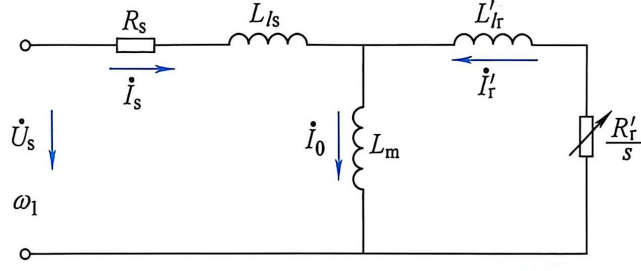


图 3.8: 异步电动机 T 型等效电路

由 T 形等效电路可导出转子相电流折合到定子侧的幅值:

$$I'_r = \frac{U_s}{\sqrt{\left(R_s + C_1 \frac{R'_r}{s}\right)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + C_1 L'_{lr})^2}}$$

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

一般情况下 $L_m \gg L_{ls}$, 即 $C_1 \approx 1$, 可忽略励磁电流, 得到简化等效电路。电流幅值简化为:

$$I_s \approx I'_r = \frac{U_s}{\sqrt{\left(R_s + \frac{R'_r}{s}\right)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2}}$$

异步电动机传递的电磁功率 $P_m = 3I_r'^2 \frac{R'_r}{s}$, 机械同步角速度 $\omega_{m1} = \frac{\omega_1}{n_p}$, 则电磁转矩为:

$$T_{em} = \frac{P_m}{\omega_{m1}} = \frac{3n_p U_s^2 \frac{R'_r}{s}}{\omega_1 \left[\left(R_s + \frac{R'_r}{s}\right)^2 + \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2 \right]} = \frac{3n_p U_s^2 R'_r s}{\omega_1 [(sR_s + R'_r)^2 + s^2 \omega_1^2 (L_{ls} + L'_{lr})^2]}$$

即为异步电动机的机械特性方程式。

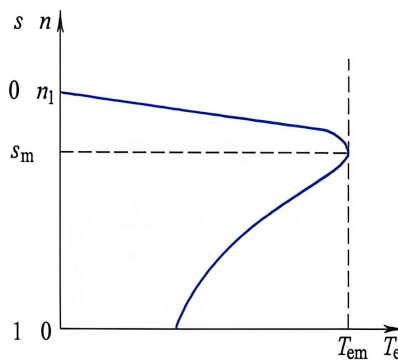


图 3.9: 异步电动机的机械特性

当 s 较小时, 忽略分母含 s 的各项, 则有

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

转矩近似与转差率 s 成正比, 机械特性近似为直线;

当 s 较大时, 忽略分母中的 s 的零次项和一次项, 则有

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

转矩近似与转差率 s 成反比, 机械特性近似为一段双曲线。当 s 介于两段之间时, 曲线由直线过渡到双曲线。

对电磁转矩表达式求导并令 $\frac{dT_{em}}{ds} = 0$, 可求出最大转矩时的临界转差率:

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

最大转矩为:

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

3.2.2 异步电动机的调压调速

保持电源频率 f_1 为额定频率 f_{1N} , 只改变定子电压 U_s 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, 故又称降压调速。

调压调速的基本特征是同步转速 $n_1 = n_{1N} = \frac{60f_{1N}}{n_p}$ 保持不变, 气隙磁通 $\Phi_m \approx \frac{U_s}{4.44f_1 N_s k_{Ns}}$ 随 U_s 降低而减小, 属于弱磁调速。

电磁转矩与定子电压的二次方成正比。由于 $T_e = 0$ 时 $s = 0$, 因此调压时理想空载转速 $n_0 = n_{1N}$ 保持为同步转速不变, 临界转差率 s_m 保持不变, 而临界转矩随 U_s 的减小而成二次方比下降。

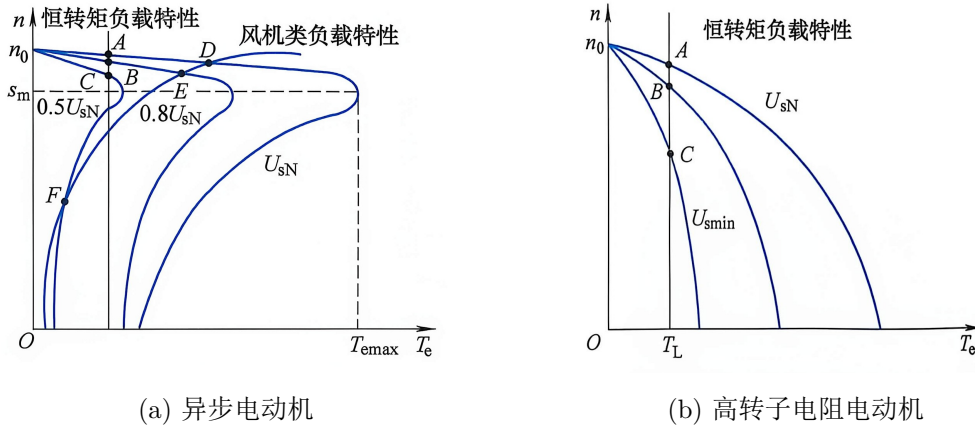


图 3.10: 异步电动机调压调速的机械特性

对于恒转矩负载, 稳定工作范围为 $0 < s < s_m$, 调速范围有限。带风机类负载运行调速范围稍大。带恒转矩负载时, 电磁功率 $P_m = \omega_{m1} T_L = \frac{\omega_1}{n_p} T_L$, 恒定不变; 输出功率 $P_{mech} = \omega_m T_L = (1 - s) \frac{\omega_1}{n_p} T_L$, 随 s 增加而减小; 转差功率 $P_s = s P_m = s \frac{\omega_1}{n_p} T_L$, 随 s 加大而增加。因此带恒转矩负载的降压调速时靠增大转差功率、减小输出功率换来的转速的降低, 增加的转差功率全部消耗在转子电阻上, 属于转差功率消耗型。增加转子电阻

值,可增大临界转差率,扩大调速范围,并使电动机在较低转速下运行不致过热,这种高转子电阻电动机又称交流力矩电动机。缺点是机械特性较软。

采用普通异步电动机降压调速范围很窄,采用高转子电阻电动机可增大范围但机械特性变软。要求较大调速范围时,需采用带转速反馈的闭环控制系统。

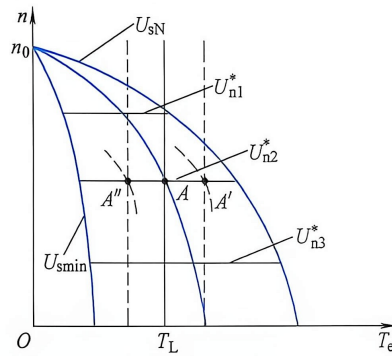


图 3.11: 转速闭环控制的交流调压调速系统静特性

系统带负载在 A 点运行时,负载增大时,反馈增大引起转速下降,反馈作用提高定子电压,使系统工作在新的工作点 A' ,当负载降低时则工作在新的工作点 A'' 。将 A'', A', A 连起来即可得到闭环系统的静特性。闭环系统静特性左右两边都有极限,分别为额定电压 U_{sN} 下的机械特性和最小输出电压 U_{smin} 下的机械特性。当负载变化使电压调节到极限值时,闭环系统失去控制能力。

3.2.3 异步电动机的变压变频调速

在极对数一定的情况下,改变频率可改变同步转速 $n_1 = \frac{60f_1}{n_p}$,实际转速为 $n = (1-s)n_1 = n_1 - \Delta n$ 。

当异步电动机在基频以下运行时,为充分利用铁心且避免饱和,应保持 Φ_m 为额定值 Φ_{mN} 不变。当频率向下调节时,须同时降低 E_g ,使得

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

即在基频以下采用电动势频率比为恒值的控制方式。由于电动势难以检测,当电动势值较大时,忽略定子阻抗压降,认为 $U_s \approx E_g$,采用恒压频比控制 $\frac{U_s}{f_1} = \text{Const}$ 。为克服恒压频比控制在负载变化时磁通改变的问题,需采用电压补偿控制。

在基频以上调速时,受绝缘耐压和磁路饱和限制, U_s 最多保持额定值 U_{gN} 不变,导致磁通与频率成反比降低,工作在弱磁状态。

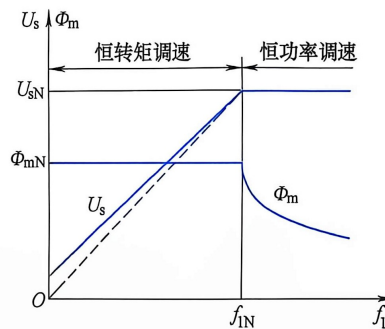


图 3.12: 异步电动机变压变频调速控制特性

变压变频调速的机械特性

在基频以下调速时，当 s 较小时，忽略分母含 s 各项，机械特性为

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

带负载时的转速降落为

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

当 U_s/ω_1 为恒值时，对于同一转矩 T_e ， Δn 基本不变，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。

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 ω_1 降低而减小。当频率较低时， T_{em} 较小，电动机带载能力减弱，采用低频定子压降补偿，基本保持气隙磁通不变，输出转矩基本不变，因此属于恒转矩调速。

转差功率为

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

属于转差功率不变型的调速方法。

在基频以上调速时，当 s 较小时，忽略分母含 s 各项，机械特性为

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

带负载时的转速降落为

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

当角频率 ω_1 提高而电压 U_{sN} 不变时，同步转速随之提高，临界转矩减小。对于相同的电磁转矩 T_e ， ω_1 越大转速降落越大，机械特性越软。由于输出转矩减小而转速升高，输出功率基本不变，属于弱磁恒功率调速。

转差功率为

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

带恒功率负载运行时， $T_e \omega_1 \approx \text{Const}$ ，转差功率基本不变。

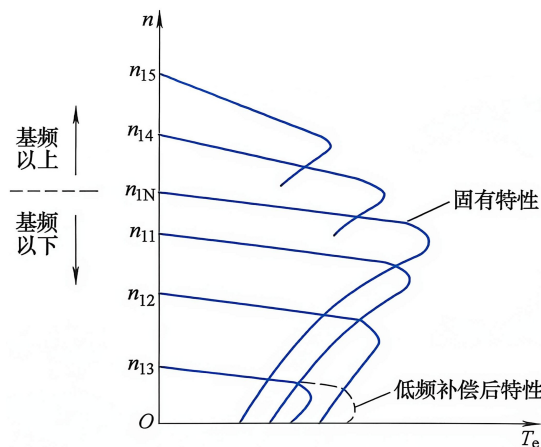


图 3.13: 异步电动机变压变频调速机械特性

基频以下的电压补偿控制

恒定子磁通 Φ_{ms} 控制

由

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

只要恰当提高定子电压 U_s ，补偿定子电阻压降，保持 $E_s/f_1 = \text{Const}$ ，就能得到恒定子磁通 Φ_{ms} 。忽略励磁电流 $\dot{I}_0$ ，将转子电流幅值代入转矩表达式得：

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

即当转差率相同时，恒定子磁通控制的电磁转矩大于恒压频比控制的电磁转矩。

临界转差率和临界转矩分别为

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

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

频率变化时，临界转矩 T_{em} 恒定不变。恒定子磁通控制的临界转矩和临界转差率均大于恒压频比控制。

恒气隙磁通 Φ_m 控制

由

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

维持 $E_g/f_1 = \text{Const}$ ，除补偿定子电阻压降外，还需补偿定子漏抗压降。此时电磁转矩为

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

临界转差率和临界转矩分别为

$$s_m = \frac{R'_r}{\omega_1 L'_{lr}}$$

$$T_{em} = \frac{3n_p}{2} \left(\frac{E_g}{\omega_1} \right)^2 \frac{1}{L'_{lr}}$$

与恒定子磁通控制相比，恒气隙磁通控制的临界转差率和临界转矩更大，机械特性更硬。

恒转子磁通 Φ_{mr} 控制

由

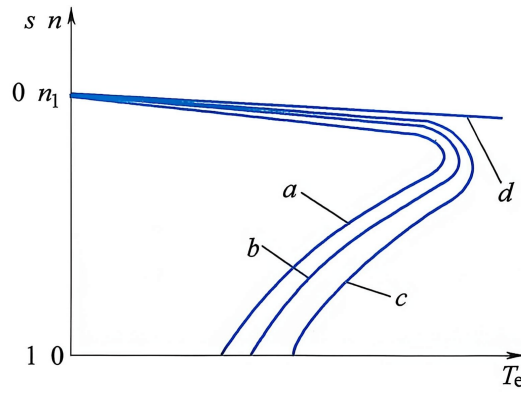
$$\dot{U}_s = [R_s + j\omega_1 (L_{ls} + L'_{lr})] \dot{I}_s + \dot{E}'_r$$

维持 $E'_r/f_1 = \text{Const}$ 。需同时补偿定子电阻和漏抗压降以及转子漏抗压降。

电磁转矩为

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

机械特性是一条直线，稳态性能最好，可以获得和直流电动机一样的机械特性。



a —恒 U_s/ω_1 控制 b —恒定子磁通 Φ_{ms} 控制
 c —恒气隙磁通 Φ_m 控制 d —恒转子磁通 Φ_{mr} 控制

图 3.14: 不同电压补偿控制方式下的机械特性

3.2.4 转速开环变压变频调速系统

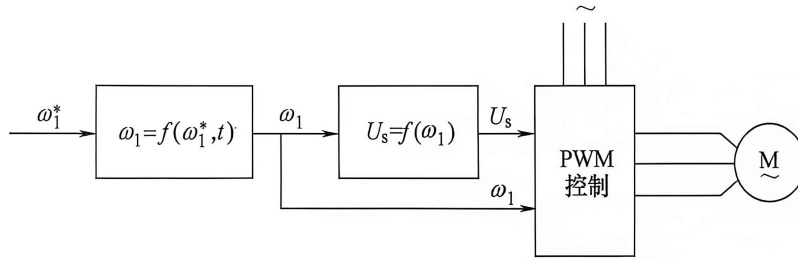


图 3.15: 转速开环变压变频调速系统

对于风机、水泵等对调速性能要求不高的负载，可采用转速开环电压频率协调控制方案，即通用变频器控制系统。可与通用笼型异步电动机配套，具有多种功能，适用不同负载。PWM 控制可采用 SPWM 或 SVPWM。

由于系统无自动限制起制动电流作用，频率设定需通过给定积分算法产生平缓的升降速信号。算法如下：

$$\omega_1(t) = \begin{cases} \omega_1^* & \omega_1 = \omega_1^* \\ \omega_1(t_0) + \int_0^t \frac{\omega_1 N}{\tau_{up}} dt & \omega_1 < \omega_1^* \\ \omega_1(t_0) - \int_0^t \frac{\omega_1 N}{\tau_{down}} dt & \omega_1 > \omega_1^* \end{cases}$$

电压-频率特性为：

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

其中 $f'(\omega_1)$ 通常为带低频补偿的恒压频比控制。

转速开环调速系统的机械特性与异步电机变压变频调速系统的机械特性一致，在负载扰动下，存在转速降落，是有静差调速系统，只适用于调速性能要求不高的场合。

3.2.5 转速闭环转差频率控制的变压变频调速系统

代入 $E_g = \frac{1}{\sqrt{2}}\omega_1 N_s k_{N_s} \Phi_m$ ，并定义转差角频率 $\omega_s = s\omega_1$ ，得电磁转矩公式为：

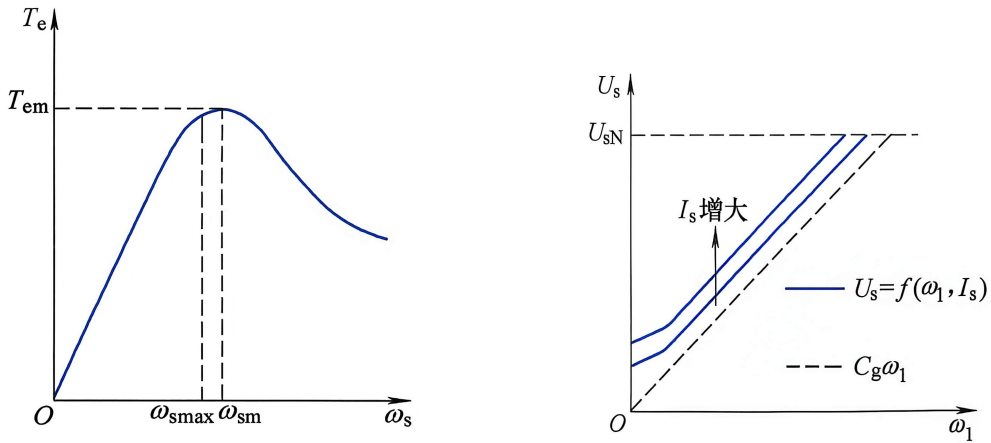
$$T_e = K_m \Phi_m^2 \frac{\omega_s R'_r}{R_r'^2 + (\omega_s L'_{lr})^2}$$

其中 $K_m = \frac{3}{2}n_p N_s^2 k_{N_s}^2$ 为电动机的结构常数。

当稳态运行且 s 较小时，有 $\omega_s L'_{lr} \ll R'_r$ ，则：

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

因此，保持气隙磁通 Φ_m 不变，转矩 T_e 近似与转差角频率 ω_s 成正比。可以通过控制转差角频率来控制转矩。



(a) 恒 Φ_m 控制时的 $T_e - \omega_s$ 特性

(b) 定子电压补偿恒 E_g/ω_1 控制的 $U_s - \omega_1$ 特性

图 3.16: 异步电动机转差频率控制变压变频调速系统的特性

临界转差角频率 ω_{sm} 和最大转矩 T_{em} 为：

$$\omega_{sm} = \frac{R'_r}{L'_{lr}} = \frac{R_r}{L_{lr}} \quad T_{em} = \frac{K_m \Phi_m^2}{2L'_{lr}}$$

为保证稳定运行，必须限制 $\omega_s < \omega_{sm}$ 。实际系统允许的最大转差角频率 $\omega_{s\max}$ 应小于 ω_{sm} ，以保证系统稳定。

要保持 Φ_m 恒定，需维持 E_g/ω_1 恒定。考虑到定子阻抗压降，需进行电压补偿。忽略相位影响，仅幅值补偿的电压-频率特性为：

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

其中 $C_g = E_{gN}/\omega_{1N}$ 为常数。

系统包含两个反馈环，转速外环是负反馈，ASR 输出为转差频率给定 ω_s^* ，相当于转矩给定 T_e^* 。频率内环是正反馈，将 ASR 的输出信号转差频率给定 ω_s^* 与实际转速相加，得到定子频率给定 $\omega_1^* = \omega_s^* + \omega$ ，实际转速由速度传感器 FBS 测得。由于内环是正反馈不稳定结构，必须设置转速负反馈外环，以保证系统稳定。

起动过程

在 $t = 0$ 时突加给定，ASR 饱和，输出限幅值 $\omega_{s\max}^*$ 。此时 $\omega = 0, I_s = 0$ ，因此定子电压为 $U_s = C_g \omega_{s\max}$ 。电流和转矩快速上升，且当 $t = t_1$ 时，达最大值。

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

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

由于 $\omega_s = \omega_{s\max}$ 不变, 维持最大允许电流 $I_{s\max}$ 和最大转矩 $T_{e\max}$ 不变, 电动机加速运行。当 $t = t_2$ 时, ω 达到给定值, ASR 退饱和, ω 略有超调后, 到达稳态。过程同样分为转矩上升、恒转矩升速和转速调节三个阶段。

加载过程

假定系统已进入稳定运行, $t = t_1$ 时, 负载转矩突增为 T'_L , 负载转矩作用使 ω 下降, 正反馈内环作用使 ω_1 下降。在外环作用下, 给定转差频率 ω_s^* 上升, 定子电压频率 ω_1 上升, 电磁转矩 T_e 增大, 转速 ω 回升。到达稳态时, $\omega = \omega^*$ 仍为给定值, 电磁转矩 $T_e = T'_L$ 。

系统额定电流为 I_{sN} , 额定转矩为 T_{eN} , 允许过电流倍数为 $\lambda_I = \frac{I_{sq}}{I_{sN}}$, 起动转矩倍数为 $\lambda_T = \frac{T_{eq}}{T_{eN}}$, 则最大转差频率应满足

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

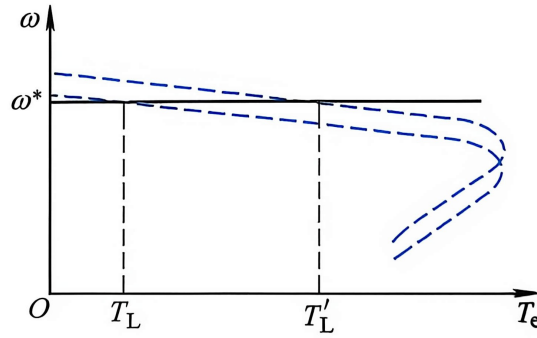


图 3.17: 转速闭环变压变频控制系统静特性

转差频率控制系统的特点是: 实际频率 ω_1 随实际转速 ω 同步变化, 加减速平滑稳定。由于动态过程中 ASR 饱和, 系统能保持最大转矩起动和制动, 并限制了最大电流, 保证了快速性。转差频率控制系统的静、动态性能接近但未达直流双闭环系统的水平, 这是由于系统是基于稳态模型, 动态下难以保持 Φ_m 不变, 且 $U_s = f(\omega_1, I_s)$ 仅控制了电流幅值, 未控制相位。

3.3 绕线转子异步电机转子变频控制系统

异步电机的转子绕组有笼型和绕线型两类。笼型转子是自行闭合的多相绕组，造好后无法改变。而绕线转子可以通过集电环和电刷连接到外部电气设备，可以在定子侧和转子侧都进行控制。

3.3.1 绕线转子异步电机转子变频控制原理

绕线转子异步电机定子由电网供电时，转子电路的频率是转差频率。通过改变转子侧外接的电动势，可以控制转差频率，同时控制转子侧输出或输入的功率。

异步电机运行时的转子相电动势为 $E_r = sE_{r0}$ ，在转子绕组回路中串入一个可控的交流附加电动势 E_{add} ，且令 E_{add} 与转子电动势 E_r 频率相同，同相或反相串接，则转子相电流为：

$$I_r = \frac{sE_{r0} \pm E_{add}}{\sqrt{R_r^2 + (sX_{r0})^2}}$$

通过引入可控的附加电动势，可以调节转差频率和电动机的转速。

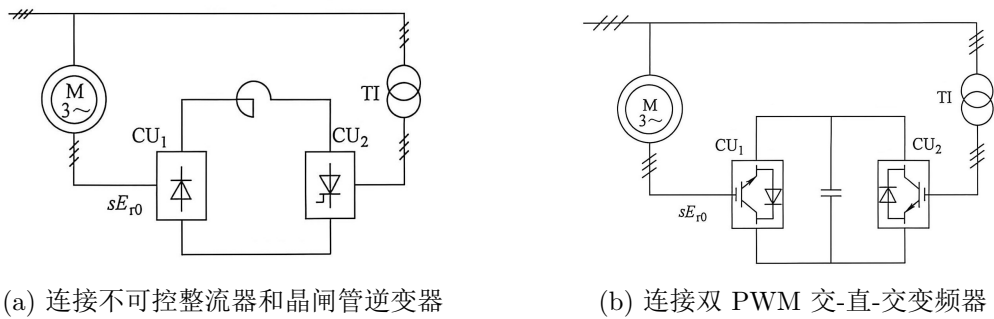


图 3.18: 绕线转子异步电机转子电路与电网的连接

异步电机的转子不能直接与恒压恒频电网相连，需通过中间变换环节才能接入电网，常用的中间环节为交-直-交变频器。采用不控整流器与晶闸管有源逆变器，仅能由转子电路馈出电功率，构成串级调速系统。采用双 PWM 交-直-交变频器，既可馈入也可馈出电功率，构成双馈系统。

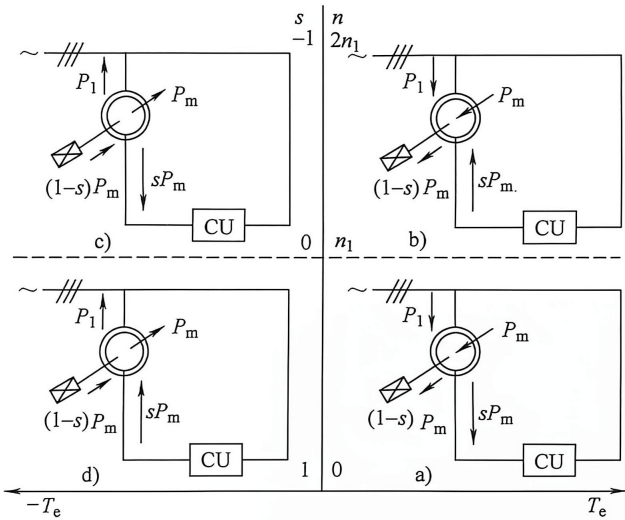


图 8-4 绕线转子异步电机在转子附加电动势时的工况及其功率流程

a) 次同步转速电动状态 b) 超同步转速电动状态 c) 超同步转速发电状态 d) 次同步转速发电状态

图 3.19: 绕线转子异步电机的四种工况

异步电机在任何工况下的功率关系为 $P_m = sP_{em} + (1-s)P_m$ ，根据转差率 s 和功率传输方向的不同，分为四种基本工况：

1. 次同步转速电动状态：转子侧变换器处于整流状态、网侧变换器处于逆变状态，轴上带反抗性负载，电机在 $T_e - n$ 的第一象限做电动运行， $0 < s < 1$ ，定子从电网输入功率，一部分转化为机械功率输出，另一部分转差功率通过转子变频器回送电网。

通过转子变频器馈入的附加电动势 $-E_{add}$ ，可以调节转子电流 I_r ，从而调节转差率 s 和机械输出功率 P_m 。转子电流表达式为：

$$I_r = \frac{s_1 E_{r0} - E_{add}}{\sqrt{R_r^2 + s_1^2 X_{r0}^2}}$$

2. 超同步转速电动状态：网侧变换器处于整流状态，转子侧变换器处于逆变状态，电网通过变频器向转子馈入功率，相当于串入附加电动势 $+E_{add}$ ，电机加速至 $s < 0$ 的新稳态下工作。此时电机转速虽然超过同步转速，但仍拖动负载做电动运行，轴上输出功率由定子和转子两部分输入功率合成， $P_m + |s|P_m = (1+|s|)P_m$ ，处于双馈状态。
3. 超同步转速发电状态：外力作用在轴上推动电机运行。当转子超过同步转速 $s < 0$ 时，电机处于发电状态，转子电流和转子电动势均与电动运行时相反。定子和转子均向电网馈出功率， $|P_m| + |sP_m| = (1+|s|)|P_m|$ 。
4. 次同步转速发电状态：外力作用较弱，使转子低于同步转速运行 $s > 0$ ，但处于发电状态。与超同步相比，转子电流方向改变。定子向电网输出功率，一部分由轴上输入功率提供，其余部分由转子提供的转差功率补足。 $|P_m| = (1-s)|P_m| + s|P_m|$ 。

3.3.2 绕线转子异步电机转子变频串级调速系统

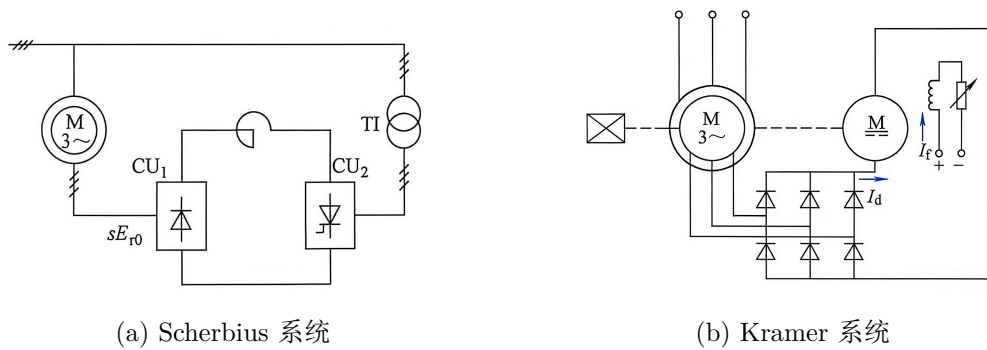


图 3.20: 串级调速系统

工作在次同步电动状态的绕线转子异步电机调速系统称为串级调速系统。如果转子输出的转差功率通过交-直-交变频器和逆变变压器回馈电网时，转差功率以电气形式回馈电网，称作电气串级调速系统，又称 Scherbius 系统。如果异步电动机转子整流后给同轴直流电动机供电，转差功率以机械形式帮助异步电动机拖动负载，称作机械串级调速系统，又称 Kramer 系统。电气串级调速系统更为普遍应用。

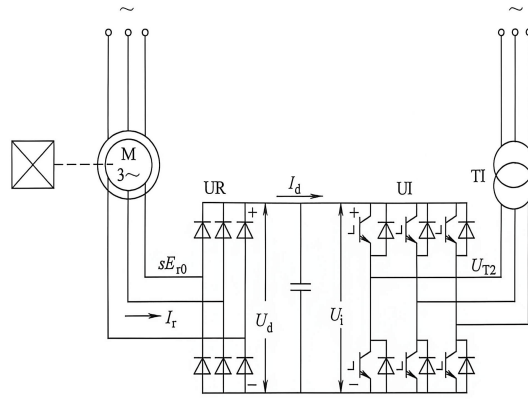


图 3.21: 电气串级调速系统原理图

整流电路输出直流平均电压的理想空载值为 $U_{d0} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} sE_{r0} = 2.34sE_{r0}$ ，三相电压型 SPWM 逆变器输出相电压基波有效值为 $U_{T2} = \frac{M}{2\sqrt{2}} U_{i0} = 0.354MU_{i0}$ ，代入直流回路稳态电压平衡方程 $U_{d0} = U_{i0} + I_d R$ 得：

$$2.34sE_{r0} = \frac{2.828}{M} U_{T2} + I_d R$$

由于 s 时转差率， I_d 间接反映电磁转矩的大小，因此上式可以认为是机械特性线性段的间接表达式。在非线性段，转子绕组电抗压降影响增大，不再满足上式。

若降低调制度 M ，将提高逆变器输入电压 U_{i0} ，减小电流 I_d ，使电磁转矩减小，迫使转速降低，实现调速。同时，转差率增大使 sE_{r0} 提高，恢复 I_d 与负载电流的平衡，使系统达到新的稳态。

串级调速机械特性

在理想空载状态下运行时，转子电流 $I_d = 0$ ，此时理想空载转差率 s_0 和理想空载转速 n_0 为：

$$s_0 = \frac{1.209 U_{T2}}{M E_{r0}} \quad n_0 = n_{syn}(1 - s_0) = n_{syn} \left(1 - \frac{1.209 U_{T2}}{M E_{r0}} \right)$$

因此，串级调速系统的理想空载转速和同步转速是不同的，改变逆变器调制度会改变理想空载转速。调制度不同时，串级调速的机械特性近似平行的，工作段类似直流电动机变压调速的机械特性。当 $M = 1$ 时， $s_0 \neq 0$ ，只有 $U_{T2} = 0$ 时才能使 $s_0 = 0$ 。

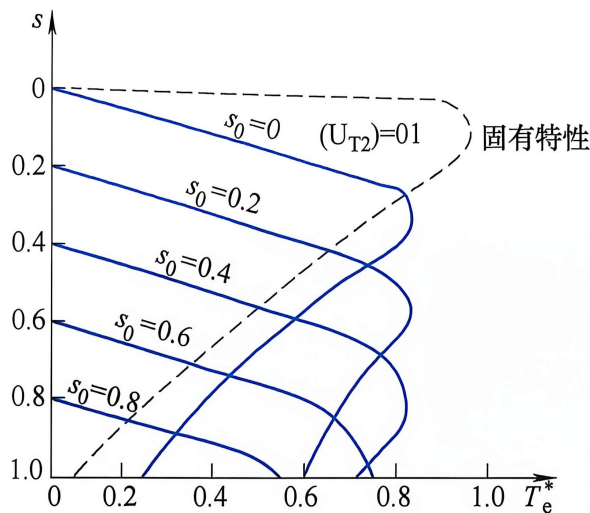


图 3.22: 串级调速系统的机械特性

串级调速系统由于装置等效阻抗的影响,机械特性比固有特性软,且转速降低时转矩会出现转折,具有最大转矩值。由于转子回路电抗的影响,二极管整流电路换相重叠角增大,产生强迫延迟导通,使串级调速最大电磁转矩比正常接线时降低了约 17.3%。

串级调速装置的电压和容量

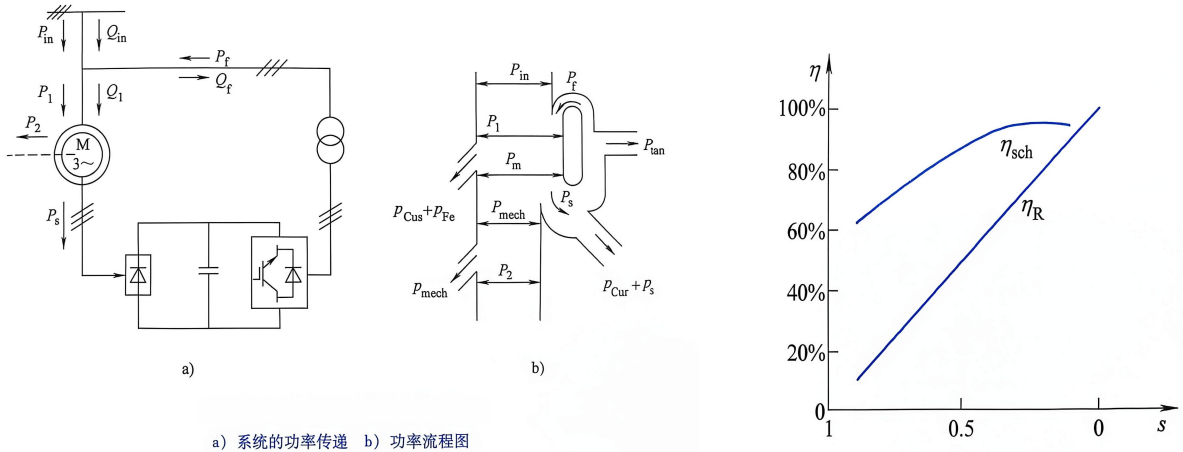
串级调速系统的调速范围 $D = \frac{n_{syn}}{n_{0min}}$, 则最大理想空载转差率 $s_{0max} = 1 - \frac{1}{D}$, 转子变频器的额定电压为:

$$U_{T2} = \left(1 - \frac{1}{D}\right) \frac{M_{min}}{1.209} E_{r0}$$

变频器和逆变变压器的容量取决于电压和电流定额,电压定额取决于调速范围,电流定额取决于转子额定电流和负载,逆变变压器容量为:

$$S_T \approx 3U_{T2}I_{T2} = 2.481M_{min}E_{r0}I_{rN} \left(1 - \frac{1}{D}\right)$$

串级调速系统的效率



(a) 串级调速系统效率分析

(b) 与串电阻调速系统调速效率比较

图 3.23: 串级调速系统的效率

定子输入功率为 P_1 , 扣除定子铜损 p_{Cus} 和铁损 p_{Fe} 后经气隙传送到转子的电磁功率 P_m 。电磁功率分为机械功率 P_{mech} 和转差功率 P_s , 在串级调速中, 转差功率扣除了转子铜损 p_{Cur} 、杂散损耗 p_s 和附加串机传动装置消耗 p_{tan} 后回馈到电网, 这部分为回馈功率 P_f 。因此净有功功率为 $P_{in} = P_1 - P_f$, 输出功率 $P_2 = P_{mech} - p_{mech}$, 系统总效率为:

$$\eta_{sch} = \frac{P_2}{P_{in}} \times 100\% = \frac{P_m(1-s) - p_{mech}}{P_m(1-s) + \Sigma p - p_{mech} + p_{Tan}} \times 100\%$$

其中, $\Sigma p = p_{Cus} + p_{Fe} + p_{Cur} + p_s + p_{mech}$ 为异步电动机总损耗。

串级调速的总效率较高, 且随着转速降低, 分子分母的 $(1-s)P_m$ 项同时变化, 对总效率影响并不大。

而若是采用串电阻调速, 系统效率为

$$\eta_R = \frac{P_m(1-s) - p_{mech}}{P_m(1-s) + \Sigma p - p_{mech} + p_R} \times 100\%$$

由于 $p_R > p_{tan}$, 因此串级调速效率比串电阻调速高, 且串电阻调速效率随转速成比例的变化, 低速时减小较快。

串级调速系统的功率因数为:

$$\cos \varphi_{sch} = \frac{P_{in}}{S} = \frac{P_1 - P_f}{\sqrt{(P_1 - P_f)^2 + (Q_1 + Q_f)^2}}$$

由于有功功率是电动机吸收的有功功率与回馈的有功功率之差，而无功功率却是电动机和逆变器吸收的无功功率之和，因此串级调速系统的功率因数较低。

双闭环控制

串级调速系统采用转速反馈与电流反馈的双闭环控制，原理与直流双闭环调速系统类似。由于转子整流器不可控，因此闭环系统只能改善起动和加速过程的动态性能，减速只能靠负载自由降速。

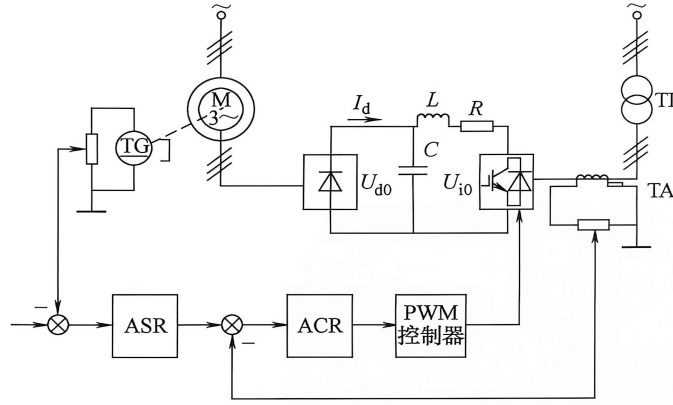


图 3.24: 双闭环控制串级调速系统原理图

转子直流回路的动态方程为：

$$sU_{d0} - U_{i0} = L \frac{di_d}{dt} + RI_d$$

代入转差率与转速的关系，并在等式两侧取拉式变换，得转子直流回路的传递函数为：

$$\frac{I_d(s)}{U_{d0}(s) - \frac{n}{n_0}U_{d0}(s) - U_{i0}(s)} = \frac{K_r}{T_r s + 1}$$

式中， $K_r = 1/R$ 为转子回路放大系数， $T_r = L/R$ 为转子回路时间常数。

由转差功率得电磁转矩为：

$$T_e = \frac{P_m}{\Omega_0} = \frac{U_{d0}I_d}{\Omega_0} = \frac{30U_{d0}}{\pi n_0}I_d = C_M I_d$$

其中 $C_M = \frac{30U_{d0}}{\pi n_0}$ 为串级调速系统的转矩系数， $C_E = \frac{U_{d0}}{n_0}$ 为串级调速系统的电动势系数， $C_M = \frac{30}{\pi}C_E$ ，与直流调速系统类似。但是由于实际串级调速系统中气隙磁通不是恒定的，因此将 C_E, C_M 视作常数是一种近似的线性模型。

由电力拖动系统的运动方程

$$C_M(I_d - I_L) = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt}$$

得异步电动机在串级调速时的传递函数为：

$$\frac{n(s)}{I_d(s) - I_L(s)} = \frac{375C_M}{GD^2 s} = \frac{R}{C_E T_M s}$$

其中 $T_M = \frac{GD^2 R}{375C_E C_M}$ 为串级调速系统的机电时间常数。

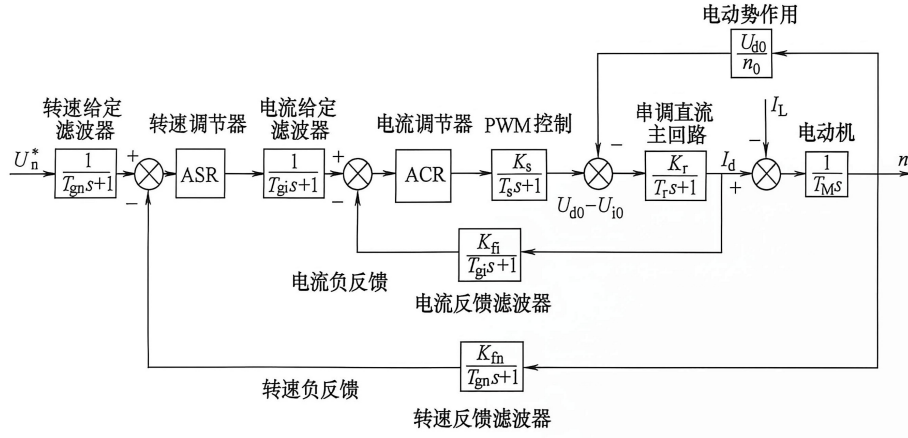


图 3.25: 双闭环串级调速系统的近似动态框图

3.3.3 绕线转子异步电机转子变频双馈控制系统

将电气串级调速系统的二极管整流器替换为 PWM 整流器，即可实现转差功率双向流动，构成双馈变频调速系统。为了限制容量，上下调速范围都不大。双馈系统通常用于要求大起动转矩、有限调速范围的场合。

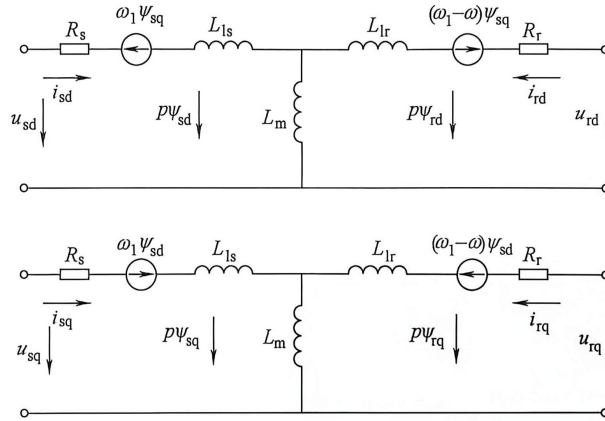


图 3.26: 双馈电机 dq 轴动态等效电路

双馈控制系统使用气隙磁链定向的矢量控制，在满足气隙磁链定向条件 $\psi_{md} = \psi_m, \psi_{mq} = 0$ 的条件下，励磁电流方程为：

$$i_{sd} = \frac{\psi_m}{L_m} - i_{rd} \quad i_{sq} = -i_{rq}$$

电磁转矩方程为：

$$T_e = n_p L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) = -n_p \psi_m i_{rq}$$

3.4 同步电动机变压变频调速系统

与异步电动机相比，同步电动机具有以下显著特点：

1. 稳态转速恒等于同步转速 $n_1 = \frac{60f_1}{n_p}$ ，机械特性很硬。
2. 转子侧有独立的直流励磁或永磁体励磁。
3. 定子具有同样的交流三相绕组，但是转子侧具有明确的极对数和极性，可能还会有自身短路的阻尼绕组。
4. 气隙结构分为隐极（气隙均匀， $x_d = x_q$ ）和凸极（气隙不均匀， $x_d \neq x_q$ ）。
5. 由于有独立励磁，在极低频率下也能运行，调速范围比异步电动机更宽。
6. 只需加大转矩角即可增大转矩，对转矩扰动承受能力更强，动态响应快。

同步电动机按励磁方式可分为可控励磁同步电动机和永磁同步电动机两种。可控励磁同步电动机可通过调节转子侧的直流励磁电流改变输入功率因数。永磁同步电动机具有如下优点：

1. 永磁材料磁能积高，可得较高的气隙磁通密度，电机体积小、重量轻。
2. 转子没有铜损和铁损，没有集电环和电刷的摩擦损耗，运行效率高。
3. 转动惯量小，允许脉冲转矩大，可获得较高的加速度，动态性能好。

永磁同步电动机按气隙磁场又可分为正弦波永磁同步电动机（简称永磁同步电动机，PMSM）和梯形波永磁同步电动机（简称无刷直流电动机，BLDC）。PMSM 的定子电流和气隙磁场均为正弦波，BLDC 的定子电流为方波，而气隙磁场为梯形波。

3.4.1 同步电动机的稳态模型与调速方法

忽略定子电阻 R_s 时，凸极同步电动机的电磁功率 P_M 和电磁转矩 T_e 分别为：

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

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

电磁转矩由两部分组成，第一项由转子磁动势产生，为主转矩，第二项由凸极效应产生，为磁阻反应转矩。由于 $x_d > x_q$ ，磁阻反应转矩正比于 $\sin 2\theta$ ，最大转矩位置提前。

对于隐极同步电动机，电磁功率 P_M 和电磁转矩 T_e 分别为：

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

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

无凸极效应，无磁阻转矩。当 $\theta = \frac{\pi}{2}$ 时，电磁转矩最大 $T_{e\max} = \frac{3U_s E_s}{\omega_m x_d}$ 。

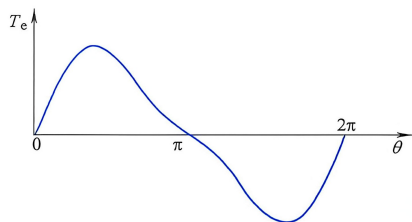


图 9-2 凸极同步电动机的转矩角特性

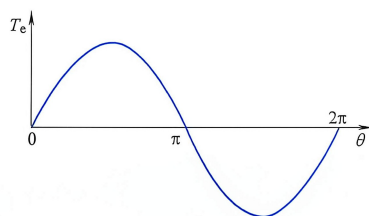


图 9-3 隐极同步电动机的转矩角特性

图 3.27: 同步电动机的转矩角特性

以隐极同步电动机为例，在 $0 < \theta < \frac{\pi}{2}$ 范围内，负载增加，转速减慢，感应电动势滞后， θ 增大，电磁转矩随之增大，系统稳定；在 $\frac{\pi}{2} < \theta < \pi$ 范围内，负载增加，转速减小， θ 增大，但电磁转矩反而减小，导致 θ 继续增加，最终偏离同步转速，产生失步现象。

同步电动机的调速

由于同步电动机转速 $n = n_1 = \frac{60f_1}{n_p}$ ，且具有确定的极对数 n_p ，因此只能变频调速。

同步电动机定子结构与异步电动机相同，忽略定子漏阻抗压降，定子电压 $U_s \approx 4.44f_1 N_s k_{N_s} \Phi_m$ ，因此同步电动机变频调速的电压频率特性与异步电动机变频调速相同，基频以下采用带定子压降补偿的恒压频比控制，最大电磁转矩

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

基频以上采用电压恒定的控制方式，最大电磁转矩

$$T_{e\max} = \frac{3E_s U_s N}{x_q \omega_m} \propto \frac{1}{\omega_m} \propto \frac{1}{n_1}$$

变频调速方法有两种：利用独立变频装置供电的他控变频调速系统和根据转子位置直接控制变压变频装置输出频率的自控变频调速系统。

3.4.2 他控变频同步电动机调速系统

他控变频的特点是电源频率与实际转速无直接联系。结构简单，可多机拖动，但未从根本上消除失步问题。

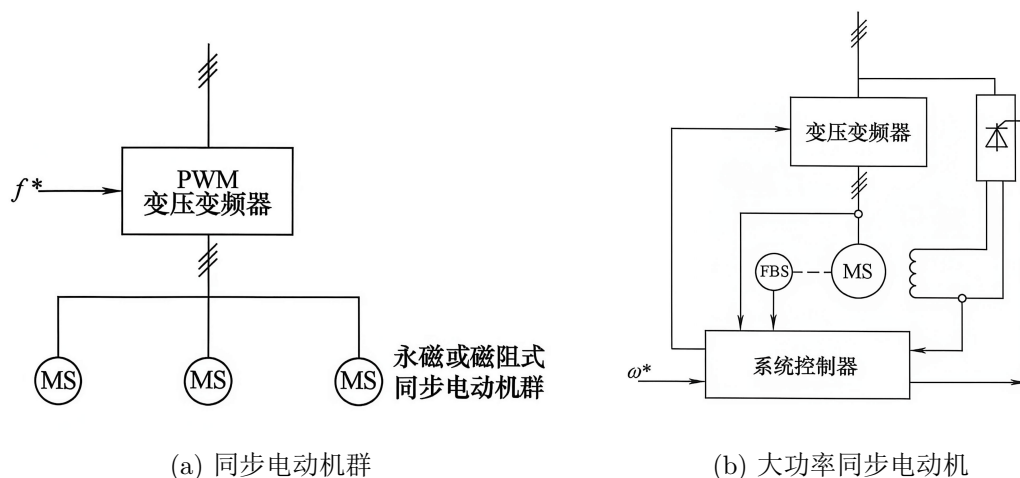


图 3.28: 他控变频调速系统

转速开环恒压频比控制的同步电动机群调速系统，多台电机并联于公共变频器上，由同一的频率给定信号 f^* 同时调节多台电动机的转速，变频器采用电压源型 PWM 变压变频器。用于小容量多机拖动，若负载大的电动机失步会造成整个系统崩溃。

大功率同步电动机转子上一般都有励磁绕组，通过集电环由直流励磁电源供电或由交流励磁发电机经过整流器供电。大功率同步电动机可以采用恒压频比控制。一般来说，大功率同步电动机带有阻尼绕组，起动和制动时相当于异步电动机的转子绕组，有利于起动和制动，而稳态时，转差为零，阻尼绕组不起作用。

3.4.3 自控变频同步电动机调速系统

自控变频调速系统根据转子位置直接控制变频装置的输出电压或电流的相位，使转矩角小于 $\frac{\pi}{2}$ ，能从根本上杜绝失步现象。

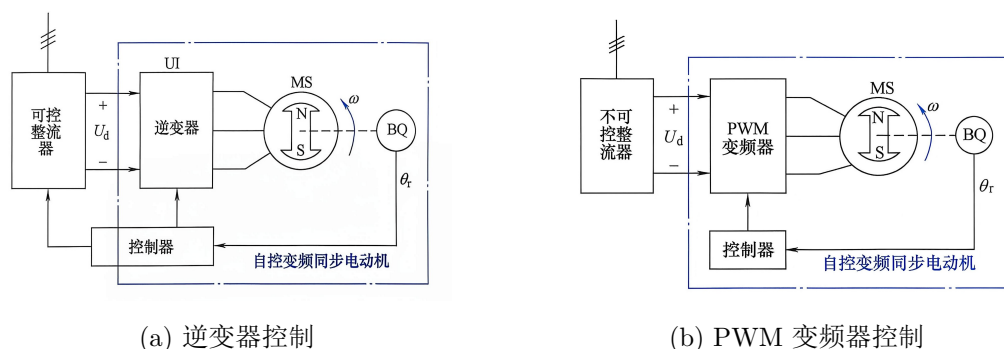


图 3.29: 自控变频同步电动机调速系统

自控变频同步电动机在轴上安装了转子位置检测器 BQ 反映转子磁极位置，根据转子磁极位置信号控制逆变器输出电压的频率和相位，使得转矩角小于 $\frac{\pi}{2}$ ，根本上消除失步现象。

在基频以下调速时，需要电压频率协调控制，除了逆变器外还需要一套调压装置，提供可调的直流电源。调速时改变直流电压，转速随之变化，逆变器的输出频率自动跟踪转速，因此控制电压的同时自动控制了频率。两套功率单元也可以用一套 PWM 变频器实现变频调压。

从外部看来，改变直流电压 U_d 就可实现调速，相当于直流电动机调压调速。因此，在自控变频同步电动机中，电力电子逆变器和转子位置检测器相当于电子式换向器，用静止的电力电子电路代替了旋转接触式换向器，用电子换向取代机械换向。

无刷直流电动机

无刷直流电动机实质上是一种特定类型的永磁同步电动机，转子磁极采用瓦形磁钢，可获得梯形波的气隙磁场，感应的电动势也是梯形波的。由逆变器提供与电动势严格同相的 $\frac{2\pi}{3}$ 方波电流。

由于各相电流都是方波，逆变器的控制比交流 PWM 控制要简单得多。然而由于绕组电感的作用，换相时电流波形不可能突跳，其波形实际上只能是近似梯形的，因而通过气隙传送到转子的电磁功率也是梯形波。每次换相时平均电磁转矩都会降低一些。由于 PWM 逆变器每隔 $\frac{\pi}{3}$ 换相一次，故实际的转矩波形每隔 $\frac{\pi}{3}$ 出现一个缺口，而用 PWM 调压的方式使电流出现纹波，这样的转矩脉动使无刷直流电动机的调速性能低于真正的直流电动机和正弦波永磁同步电动机。

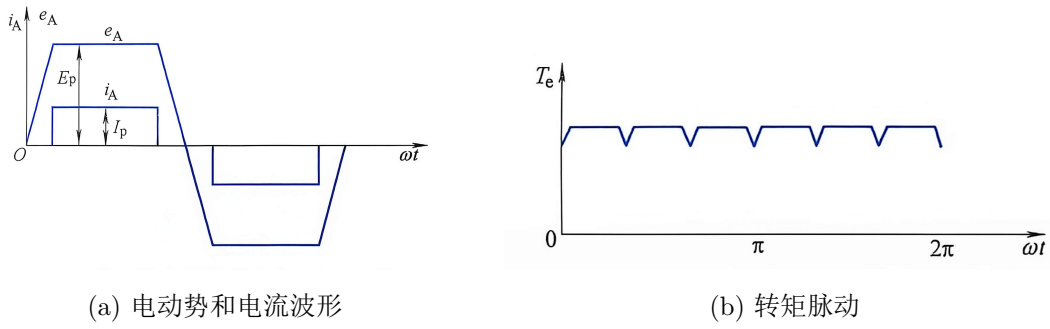


图 3.30: 无刷直流电动机的波形

无刷直流电动机的电压方程为:

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

非换相时只有两相导通, 从逆变器直流侧看, 为两相绕组串联, 则电磁功率为 $P_m = 2E_p I_p$ 。电磁转矩为

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

由此可见, 无刷直流电动机的转矩与电流 I_p 成正比, 和一般的直流电动机相当, 其控制系统也和直流调速系统一样。无论是开环系统还是闭环系统, 都必须检测转子位置, 并根据转子位置发出换相信号。

不考虑换相过程及 PWM 调制等因素的影响, 当 VT_1 和 VT_6 导通时, A、B 两相导通, 而 C 相关断, 则 $i_A = -i_B = I_p, i_C = 0$, 且 $e_A = -e_B = E_p$, 无刷直流电动机的电压方程为

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

其中 $(u_A - u_B)$ 是 A、B 两相间输入的平均线电压, 采用 PWM 控制时, $u_A - u_B = \rho U_d$, 因此状态方程为

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

其他五种工作状态均与此相同。

根据电机和电力拖动系统基本理论, 可知

$$E_p = k_e \omega$$

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

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

可以得到无刷直流电动机的状态方程

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

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

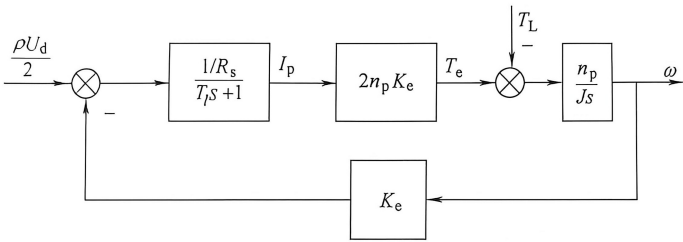


图 3.31: 无刷直流电动机的动态结构

实际上，换相过程中电流和转矩的变化、关断相电动势所引起的电流、PWM 调压对电流和转矩的影响等都是使动态模型产生时变和非线性的因素，其后果是造成转矩和转速的脉动，严重时会使电动机无法正常运行，必须设法予以抑制或消除。

无刷直流电动机调速系统与直流电动机调速系统类似，设计方法也类似。

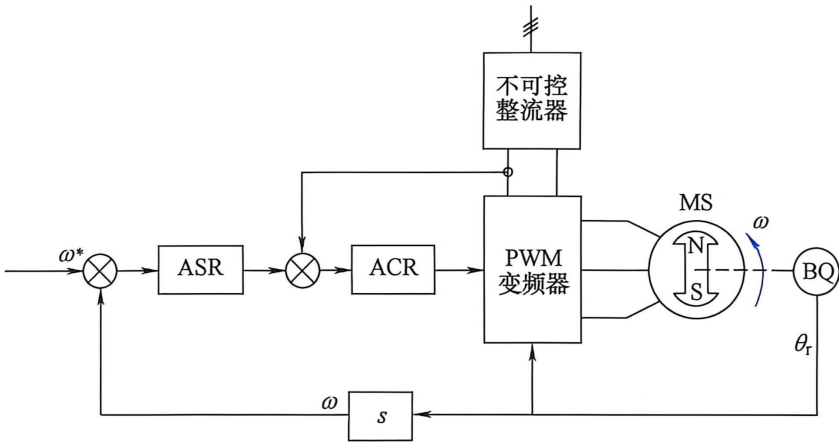


图 3.32: 无刷直流电动机调速系统

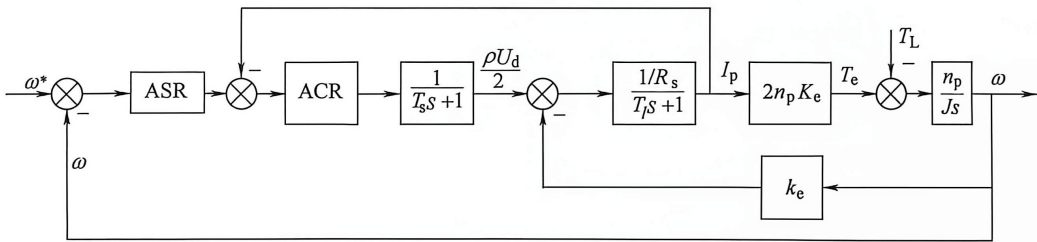


图 3.33: 无刷直流电动机调速系统结构图

4 伺服系统

4.1 伺服系统的特征及组成

4.1.1 伺服系统的基本要求与特征

伺服系统（Servo System）是精确地跟踪或复现某个给定过程的控制系统，又称随动系统。狭义的伺服系统指位置随动系统，输出量是负载机械空间位置的线位移或角位移。伺服系统和调速系统的主要区别在于，伺服系统给定量是随机变化的位置，要求输出量准确跟随给定量的变化，在保证稳定的基础上，更突出快速响应能力。伺服系统的基本要求是：

- 1. 稳定性好：在给定输入和外界干扰下，能在短暂过渡过程后达到新的平衡状态或恢复原来的平衡状态。
- 2. 精度高：输出量跟随给定值的精确程度。
- 3. 动态响应快：系统对给定的跟随速度足够快，超调小。
- 4. 抗扰动能力强：在各种扰动作用时，系统输出动态变化小，恢复时间快，振荡次数少。

因此伺服系统应具备以下基本特征：

- 1. 具备高精度传感器，能准确给出输出量的电信号
- 2. 功率放大器和控制系统必须是可逆的
- 3. 足够大的调速范围和足够强的低速带载性能
- 4. 快速的响应能力和较强的抗干扰能力

4.1.2 伺服系统的组成

伺服系统由伺服电动机、功率驱动器、控制器和传感器四大部分组成。

伺服系统可以是开环控制或者闭环控制的。开环伺服系统完全根据指令驱动伺服电动机和传动机构，无需位置检测，结构简单，控制精度由系统本身的传动精度来保证，存在失步危险。闭环伺服系统增加了位置反馈装置，还可以有对转速和转矩的闭环反馈，得到更高的控制精度。根据位置反馈信号的来源与执行机构或者输出环节，系统分为半闭环位置伺服系统和全闭环位置伺服系统。

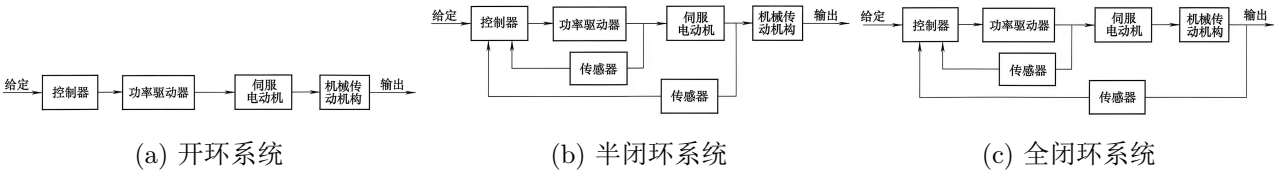


图 4.1: 位置伺服系统结构

伺服电动机和调速电动机在结构和数学模型上并无本质的区别，伺服电动机的转动惯量较小，低速和零速带载性能好。常用的伺服电动机为交流伺服电动机和直流无刷伺服电动机。

位置传感器将直线或转角位移转换成电量，通过信号处理电路或者算法形成与控制器输入相匹配的位置信号，再进行闭环控制消除误差，常见的有以下几种：

- 1. 电位器：位移-电压传感器，可以直接给出电压信号，简单偏移易用，但易磨损，可靠性差。

2. 基于电磁感应原理的位置传感器：包括自整角机、旋转变压器、感应同步器等，是模拟式位置传感器，可靠性和精度较好。
3. 光电编码器：由光源、光栅码盘和光敏元件三部分组成，直接输出数字式电脉冲信号。光电编码器分为输出脉冲数与位移增量成正比的增量式编码器和每个位置对应唯一的数字码的绝对值式编码器。
4. 磁性编码器：有磁敏电阻式、励磁磁环式、霍尔元件式等类型，适应环境能力强，坚固耐用，响应速度快，寿命长，但高分辨率较难实现，抗电磁干扰能力较弱。

4.1.3 伺服系统的性能指标

伺服系统的性能指标同样分为稳态性能指标和动态性能指标。稳定运行时实际位置与目标值的偏差称作稳态跟踪误差。动态调节过程的性能指标称为动态性能指标。

系统产生稳态误差的因素主要有检测误差和系统误差，检测误差来自传感器的误差，系统误差则与系统的控制结构有关，与自动控制原理中的稳态误差理论一致，主要有三类误差：

表 5: 不同系统类型的给定稳态误差

系统类型	单位阶跃输入	单位斜坡输入	单位加速度输入
I 型	0	$1/K$	∞
II 型	0	0	$1/K$

4.2 伺服系统控制对象的数学模型

4.2.1 直流伺服系统

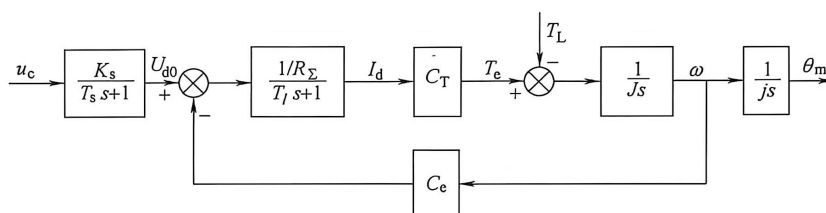


图 4.2: 直流伺服系统控制对象结构图

直流伺服系统的控制对象的数学模型为

$$\begin{aligned}\frac{d\theta_m}{dt} &= \frac{\omega}{j} \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{C_T}{J} I_a - \frac{1}{J} T_L \\ \frac{dI_d}{dt} &= -\frac{1}{T_l} I_d - \frac{C_e}{L_\Sigma} \omega + \frac{1}{L_\Sigma} U_{d0} \\ \frac{dU_{d0}}{dt} &= -\frac{1}{T_s} U_{d0} + \frac{K_s}{T_s} u_c\end{aligned}$$

四个方程分别为机械传动机构状态方程、直流电动机状态方程和驱动装置状态方程。其中 j 为机械传动机构的传动比， T_l 为电枢回路电磁时间常数， U_{d0} 为驱动器理想空载电压。

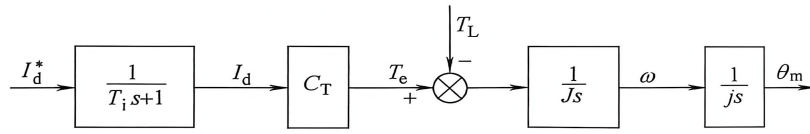


图 4.3: 带电流闭环控制的控制对象结构图

带有电流闭环控制的对象数学模型为：

$$\begin{aligned}\frac{d\theta_m}{dt} &= \frac{\omega}{j} \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{C_T}{J} I_a - \frac{1}{J} T_L \\ \frac{dI_a}{dt} &= \frac{1}{T_i} (I_d^* - I_a)\end{aligned}$$

其中， T_i 为电流环等效时间常数， I_d^* 为电枢电流给定值。

4.2.2 交流伺服系统

交流伺服电动机经过矢量变换和电流闭环控制后可等效为直流电动机模型。异步伺服电动机电流闭环控制系统模型如下

$$\begin{aligned}\frac{d\theta_m}{dt} &= \frac{\omega}{j} \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{C_T}{J} i_{st} - \frac{1}{J} T_L \\ \frac{di_{st}}{dt} &= \frac{1}{T_i} (i_{st}^* - i_{st})\end{aligned}$$

采用了电流闭环控制后，交、直流伺服系统具有相同的控制对象模型，称作统一模型，可以用相同方法设计交流和直流伺服系统。

4.3 伺服系统的设计

伺服系统常用串联校正或并联校正，串联校正常用 PI 调节器、PD 调节器和 PID 调节器，并联校正主要有前馈校正或反馈校正。

4.3.1 单环位置伺服系统

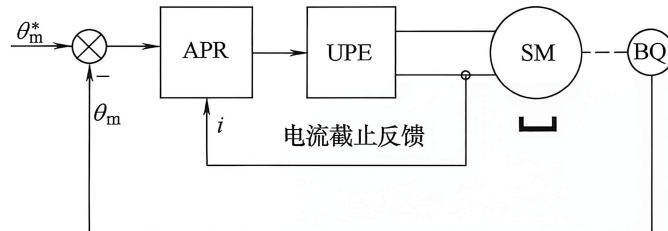


图 4.4: 单环位置伺服系统

单环位置控制通过直接设计位置调节器（APR）来实现。为避免电流冲击过大，应采用电流截止反馈保护。单环控制难以达到伺服系统的动态要求。

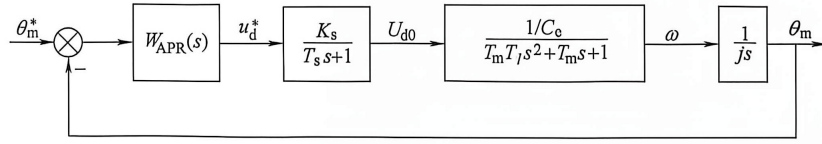


图 4.5: 单环位置伺服系统结构框图

直流伺服系统控制对象传递函数为

$$W_{obj}(s) = \frac{K_s / (jC_e)}{s(T_s s + 1)(T_m T_l s^2 + T_m s + 1)}$$

若用 PD 调节器，且用系统的开环零点消去时间常数最大的开环极点，则系统的开环传递函数为

$$K_{\theta op}(s) = \frac{K_{\theta}}{s(T_s s + 1)(T_2 s + 1)}$$

由 Routh 判据，闭环系统稳定需满足

$$K_{\theta} = \frac{K_p K_s}{jC_e} < \frac{T_s + T_2}{T_s T_2}$$

PD 调节器将系统校正为 I 型系统，若需对负载扰动无静差，需使用 PID 调节器校正为 II 型系统。

4.3.2 双环位置伺服系统

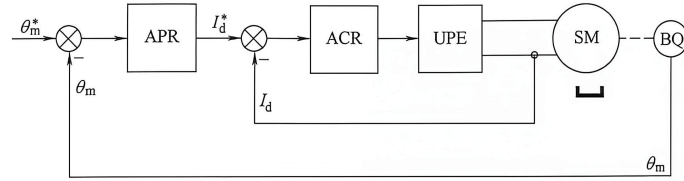


图 4.6: 双环位置伺服系统

电流闭环控制可以抑制起、制动电流，加速电流响应过程，对于交流伺服电动机，还可以实现励磁和转矩分量的解耦。在电流闭环控制的基础上，设计位置调节器构成双环位置伺服系统。

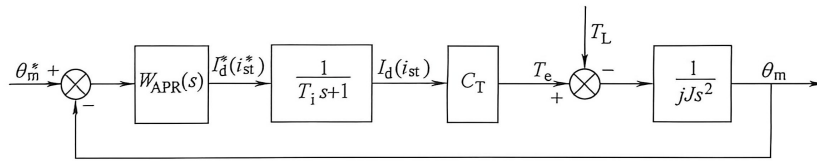


图 4.7: 双环位置伺服系统结构框图

忽略负载转矩时，带有电流闭环控制对象的传递函数为

$$W_{obj}(s) = \frac{C_T / (jJ)}{s^2(T_i s + 1)}$$

若 APR 使用 PID 调节器，则系统的开环传递函数为

$$W_{\theta op}(s) = \frac{K_{\theta}(\tau_i s + 1)(\tau_d s + 1)}{s^3(T_i s + 1)}$$

由 Routh 判据，闭环系统稳定需满足

$$\tau_i \tau_d > T_i (\tau_i + \tau_d) \quad K_\theta (\tau_i + \tau_d) [\tau_i \tau_d - T_i (\tau_i \tau_d)] > 1$$

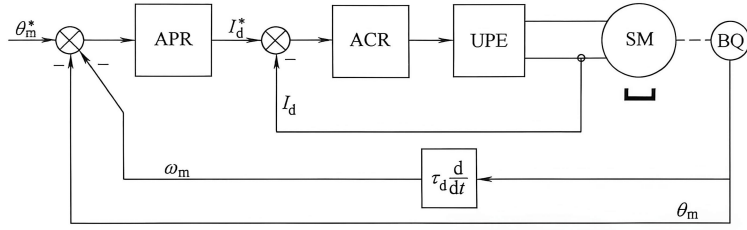


图 4.8: 带微分负反馈的双环伺服系统

若 APR 使用 PI 调节器，系统的特征方程未出现 s^2 项，系统不稳定，需要增加局部微分负反馈，即转速负反馈来实现。此时开环传递函数为

$$W_{\theta op}(s) = \frac{K_\theta (\tau_i s + 1) (\tau_d s + 1)}{s^3 (T_i s + 1)}$$

闭环传递函数为

$$W_{\theta cl}(s) = \frac{K_\theta (\tau_i s + 1)}{T_i s^4 + s^3 + K_\theta \tau_i \tau_d s^2 + K_\theta (\tau_i + \tau_d) s + 1}$$

比 PID 调节器的闭环系统少一个闭环零点 $-1/\tau_d$ ，动态性能上略有差异。

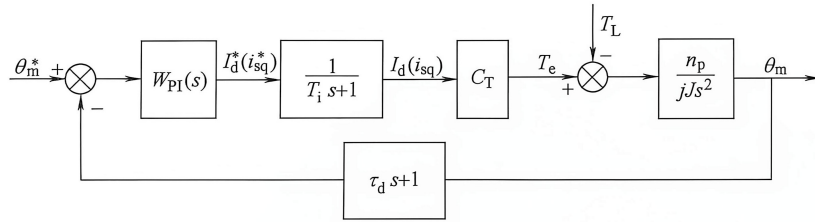


图 4.9: 带微分负反馈的双环伺服系统结构框图

4.3.3 三环位置伺服系统

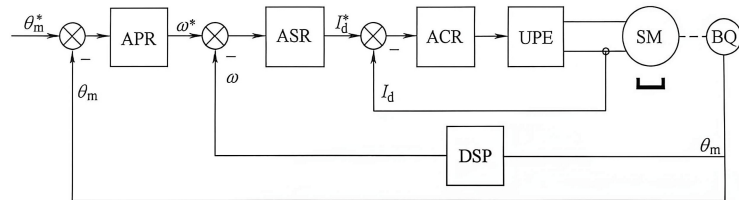


图 4.10: 三环伺服系统

在转速、电流双闭环调速系统基础上，增加一个位置控制环构成了三环控制的位置伺服系统。

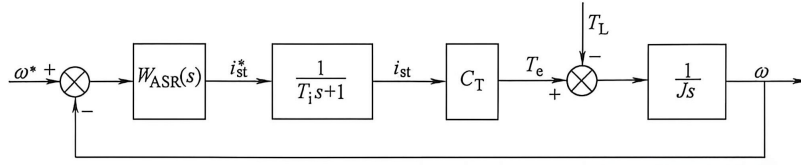


图 4.11: 转速环控制系统结构

转速闭环传递函数为

$$W_{ncl}(s) = \frac{K_N(\tau_n s + 1)}{s^2(T_i s + 1) + K_N(\tau_n s + 1)}$$

加上转角与转速的传递函数

$$W_\theta(s) = \frac{1}{js}$$

构成位置环控制对象的传递函数

$$W_{\theta obj}(s) = \frac{K_N(\tau_n s + 1)/j}{s(T_i s^3 + s^2 + K_N \tau_n s + K_N)}$$

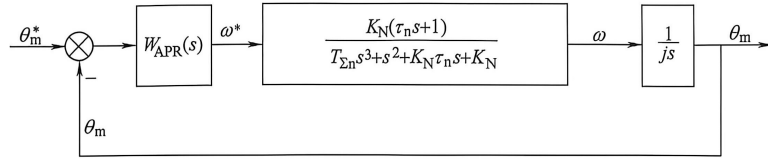


图 4.12: 位置环控制系统结构

由于控制对象在前向通道上有一个积分环节，当输入 \$\theta_m^*\$ 为阶跃信号时，APR 选用 P 调节器就可实现无静差，系统的开环传递函数为

$$W_{\theta op}(s) = \frac{K_\theta(\tau_n s + 1)}{s(T_i s^3 + s^2 + K_N \tau_n s + K_N)}$$

由 Routh 判据，闭环系统稳定需满足

$$K_\theta < \frac{K_N(\tau_n - T_i)}{T_i \tau_n}$$

$$-T_i \tau_n^2 K_\theta^2 + (\tau_n^2 K_N - 2T_i K_N \tau_n - 1)K_\theta + K_N^2(\tau_n - T_i) > 0$$

用中频段宽度表示，\$\tau_n = hT_i, K_N = \frac{h+1}{2h^2 T_i^2}\$，则稳定条件改写为

$$K_\theta < \frac{h^2 - 1}{2h^3 T_i^2}$$

$$-h^2 T_i^3 K_\theta^2 + \frac{h^2 - 3h - 2}{2h} K_\theta + \frac{(h+1)^2(h-1)}{4h^4 T_i^3} > 0$$

若输入 \$\theta_m^*\$ 为斜坡信号，则 APR 需使用 PI 调节器才能实现无静差，系统结构会更加复杂。

多环控制系统调节器的设计方法是从内环到外环，逐个设计各环调节器。逐环设计可以保证每个控制环都是稳定的，保证整个系统的稳定性。电流环和速度环内的参数变化或受到扰动时，电流反馈和转速反馈能及时抑制，减弱对位置环工作的影响。每个环有各自的控制对象，易于调整。但不足之处在于最外环控制作用的响应不会很快。

4.3.4 复合控制伺服系统

单环或者多环伺服系统都是通过 APR 实现反馈控制的, 给定信号的变化需要经过 APR 才能作用, 为保证系统稳定性, 不可能过分照顾快速跟随作用。可以从给定信号直接引入前馈控制, 和闭环反馈控制一起构成复合控制系统。

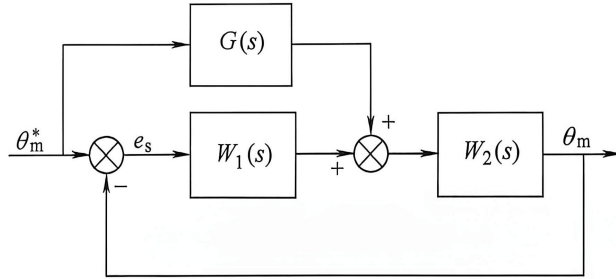


图 4.13: 复合控制位置伺服系统结构图

复合控制伺服系统的闭环传递函数为

$$W_{ccl}(s) = \frac{\theta_m(s)}{\theta_m^*(s)} = \frac{W_1(s)W_2(s) + G(s)W_2(s)}{1 + W_1(s)W_2(s)}$$

若前馈控制器传递函数选为

$$G(s) = \frac{1}{W_2(s)}$$

则闭环传递函数 $W_{ccl}(s) = 1$, 也就是理想复合控制伺服系统的输出量能够完全复现给定输入量, 稳态和动态误差均为零, 实现了完全不变性。

一般情况下, 位置伺服系统控制对象 $W_s(s) = \frac{K_2 N_2(s)}{s^q D_2(s)}$ 至少含有一个积分环节, 且 $D_2(s)$ 阶次高于 $N_2(s)$, 此时前馈控制器传递函数为

$$G(s) = \frac{s^q D_2(s)}{K_2 N_2(s)}$$

因此要实现完全不变性, 需要引入输入信号的各阶导数作为前馈控制信号, 同时会引入高频干扰信号, 甚至会破坏系统稳定性, 此时需要加上滤波环节, 只能近似实现完全不变性。